



Том 3. № 4
2017

научный журнал

ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Темы номера:

- ✓ Оптические волокна и оптические сигналы
- ✓ Развитие и применение мобильных технологий
- ✓ Моделирование и оценка сетей и линий связи

■ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ ■ ТЕЛЕВИДЕНИЕ И РАДИОВЕЩАНИЕ ■ СЕТИ СВЯЗИ И СИСТЕМЫ КОММУТАЦИИ
■ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ ■ АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА ■ ПОЧТОВАЯ СВЯЗЬ И ИНФОРМАТИКА

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 3

№ 4

Санкт-Петербург

2017

Описание журнала

Научный журнал. Публикуются материалы научных работ, выполненных в области телекоммуникаций, телевидения и радиовещания, сетей связи и систем коммутации, систем связи с подвижными объектами, аудиовизуальной техники, почтовой связи, информатики и менеджмента в связи.

Выпускается с 1960 года. Выходит 4 раза в год.

Редакционный совет

- Розанов Н.Н.** д.ф.-м.н., проф., член-кор. РАН, начальник отдела теоретических исследований Института лазерной физики «ГОИ им. С.И. Вавилова»
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
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., ректор СПбГУТ
Зам. главного редактора **Буйневич М.В.**, д.т.н., проф., профессор кафедры безопасности информационных систем СПбГУТ
Ответственный редактор **Аникевич Е.А.**, к.т.н., начальник отдела организации НИР и интеллектуальной собственности СПбГУТ
Выпускающие редакторы **Татарникова И.М., Яшугин Д.Н.**

Регистрационная информация

Свидетельство о регистрации СМИ: № 77-17986 от 07.04.2004
Подписной индекс по каталогу МАП: 35664
Размещение в РИНЦ (elibrary.ru) по договору: № 59-02/2013R от 20.02.2013

Контактная информация

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

Выходные данные

Подписано в печать 25.12.2017	Усл.-печ. л. 14,13	Формат 60×841/8	Тираж 1000 экз.	Заказ № 2463
Отпечатано 27.12.2017	Санкт-Петербургский университет ГПС МЧС России. 196105, Санкт-Петербург, Московский пр., д. 149			

СОДЕРЖАНИЕ

Авгари Ф.С., Кубалова А.Р., Максимов А.П. Микрополосковый эллиптический фильтр с реализацией на резонаторах одинаковой электрической длины	5
Бурдин А.В., Бурдин В.А. Дисперсионные характеристики моды LP_{11} ступенчатого оптического волокна с керровской нелинейностью	16
Былина М.С., Глаголев С.Ф., Дюбов А.С. Сравнительный анализ методов энергетического и когерентного приема цифровых информационных оптических сигналов. Часть 2. Когерентный прием	21
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	29
Гордейчук А.Ю., Дворников С.В., Иванов В.А., Русинов М.А., Семисошенко М.А. Оценка помехозащищенности линий радиосвязи в режиме с медленной программной перестройкой рабочей частоты	36
Канаев А.К., Опарин Е.В. Предложения по построению интеллектуальной системы поддержки принятия решений по управлению сетью тактовой сетевой синхронизации	43
Киреев А.В., Фокин Г.А. Оценка точности локального позиционирования мобильных устройств с помощью радиокарт и инерциальной навигационной системы	54
Ковалгин Ю.А., Сантуш В. Результаты экспериментального исследования характеристик мирового цифрового радиовещания в формате DRM	63
Макаров Л.М., Протасеня С.В. Оценка трафика телекоммуникационной сети в условиях высокой неопределенности обнаружения семантических признаков	70
Новиков С.Н. Подходы к моделированию функционирования сети связи большой размерности в условиях внешних деструктивных воздействий	79
Рогозинский Г.Г. Мультидоменный подход и модели объектов киберфизического пространства в задачах отображения информации	88
Рыжков А.Е. Развитие технологии NB-IoT	94

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

102

CONTENTS

Awgari F., Kubalova A., Maksimov A. Microstrip elliptic filter with implementation on the resonators of same electric length	
Bourdine A., Burdin V. Dispersion characteristics of the LP_{11} mode of a step-index optical fiber with kerr nonlinearity	
Bylina M., Glagolev S., Diubov A. Comparative analysis of direct and coherent detection methods for digital information optical signals. Part 2. Coherent detection	
Gatchin Y., Demidov V., Dukelskii K., Zlobin P., Matrosova A. Basic technological methods of obtaining mechanically stable low-loss single-mode microstructured fibers	
Gordeychuk A., Dvornikov S., Ivanof V., Rusinov M., Semisoshenko M. Evaluation of radiocommunication lines interference in mode with slow software switching of the running frequency	
Kanaev A., Oparin E. Proposals for intellectual system construction of support of decision-making management of network synchronization	
Kireev A., Fokin G. Accuracy evaluation of local positioning by radiomap building and inertial navigation system	
Kovalgin Y., Santos V. The results of experimental research of digital radio broadcasting characteristics in DRM format in the world	
Makarov L., Protasenya S. Computational estimation traffic of telecommunication network in conditions of the high uncertainty of semantic signs detection	
Novikov S. The approach to modeling of a large-dimension network functioning in conditions of external destructive effects	
Rogozinsky G. Multi-domain approach and models of cyber-physical objects in information representation systems	
Ryzhkov A. NB-IoT technology in progress	

AUTHORS INDEX

Уважаемые читатели!

Представляем Вашему вниманию четвертый, завершающий 2017 год, номер научного журнала «Труды учебных заведений связи». По своему содержанию он, как и предыдущие выпуски, является мультитематическим и включает в себя авторские статьи по достаточно широкому кругу проблемных вопросов в области связи и телекоммуникаций. Однако уже можно заметить некие тенденции, которые позволяют говорить, что у журнала появляются свои, узко профессиональные рубрики.

И первая из них – это **«Оптические волокна и оптические сигналы»**, в которой представлены наши традиционные авторские коллективы: проф. Бурдин А.В. и проф. Бурдин В.А. (ПГУТИ), доц. Былина М.С. и др. (СПбГУТ), проф. Гатчин Ю.А. и др. (НИУ ИТМО + НИТИОМ ВНЦ ГОИ им. С.И. Вавилова + СПбГУТ).

В материалах их статей содержатся результаты оригинальных исследований как свойств собственно световодов и технологии их получения, так и методов приема/передачи по ним цифровых оптических сигналов, среди которых:

- ♦ Дисперсионные характеристики моды LP_{11} ступенчатого оптического волокна с керровской нелинейностью;
- ♦ Сравнительный анализ методов когерентного приема цифровых информационных оптических сигналов;
- ♦ Технологические основы получения механически стабильных одномодовых микроструктурированных световодов с предельно низким затуханием сигнала.

Вторая наша устоявшаяся рубрика – **«Моделирование и оценка сетей и линий связи»** – представлена трудами проф. Дворникова С.В. и проф. Семисошенко М.А. в соавторстве (ВАС им. С.М. Буденного), проф. Новикова А.Н. (СибГУТИ) и проф. Макарова Л.М. в соавторстве (все – СПбГУТ). В статьях этих «маститых» и «молодых» ученых освещаются «классические» для отрасли связи вопросы, а именно:

- ♦ Оценка помехозащищенности линий радиосвязи в режиме с медленной программной перестройкой рабочей частоты;
- ♦ Подходы к моделированию функционирования сети связи большой размерности в условиях внешних деструктивных воздействий;
- ♦ Оценка трафика телекоммуникационной сети в условиях высокой неопределенности обнаружения семантических признаков.

На право считаться профессиональной рубрикой претендуют пока немногочисленные результаты исследований по вопросам построения перспективных и эксплуатации существующих систем и линий связи, телевидения и радиовещания, в частности материалы статей проф. Ковалгина Ю.А.

в соавторстве (все – СПбГУТ) и проф. Канаева А.К. (ПГУПС) в соавторстве («Гипотрансигналсвязь»):

- ♦ Результаты экспериментального исследования характеристик мирового цифрового радиовещания в формате DRM;
- ♦ Предложения по построению интеллектуальной системы поддержки принятия решений по управлению сетью тактовой сетевой синхронизации.

Отдельная современная отраслевая тематика – **«Развитие и применение мобильных технологий»** – представлена в номере статьями доц. Рыжкова А.Е. и доц. Фокина Г.А. в соавторстве (все – СПбГУТ):

- ♦ Развитие технологии NB-IoT;
- ♦ Оценка точности локального позиционирования мобильных устройств с помощью радиокарт и инерциальной навигационной системы.

В первой рассмотрена технология узкополосного беспроводного интернета вещей с выходом на всемирную пакетную сеть LTE; вторая носит ярко выраженный прикладной характер и посвящена актуальному приложению мобильных устройств.

Результатом работы интернационального (Йемен, Россия) творческого коллектива под руководством доц. Кубаловой А.Р. (СПбГУТ) является научная статья, посвященная проектированию фильтра в интересах миниатюризации сложных СВЧ-устройств:

- ♦ Микрополосковый эллиптический фильтр с реализацией на резонаторах одинаковой электрической длины.

Одному из проблемных вопросов в области кибернетических систем посвящена статья доц. Рогозинского Г.Г. (СПбГУТ):

- ♦ Мультидоменный подход и модели объектов киберфизического пространства в задачах отображения информации.

Сегодня киберфизические системы включены в приоритетный список инноваций во многих странах, поэтому представленный в статье материал является исключительно актуальным.



* * *

Уважаемые коллеги!

По-прежнему приглашаем Вас активно включаться в работу нашего журнала. Ждем Ваших материалов для публикации в следующих выпусках!

Номер выходит в конце четвертого квартала, поэтому, пользуясь случаем, хотим поздравить всех наших читателей с наступающим Новым 2018 Годом!

Редакция журнала 

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ФИЛЬТР С РЕАЛИЗАЦИЕЙ НА РЕЗОНАТОРАХ ОДИНАКОВОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДЛИНЫ

Ф.С.А. Авгари¹, А.Р. Кубалова^{2*}, А.П. Максимов²

¹Аденский университет, г. Аден, Йемен

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

*Адрес для переписки: kubalovaar@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.396.67

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Авгари Ф.С.А., Кубалова А.Р., Максимов А.П. Микрополосковый эллиптический фильтр с реализацией на резонаторах одинаковой электрической длины // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 5–15.

Аннотация: Представлен новый метод проектирования эллиптического полосно-пропускающего СВЧ-фильтра с реализацией на решетке связанных микрополосковых линий одинаковой электрической длины. Предложена методика его расчета с применением симулятора электромагнитного поля. Представлены результаты экспериментального исследования макета фильтра.

Ключевые слова: эллиптический фильтр, СВЧ-фильтр, микрополосковая линия, электрическая длина, связанные микрополосковые линии, полосно-пропускающий фильтр, многопроводная линия, электромагнитное моделирование.

Введение

В последнее время в связи с повышением степени интеграции радиотехники СВЧ все большее внимание уделяется устройствам на микрополосковых линиях передачи (МПЛ). Устройства на МПЛ компактны, просты в изготовлении, обладают высокой ремонтпригодностью и удобны для монтажа твердотельных компонентов. Микрополосковая технология широко используется в мобильных и бортовых средствах радиосвязи, радиолокации и радионавигации.

Несмотря на вышеуказанные преимущества МПЛ, возможности реализации различных устройств на данном типе линии передачи ограничены. Как правило, МПЛ применяются в узлах, состоящих из одной или двух связанных линий передачи. На текущий момент разработчики избегают использовать МПЛ для реализации структур, требующих три и более связанных линии [1]. Затруднения при расчете устройств на связанных МПЛ вызваны тем, что эффективные электрические длины отрезков линий, используемых как элементы цепи, получаются различными.

Частично эту проблему можно решить, совмещая схемотехническое представление СВЧ структуры с данными электромагнитного моделирования отдельных ее элементов. В свою очередь,

электромагнитное моделирование всей структуры в целом позволяет точнее предсказывать характеристики реального устройства. Таким образом, современные методы проектирования СВЧ устройств на нескольких связанных МПЛ должны включать в себя электромагнитное моделирование на различных этапах расчета.

Частным случаем устройства, включающего в себя решетки из нескольких связанных полосковых линий, является эллиптический ступенчатый узкополосный фильтр Роудса [2, 3]. Эллиптическим называют фильтр, характеристика затухания которого пульсирует как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения, и имеет нули передачи на конечных частотах. Данные свойства позволяют аппроксимировать характеристику идеального фильтра с применением наименьшего числа резонаторов. Ранее Роудсом была изложена методика проектирования ступенчатых ЭФ только для объемных стержневых резонаторов, поддерживающих Т-волны.

Другими способами реализации полосковых ЭФ являются фильтры со связью между не соседними резонаторами [4, 5] и фильтры на типовых звеньях [1, 6]. Достоинством фильтра Роудса по сравнению с указанными выше является большая компактность за счет реализации на решетке связанных линий

вместо каскадного соединения изолированных линий или звеньев из двух связанных линий.

В статье представлен численный пример расчета ступенчатого микрополоскового ЭФ, полученного путем модификации методики Роудса. С применением электромагнитного моделирования рассчитаны и приведены кривые для определения ширины зазора между связанными МПЛ. Представлены результаты макетирования фильтра.

Электрический расчет ЭФ

Рассмотрим порядок проектирования полосно-пропускающего ступенчатого ЭФ с реализацией на МПЛ на численном примере:

- центральная частота – $f_0 = 2,5$ ГГц;
- относительная полоса пропускания – $w = 3\%$;
- затухание в полосе заграждения – $a_s \geq 30$ дБ;
- сопротивление нагрузки – $Z_0 = 50$ Ом;
- порядок фильтра – $N = 3$.

На рисунке 1 представлены три способа реализации ступенчатого ЭФ СВЧ.

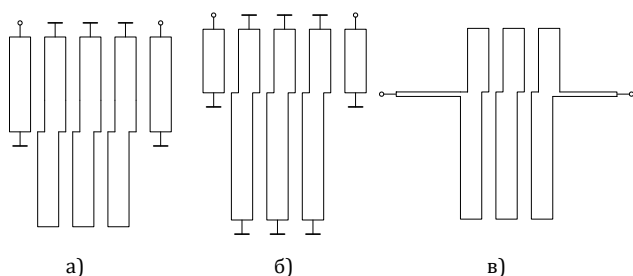


Рис. 1. Способы реализации ступенчатого ЭФ СВЧ: а) из линий одинаковой электрической длины; б) с заземленными линиями различных электрических длин; в) без заземленных линий

При проектировании узкополосного ступенчатого ЭФ на МПЛ следует остановиться на первом способе – из линий одинаковой электрической длины. Выбор продиктован тем, что погонная емкость между связанными МПЛ мала и требует масштабирования волновых сопротивлений элементов фильтра с высоким коэффициентом трансформации.

Четвертьволновые микрополосковые трансформаторы, применяемые в структуре на рисунке 1.в, высокий коэффициент трансформации обеспечить не могут. Преобразование сопротивлений с коэффициентом $b \geq 15$ можно осуществить с помощью встречно-стержневых согласующих цепей, как показано на рисунке 1.а и 1.б. Первый способ предпочтителен с точки зрения компактности.

На начальном этапе необходимо из схемы эллиптического фильтра-прототипа нижних частот (ФПНЧ) на элементах с сосредоточенными параметрами получить полосно-пропускающую цепь из элементов с распределенными параметрами; схему ФПНЧ выбирают из таблиц Заала [7].

Как показали предварительные расчеты, при реализации ЭФ на связанных МПЛ следует выбирать прототип с минимальным затуханием в полосе заграждения a_s больше требуемого на 10-15 дБ. Исходя из этого, был выбран ФПНЧ С0315-16 с $a_s = 40,8$ дБ. Схема П-секции эллиптического ФПНЧ представлена на рисунке 2, а ее АЧХ – на рисунке 3. Нормированные элементы схемы имеют следующие значения: $C'_1 = 0,9897$; $L'_1 = 1,0869$; $C'_2 = 0,0529$; $C'_3 = C'_1$. Ноль передачи схемы расположен на нормированной частоте $\Omega_\infty = 4,1688$.

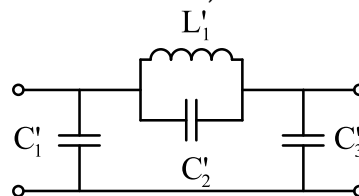


Рис. 2. П-секция эллиптического ФПНЧ

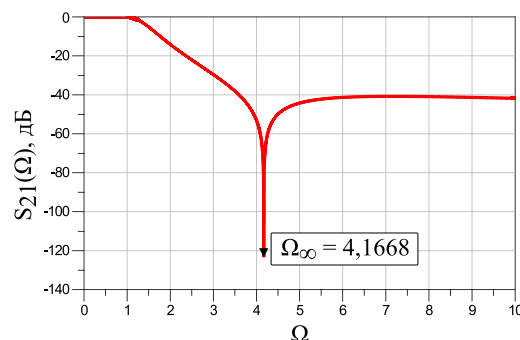


Рис. 3. АЧХ П-секции эллиптического ФПНЧ

С помощью одной П-секции можно реализовать эллиптический полосно-пропускающий фильтр (ППФ) третьего порядка с парой нулей передачи на конечных частотах. Воспользовавшись частотным преобразованием от фильтра нижних частот (ФНЧ) к ППФ и преобразованием Ричардса [8, 9]:

$$\Omega_{\text{НЧ}} \rightarrow a \cdot \left(\frac{\text{tg}(\theta)}{\text{tg}(\theta_0)} - \frac{\text{tg}(\theta_0)}{\text{tg}(\theta)} \right),$$

где $\text{tg}(\theta)$ – новая частотная переменная; θ_0 – электрическая длина линий на f_0 ; a – масштабный частотный коэффициент,

переходим от ФПНЧ на сосредоточенных элементах к ППФ на элементах с распределенными параметрами одинаковой электрической длины. При этом параллельный колебательный контур из элементов L'_1 и C'_2 на рисунке 2 преобразуется в два параллельных колебательных контура, включенных последовательно, из элементов с волновыми сопротивлениями Z_{A2} , Z_{B2} и Z_{A3} , Z_{B3} на рисунке 4.

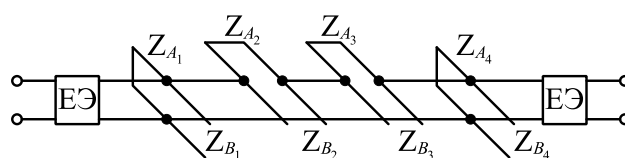


Рис. 4. П-секция эллиптического ППФ 3-го порядка на элементах с распределенными параметрами

Полученную на рисунке 4 схему можно представить как параллельное соединение двух лестничных подсхем: *A* из закороченных и *B* из разомкнутых элементов. Единичные элементы, соединяющие внутреннюю часть фильтра с источником и нагрузкой, в дальнейшем преобразуются в трансформирующие секции встречно-стержневых связанных линий электрической длины θ_0 на f_0 и включаются в подсхему *A*.

От величины θ_0 зависят физические размеры фильтра. Поскольку фильтр представляет собой параллельное соединение двух решеток связанных линий, ширины зазоров и полосков должны обеспечить реализуемость такого соединения. С этой целью θ_0 следует задавать $\theta_0 = \pi/4$, тогда ширины зазоров и полосков обеих подсхем будут примерно равны.

Масштабный частотный коэффициент a зависит от полосы пропускания и θ_0 . При $w \leq 5\%$ можно применить масштабный частотный коэффициент для узкополосного случая:

$$a = \frac{|\sin(2\theta_0)|}{2\theta_0} \cdot \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{1}{1,5708} \times \frac{2,5 \cdot 10^9}{2,4625 \cdot 10^9 - 2,5375 \cdot 10^9} = 21,221,$$

где: f_0 – центральная частота фильтра; Δf – полоса пропускания фильтра, $\Delta f = f_2 - f_1$.

Задав θ_0 и рассчитав a , переходим к расчету волновых сопротивлений элементов полосно-пропускающей цепи на рисунке 4. Подсхемы *A* и *B* реализуются решетками связанных полосковых линий, двумерное представление которых с указанием граничных условий изображено в виде диаграмм погонных емкостей на рисунке 5, где: $C_{i,i+1}$ – взаимные погонные емкости, C_{gi} – погонные емкости узлов на землю ($i = 0, 1, \dots, N$).

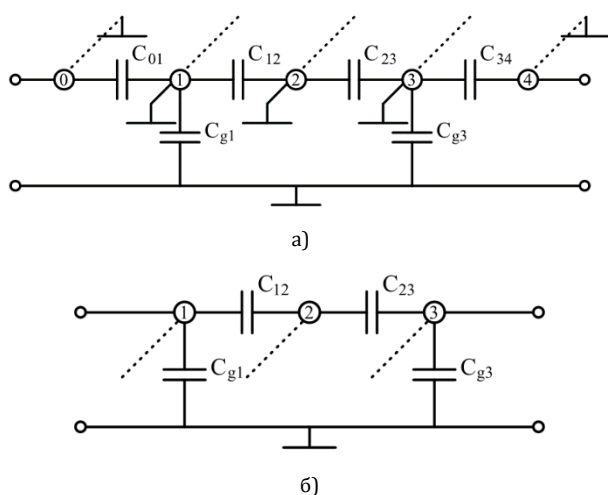


Рис. 5. Исходная емкостная диаграмма решетки связанных линий передачи: а) подсхемы *A*; б) подсхемы *B*

На рисунке 5 итоговой структурой будет параллельное соединение в соответствующих узлах двух решеток связанных линий общей электрической длины $\pi/2$ на f_0 .

Исходные значения волновых сопротивлений элементов получим по расчетным формулам [2, 8]:

$$\begin{aligned} \lambda_+ &= \sqrt{\left(\frac{\Omega_\infty}{2a}\right)^2 + 1} + \frac{\Omega_\infty}{2a} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{4,1688}{2 \cdot 21,221}\right)^2 - 1} + \frac{4,1688}{2 \cdot 21,221} = 1,103; \\ \lambda_- &= \sqrt{\left(\frac{\Omega_\infty}{2a}\right)^2 + 1} - \frac{\Omega_\infty}{2a} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{4,1688}{2 \cdot 21,221}\right)^2 - 1} - \frac{4,1688}{2 \cdot 21,221} = 0,9066; \\ Z_{B1} &= \frac{Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\theta_0)}{a \cdot C_1'} = \frac{50}{21,221 \cdot 0,9897} = 2,3807 \text{ Ом}; \\ Z_{A1} &= \frac{Z_{xx1}}{\operatorname{tg}(\theta_0)^2} = 2,3807 \text{ Ом}; \\ Z_{B2} &= \frac{Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\theta_0)}{a \cdot C_2' \cdot (1 + \lambda_-^2)} = \\ &= \frac{50}{21,221 \cdot 0,0529 \cdot (1 + 1,103^2)} = 24,428 \text{ Ом}; \\ Z_{B3} &= \frac{Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\theta_0)}{a \cdot C_2' \cdot (1 + \lambda_+^2)} = \\ &= \frac{50}{21,221 \cdot 0,0529 \cdot (1 + 0,9066^2)} = 20,078 \text{ Ом}; \\ Z_{A2} &= \frac{Z_{B3}}{\operatorname{tg}(\theta_0)^2} = 20,078 \text{ Ом}; \\ Z_{A3} &= \frac{Z_{B2}}{\operatorname{tg}(\theta_0)^2} = 24,428 \text{ Ом}, \\ Z_{B4} &= Z_{B1}; \quad Z_{A4} = Z_{A1}. \end{aligned}$$

Решетки связанных линий удобно характеризовать матрицами собственных и взаимных узловых проводимостей или погонных емкостей.

Исходные матрицы узловых проводимостей подсхем *A* и *B* приведены ниже. В исходных матрицах у нулевого и четных узлов отсутствуют проводимости на землю. Для того чтобы внутреннюю часть фильтра стало возможным реализовать связанными микрополосками, необходимо произвести преобразование матриц проводимостей [9], умножив третью строчку и столбец обеих матриц на коэффициент $k > 1$. Коэффициент k подбирается так, чтобы суммы столбцов были больше 0 и примерно равны. Для данного примера был выбран коэффициент $k = 2,55$.

$$[Y]'_A = \begin{bmatrix} 1/Z_0 & -1/Z_0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/Z_0 & 1/Z_0 + (1/Z_{A1}) + (1/Z_{A2}) & -1/Z_{A2} & 0 & 0 \\ 0 & -1/Z_{A2} & (1/Z_{A2}) + (1/Z_{A3}) & -1/Z_{A3} & 0 \\ 0 & 0 & -1/Z_{A3} & (1/Z_{A3}) + (1/Z_{A4}) + 1/Z_0 & -1/Z_0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/Z_0 & 1/Z_0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0,02 & -0,02 & 0 & 0 & 0 \\ -0,02 & 0,4899 & -0,0498 & 0 & 0 \\ 0 & -0,0498 & 0,0907 & -0,0409 & 0 \\ 0 & 0 & -0,0409 & 0,4810 & -0,02 \\ 0 & 0 & 0 & -0,02 & 0,02 \end{bmatrix} \text{ См,}$$

$$[Y]'_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1/Z_{B1}) + (1/Z_{B2}) & -1/Z_{B2} & 0 & 0 \\ 0 & -1/Z_{B2} & (1/Z_{B2}) + (1/Z_{B3}) & -1/Z_{B3} & 0 \\ 0 & 0 & -1/Z_{B3} & (1/Z_{B3}) + (1/Z_{B4}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,4610 & -0,0409 & 0 & 0 \\ 0 & -0,0409 & 0,0907 & -0,0498 & 0 \\ 0 & 0 & -0,0498 & 0,4699 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0 & 0 \end{bmatrix} \text{ См.}$$

В случае узкополосных фильтров все проводимости узлов оказывается слишком высокими. Уровень волновых проводимостей снижается делением всех элементов матриц, кроме $[Y]'_{A11}$ и $[Y]'_{A55}$, на положительный коэффициент b .

Согласующие трансформаторы волновых сопротивлений реализуются встречно-стержневыми связанными МПЛ; при этом одна из линий с отрицательным волновым сопротивлением поглощается первой и последней линиями внутренней части подсистемы A .

С точки зрения теории цепей мы производим преобразование, представленное на рисунке 6.

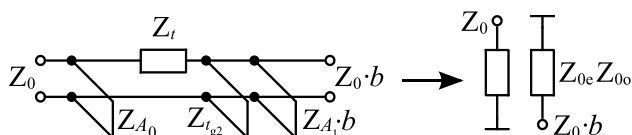


Рис. 6. Преобразование согласующей встречно-стержневой цепи подсистемы A

При $b = 18,142$ имеем:

$$Z_t = \sqrt{Z_0 \cdot Z_0 \cdot b} = 212,97 \text{ Ом;}$$

$$Z_{A0} = \frac{Z_t \cdot Z_0}{Z_t - Z_0} = 65,34 \text{ Ом;}$$

$$Z_{t_{g2}} = \frac{Z_t \cdot Z_0 \cdot b}{Z_t - Z_0 \cdot b} = -278,3 \text{ Ом.}$$

Отрицательное $Z_{t_{g2}}$ поглощается первой линией внутренней части подсистемы A :

$$Z_{A1t} = \frac{Z_{A1} \cdot b \cdot Z_{t_{g2}}}{Z_{A1} \cdot b + Z_{t_{g2}}}.$$

Значение b взято таким, чтобы связанные линии согласующих секций имели равные волновые сопротивления на землю. Тогда физические размеры входной встречно-стержневой секции можно определить через ее четные и нечетные волновые сопротивления.

Четное волновое сопротивление составляет:

$$Z_{0e} = Z_{A0} = Z_{A1t} = 65,34 \text{ Ом,}$$

а нечетное:

$$Z_{0o} = \frac{Z_{0e} \cdot Z_t}{2 \cdot Z_{0e} - Z_t} = 40,493 \text{ Ом.}$$

Электрические длины всех элементов на рисунке 6 должны составлять θ_0 на f_0 .

Далее по заданным четным и нечетным волновым сопротивлениям с помощью формул Киршинга и Янсена [10] или электромагнитного моделирования получаем физические размеры входной согласующей секции. Для материала Rogers R04003C с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3,55$, толщиной подложки $h = 1,524$ мм, толщиной металлизации $\tau = 35$ мкм были получены ширины микрополосков $W_{A0} = W_{A1} = 3$ мм, ширина зазора $S_{A01} = 0,45$ мм. Физические длины будут рассчитаны на этапе определения длин микрополосков подсистем A и B с учетом эффективных относительных диэлектрических проницаемостей для каждой из подсистем. Размеры выходной согласующей цепи определяются аналогичным образом.

Полностью преобразование матрицы проводимостей A и матрицы проводимостей B приведено ниже. Полученные матрицы проводимостей определяют волновые сопротивления или погонные емкости четных и нечетных электромагнитных мод в связанных МПЛ.

$$\begin{aligned}
[Y]_A &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k/\sqrt{b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [Y]'_A \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k/\sqrt{b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} 0,02 & -0,0047 & 0 & 0 & 0 \\ -0,0047 & 0,027 & -0,007 & 0 & 0 \\ 0 & -0,007 & 0,0325 & -0,0058 & 0 \\ 0 & 0 & -0,0058 & 0,0265 & -0,0047 \\ 0 & 0 & 0 & -0,0047 & 0,02 \end{bmatrix} \text{ См.} \\
[Y]_B &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k/\sqrt{b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [Y]'_B \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k/\sqrt{b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0254 & -0,0058 & 0 & 0 \\ 0 & -0,0058 & 0,0325 & -0,007 & 0 \\ 0 & 0 & -0,007 & 0,0259 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ См.}
\end{aligned}$$

В результате данных преобразований, не меняющих входные и выходные характеристики всего четырехполюсника, мы получаем преобразованные емкостные диаграммы *A* и *B*, в которых у всех узлов есть проводимости на землю (рис. 7).

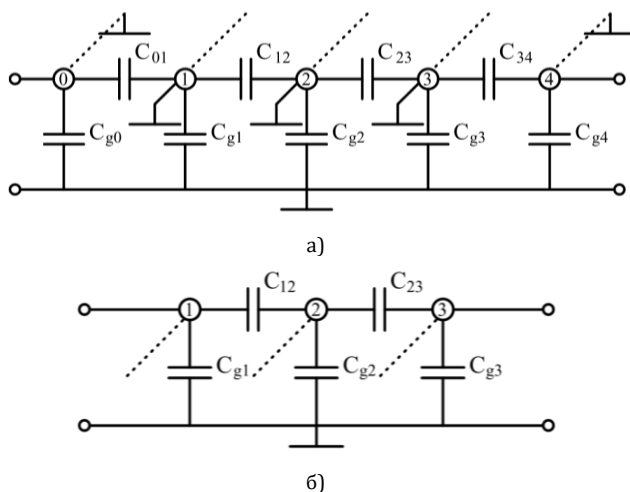


Рис. 7. преобразованная емкостная диаграмма решетки связанных линий передачи: а) подсхемы *A*; б) подсхемы *B*

Конструктивный расчет ЭФ

Определение физических размеров связанных МПЛ сводится, во-первых, к нахождению эффективных диэлектрических проницаемостей подсхем *A* и *B* в присутствии всех микрополосков, и, во-вторых, к вычислению краевых погонных емкостей четного и нечетного возбуждений связанных линий на центральной частоте фильтра f_0 для заданного материала подложки.

Была построена модель многопроводной связанной МПЛ (рисунок 8) и проведен анализ в симуляторе электромагнитного поля методом конечных элементов.

В результате анализа структуры из трех связанных МПЛ на частоте f_0 была найдена эффективная относительная диэлектрическая проницаемость подсхемы *B* $\epsilon_{\text{reff}B} = 3,1$, а также физическая длина подсхемы без учета сосредоточенной емкости на концах полосков $l_B = 8,5$ мм. Для подсхемы *A* из пяти связанных МПЛ $\epsilon_{\text{reff}A} = 3,24$, $l_A = 8,3$ мм без учета металлизированных отверстий.

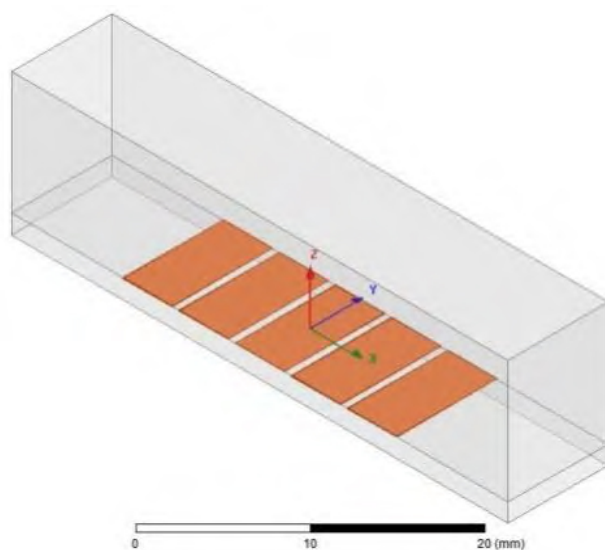


Рис. 8. Модель многопроводной связанной МПЛ для анализа в симуляторе электромагнитного поля

Для удобства последующих расчетов физических размеров с применением метода краевых емкостей следует преобразовать матрицы проводимостей в матрицы нормированных погонных емкостей:

$$[C/\varepsilon_0]_{A,B} = \frac{\eta_0 \cdot \varepsilon_{\text{reff}}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}}} \cdot [Y]_{A,B},$$

где: $[C/\varepsilon_0]_{A,B}$ – матрица нормированных погонных емкостей подсистемы A или B ; ε_0 – электрическая постоянная, $\varepsilon_0 = 8,85418 \cdot 10^{12}$ (Ф/м); $\varepsilon_{\text{reff}}$ – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость; η_0 – импеданс свободного пространства, $\eta_0 = 120 \cdot \pi$ (Ом); $[Y]_{A,B}$ – матрица волновых проводимостей подсистемы A или B .

Для погонных емкостей элементов подсистемы A и подсистемы B на землю за $\varepsilon_{\text{reff}}$ принимаются, соответственно, $\varepsilon_{\text{reff}A}$ и $\varepsilon_{\text{reff}B}$, а для взаимных элементов – $\varepsilon_m = (\varepsilon_r + 1)/2 = 2,275$. В результате получаем следующие матрицы нормированных погонных емкостей:

$$[C/\varepsilon_0]_A = \begin{bmatrix} 13,055 & -2,67 & 0 & 0 & 0 \\ -2,67 & 17,036 & -3,9806 & 0 & 0 \\ 0 & -3,9806 & 20,667 & -2,529 & 0 \\ 0 & 0 & -3,2717 & 16,841 & -2,67 \\ 0 & 0 & 0 & -2,67 & 13,055 \end{bmatrix},$$

$$[C/\varepsilon_0]_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 16,318 & -3,2717 & 0 & 0 \\ 0 & -3,2717 & 20,374 & -3,9806 & 0 \\ 0 & 0 & -3,9806 & 16,524 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Требуемые значения нормированных погонных емкостей узлов на землю получают из сумм столбцов матриц. Недиagonальные элементы матриц по модулю равны требуемым значениям взаимных погонных емкостей.

Рассмотрим далее применение анализа связанных линий методом краевой емкости для нахождения ширин полосков и зазоров. На рисунке 9 схематически показаны емкостные компоненты четного и нечетного возбуждений связанных МПЛ.

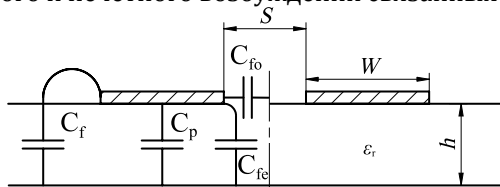


Рис. 9. Микрополосковые связанные линии при четном и нечетном возбуждениях

Емкости четного и нечетного возбуждений связанного микрополоска можно записать как суммы емкости параллельного конденсатора и краевых емкостей [11]:

$$C_e = C_p + C_f + C_{fe},$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{fo},$$

где: C_p – емкость плоского конденсатора; C_f – краевая емкость микрополоска вне области связи; C_{fe} , C_{fo} – краевые емкости в области связи при четном и нечетном возбуждениях.

Найдем нормированную краевую емкость C_f/ε_0 изолированного микрополоска шириной $W_0 = 3$ мм. Для этого с помощью электромагнитного моделирования на центральной частоте фильтра f_0 определим $\varepsilon_{\text{reff}} = 2,8$. Затем вычислим полную нормированную погонную емкость изолированного микрополоска:

$$C/\varepsilon_0 = \frac{\eta_0 \cdot \varepsilon_{\text{reff}}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}}} \cdot \frac{1}{Z_0} = \frac{120 \cdot 3,14 \cdot 2,74}{\sqrt{2,74}} \cdot \frac{1}{52,7} = 11,8.$$

Нормированная емкость плоского конденсатора, образованного микрополоском и металлизацией обратной стороны подложки:

$$C_p/\varepsilon_0 = \frac{W_0 \cdot \varepsilon_r}{h} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 3,55}{1,524 \cdot 10^{-3}} = 7.$$

Тогда нормированная краевая емкость изолированного микрополоска:

$$C_f/\varepsilon_0 = \frac{1}{2}(C/\varepsilon_0 - C_p/\varepsilon_0) = \frac{1}{2}(11,8 - 7) = 2,4.$$

Проведем двухмодовый электромагнитный анализ связанных МПЛ шириной $W_0 = 3$ мм при различных величинах зазора S на центральной частоте f_0 (рисунок 10).

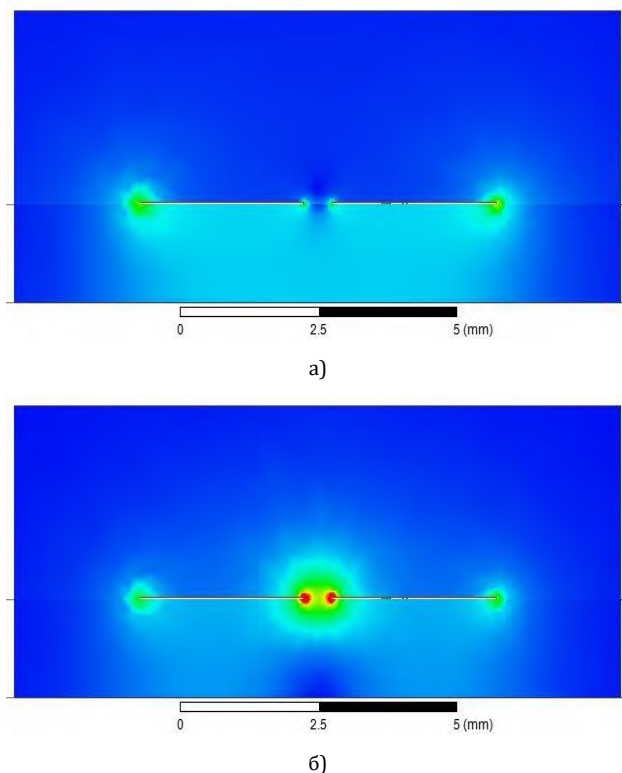


Рис. 10. Модуль напряженности электрического поля в связанных МПЛ при: а) четном возбуждении; б) нечетном возбуждении

В результате анализа получим кривые зависимостей эффективных относительных диэлектрических проницаемостей четного и нечетного возбуждений $\epsilon_{\text{reff},e}$ и $\epsilon_{\text{reff},o}$, и волновых сопротивлений четного и нечетного возбуждений Z_{0e} и Z_{0o} от ширины зазора между линиями S .

Вычислим нормированные погонные емкости связанных МПЛ при четном и нечетном возбуждениях при различных S по формулам:

$$C_e/\epsilon_0(S) = \frac{\eta_0 \cdot \epsilon_{\text{reff},e}(S)}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff},e}(S)}} \cdot \frac{1}{Z_{0e}(S)},$$

$$C_o/\epsilon_0(S) = \frac{\eta_0 \cdot \epsilon_{\text{reff},o}(S)}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff},o}(S)}} \cdot \frac{1}{Z_{0o}(S)}.$$

Вычислим нормированную взаимную емкость связанных МПЛ:

$$C_M/\epsilon_0(S) = \frac{1}{2}(C_o/\epsilon_0(S) - C_e/\epsilon_0(S)),$$

и нормированную краевую емкость в области связи при четном возбуждении:

$$C_{fe}/\epsilon_0(S) = C_e/\epsilon_0(S) - C_p/\epsilon_0 - C_f/\epsilon_0.$$

На рисунке 11 представлены зависимости C_M/ϵ_0 и C_{fe}/ϵ_0 от ширины зазора S для связанных МПЛ.

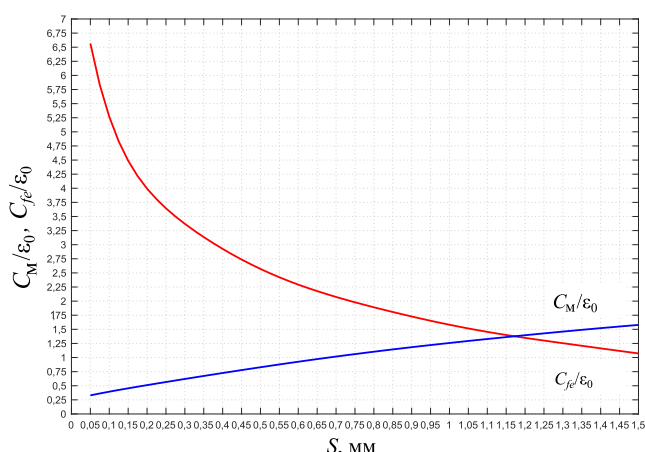


Рис. 11. C_M/ϵ_0 и C_{fe}/ϵ_0 в зависимости от S для связанных МПЛ $W_0 = 3$ мм на материале RO4003C с $\epsilon_r = 3,55$, $h = 1,524$ мм на f_0 , полученные с помощью электромагнитного моделирования методом конечных элементов

С помощью рисунка 11 можно получить приблизительные значения зазоров S , обеспечивающие нормированные взаимные емкости матриц $C_M/\epsilon_{0A,B}$, и краевые емкости в области связи $C_{feA,B}/\epsilon_0$ при соответствующем значении S :

- 1) $S_{A01} = 0,46$ мм, $C_{feA1} = 0,8$; $S_{A12} = 0,2$ мм, $C_{feA2} = 0,5$; $S_{A23} = 0,3$ мм, $C_{feA3} = 0,62$; $S_{A34} = S_{A01}$, $C_{feA4} = C_{feA1}$;
- 2) $S_{B12} = 0,3$ мм, $C_{feB1} = 0,62$; $S_{B23} = 0,2$ мм, $C_{feB2} = 0,5$.

Выразим приблизительные значения ширины микрополосков подсхем A и B , используя формулы для емкости плоского конденсатора:

$$W_{A0} = \frac{h}{\epsilon_r} (C_{gA0}/\epsilon_0 - C_f/\epsilon_0 - C_{feA1}/\epsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (10,385 - 2,4 - 0,8) = 3,08 \text{ мм};$$

$$W_{A1} = \frac{h}{\epsilon_r} (C_{gA1}/\epsilon_0 - C_{feA1}/\epsilon_0 - C_{feA2}/\epsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (10,385 - 0,8 - 0,5) = 3,9 \text{ мм};$$

$$W_{A2} = \frac{h}{\epsilon_r} (C_{gA2}/\epsilon_0 - C_{feA2}/\epsilon_0 - C_{feA3}/\epsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (13,415 - 0,5 - 0,62) = 5,28 \text{ мм};$$

$$W_{A3} = \frac{h}{\epsilon_r} (C_{gA3}/\epsilon_0 - C_{feA3}/\epsilon_0 - C_{feA4}/\epsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (10,9 - 0,62 - 0,8) = 4,07 \text{ мм};$$

$$W_{A4} = \frac{h}{\epsilon_r} (C_{gA4}/\epsilon_0 - C_{feA4}/\epsilon_0 - C_f/\epsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (10,385 - 0,8 - 2,4) = 3,08 \text{ мм};$$

$$W_{B1} = \frac{h}{\epsilon_r} (C_{gB1}/\epsilon_0 - C_f/\epsilon_0 - C_{feB1}/\epsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (13,047 - 2,4 - 0,62) = 4,304 \text{ мм};$$

$$W_{B2} = \frac{h}{\epsilon_r} (C_{gB2}/\epsilon_0 - C_{feB1}/\epsilon_0 - C_{feB2}/\epsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (13,122 - 0,62 - 0,5) = 5,152 \text{ мм};$$

$$W_{B3} = \frac{h}{\epsilon_r} (C_{gB3}/\epsilon_0 - C_{feB2}/\epsilon_0 - C_f/\epsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (12,544 - 0,5 - 2,4) = 4,14 \text{ мм}.$$

Полученные размеры служат исходными данными при последующей корректировке топологии на этапе электромагнитного моделирования всей структуры фильтра.

Исходная топология ступенчатого ЭФ на МПЛ представлена на рисунке 12, а геометрические размеры сведены в таблицу 1, в которой длины l_A и l_B указаны с учетом заземляющих металлизированных отверстий и оконечной емкости разомкнутых элементов.

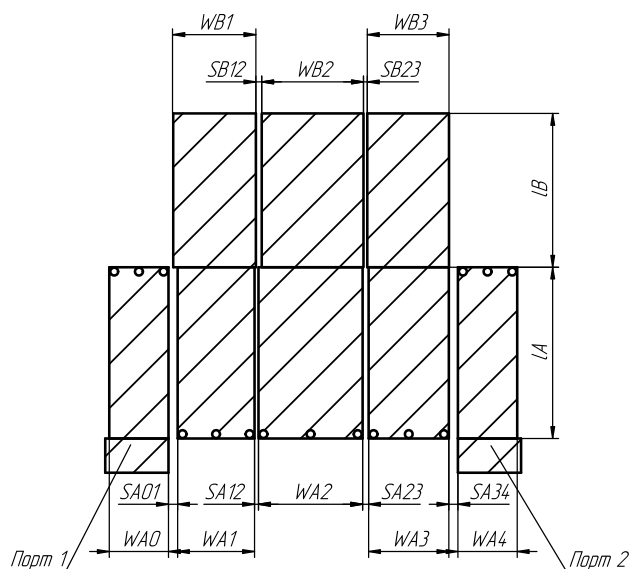


Рис. 12. Исходная топология микрополоскового ступенчатого ЭФ

ТАБЛИЦА 1. Исходные геометрические размеры микрополоскового ступенчатого ЭФ, мм

Подсхема	Геометрические размеры					
A	I_A	W_{A0}	W_{A1}	W_{A2}	W_{A3}	W_{A4}
		3,08	3,9	5,28	4,07	3,08
	8,7	SA_{01}	SA_{12}	SA_{23}	SA_{34}	
		0,46	0,2	0,3	0,46	
B	I_B		WB_1	WB_2	WB_3	
			4,3	5,15	4,14	
	7,8		SB_{12}	SB_{23}		
			0,3	0,2		

Аналитическое исследование полученной структуры, которое бы учитывало все неоднородности и их взаимное влияние, не представляется возможным. Поэтому была построена трехмерная модель фильтра для анализа методом конечных элементов (рисунок 13) в симуляторе электромагнитного поля.

Результаты моделирования исходной топологии представлены на рисунке 14 (для сравнения на рисунке пунктиром показана АЧХ фильтра на идеальных элементах). Результаты моделирования демонстрируют, что нули передачи фильтра смещены в сторону высоких частот. Смещение нулей передачи объясняется неоднородностью среды распространения электромагнитных волн в связанных микрополосковых линиях. Эффективная электрическая длина взаимных элементов цепи, реализуемых зазорами между линиями, всегда оказывается короче электрической длины самих линий.

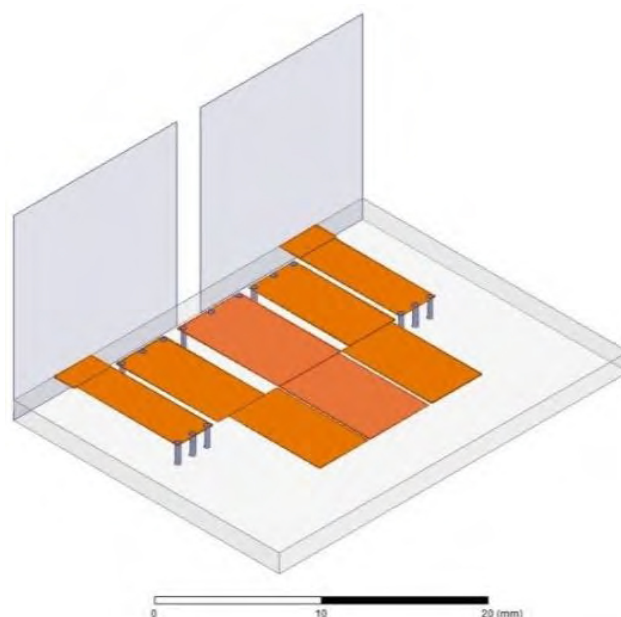


Рис. 13. Трехмерная модель микрополоскового ступенчатого ЭФ для анализа в симуляторе электромагнитного поля методом конечных элементов

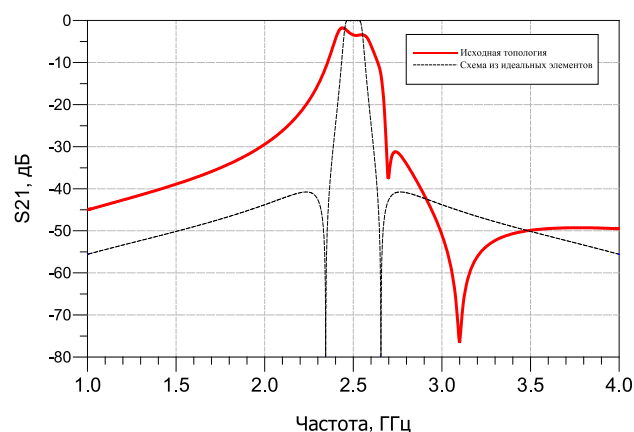


Рис. 14. Сравнение АЧХ фильтра на идеальных элементах с АЧХ исходной топологии ступенчатого ЭФ резонаторами на МПЛ

Известно, что входное сопротивление отрезка линии передачи на некоторой частоте определяется как электрической длиной, так и волновым сопротивлением линии. Следовательно, частотой, на которую попадают нули передачи, можно управлять, изменяя ширины зазоров. Смещение в сторону нижних частот первого нуля передачи достигается уменьшением зазора SB_{23} и увеличением SA_{23} . Для коррекции положения второго нуля передачи необходимо уменьшать SB_{12} и увеличивать SA_{12} .

На рисунке 15 представлены кривые АЧХ ступенчатого микрополоскового ЭФ при увеличении зазоров SA_{12} и SA_{23} в 3 и в 4 раза.

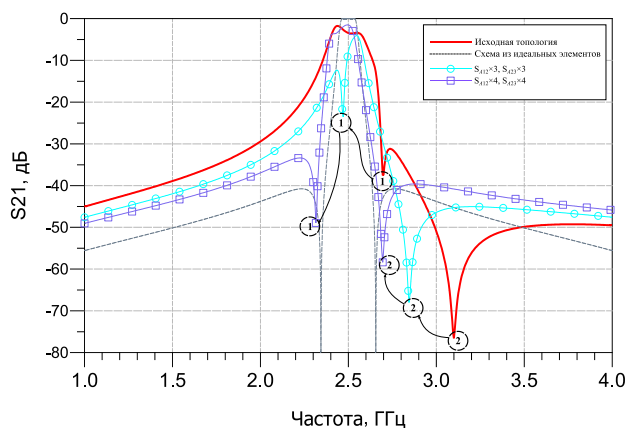


Рис. 15. Компенсация сдвига нулей передачи ступенчатого микрополоскового ЭФ с расширением зазоров S_{A12} и S_{B12}

При увеличении зазора S_{A12} в три раза наблюдается смещение второго нуля передачи на 250 МГц в область нижних частот, а при увеличении зазора S_{A12} в четыре раза наблюдается смещение второго нуля передачи примерно на 400 МГц в область нижних частот. Разность между смещениями второго нуля передачи при увеличении зазора S_{A12} составляет 150 МГц. Соответственно, при увеличении зазора S_{A23} в три раза наблюдается смещение первого нуля передачи на 250 МГц в область нижних частот, а при увеличении зазора S_{A23} в четыре раза наблюдается смещение первого нуля передачи примерно на 400 МГц в область нижних частот. Разность между смещениями первого нуля передачи при увеличении зазора S_{A23} составляет 150 МГц.

В результате систематических корректировок зазоров и значений ширин микрополосков была получена новая структура фильтра, топология которой представлена на рисунке 16.

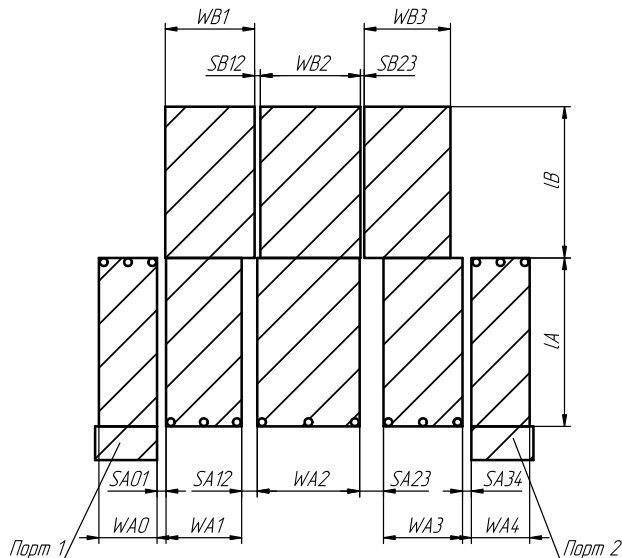


Рис. 16. Скорректированная топология ступенчатого ЭФ с незаземленными резонаторами

АЧХ новой структуры фильтра представлена на рисунке 17.

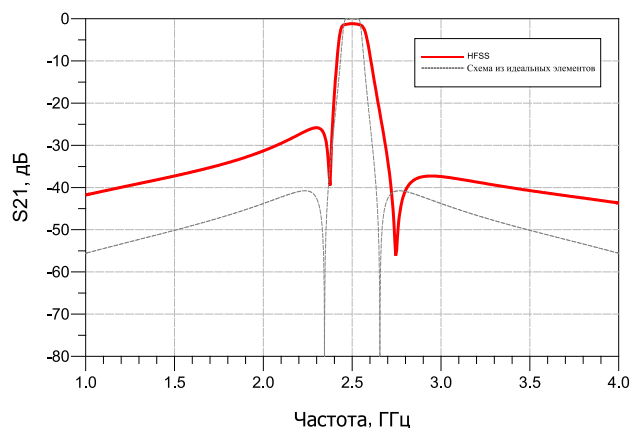


Рис. 17. АЧХ скорректированной топологии ступенчатого микрополоскового ЭФ

Потери на центральной частоте скорректированной топологии микроволнового ЭФ составили 1,25 дБ. Относительная полоса пропускания по ослаблению 1,25 дБ скорректированной топологии микроволнового ЭФ равна 4,8 %.

Размеры новой топологии сведены в таблицу 2.

ТАБЛИЦА 2. Скорректированные геометрические размеры ступенчатого ЭФ, мм

Подсхема	Геометрические размеры					
A	l_A	W_{A0}	W_{A1}	W_{A2}	W_{A3}	W_{A4}
		3,1	3,9	5,2	4,1	3,1
	8,7	S_{A01}	S_{A12}	S_{A23}	S_{A34}	
B	l_B		W_{B1}	W_{B2}	W_{B3}	
			4,3	5,2	4,2	
	7,8		S_{B12}	S_{B23}		
			0,3	0,2		

Был изготовлен экспериментальный образец ступенчатого микрополоскового ЭФ СВЧ (рисунок 18).

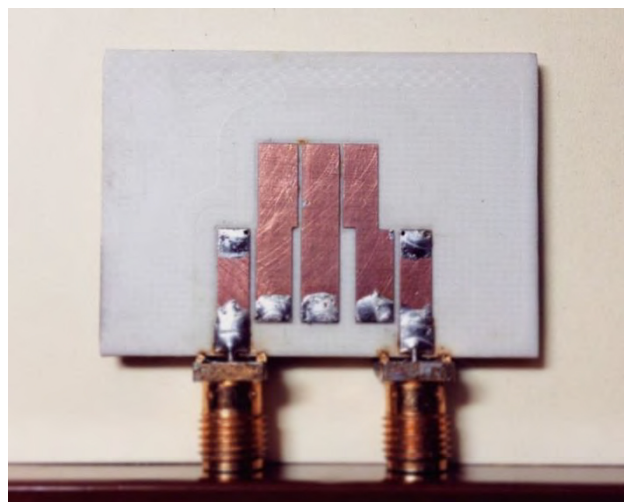


Рис. 18. Экспериментальный образец микрополоскового ступенчатого ЭФ СВЧ

Конструктивно фильтр состоит из подложки, на которой сформированы топология и металлизированные отверстия. Измерения проводились на измерителе комплексных коэффициентов передачи «Обзор-304/1» в полосе частот 1–3 ГГц.

Рассчитанные и измеренная АЧХ ступенчатого микрополоскового ЭФ СВЧ представлены на рисунке 19.

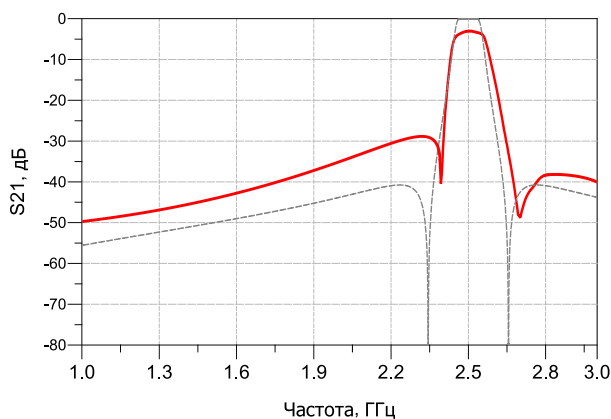


Рис. 19. АЧХ экспериментального образца ступенчатого микрополоскового ЭФ СВЧ

Сравнение рисунков 17 и 19 показывает, что частотная характеристика ППФ с реализацией на МПЛ теряет симметрию относительно центральной частоты.

Сравнение АЧХ фильтра, смоделированного на идеальных линиях передачи, и с учетом потерь показывает, насколько существенное влияние на форму АЧХ оказывают потери в диэлектрике. Потери на центральной частоте экспериментального образца микроволнового ЭФ составили 3 дБ.

Заключение

В результате исследований микрополосковых ступенчатых ЭФ было выявлено, что из-за неоднородности диэлектрической среды нули передачи АЧХ фильтра сдвигаются в область высоких частот. Положение нулей передачи можно компенсировать путём параметрической оптимизации на этапе электромагнитного моделирования фильтра. Однако перебор физических параметров и многократный анализ резонансной структуры в симуляторе электромагнитного поля предъявляет слишком высокие требования к ресурсам ЭВМ, в связи с чем возникла необходимость модифицировать стандартные расчётные формулы.

Вышеизложенный материал позволяет констатировать, что разработан новый метод синтеза

компактных микрополосковых ступенчатых ЭФ. В качестве примера рассчитана топология ступенчатого ЭФ с центральной частотой $f_0 = 2,5$ ГГц и заданной относительной полосой пропускания $w = 3\%$ на диэлектрической подложке из материала RogersR04003C с $\epsilon_r = 3,55$ и толщиной $h = 1,524$ мм.

Также представлен метод расчета физических размеров решеток связанных линий в неоднородной диэлектрической среде. Данный метод может быть использован для проектирования сходных устройств на связанных линиях, таких как гребенчатые фильтры или фильтры на встречных стержнях.

Представлены результаты макетирования фильтра. Потери на центральной частоте составили 3 дБ, относительная полоса пропускания по ослаблению 3 дБ – 5% при габаритах фильтра $21,8 \times 16,1 \times 1,524$ мм. Электромагнитное моделирование фильтра показало, что неоднородности в точках соединения подсхем и на концах резонаторов, а также неравенство фазовых скоростей четной и нечетной мод в МПЛ оказывают существенное влияние на частотные характеристики устройства. Эти эффекты необходимо компенсировать путем укорочения длин резонаторов и систематической коррекцией зазоров и значений ширин микрополосков при моделировании всей структуры в симуляторе электромагнитного поля.

Анализ и оптимизация ряда ступенчатых ЭФ для различных частотных диапазонов и материалов подложки показали, что затухания в полосе заграждения фильтров на МПЛ значительно хуже затуханий в полосе заграждения фильтров на идеальных элементах. Поэтому при инженерном расчёте фильтра следует выбирать ФПНЧ с параметром a_s на 10–15 дБ выше заданного.

Эксперимент демонстрирует хорошее совпадение с теорией. Использование симулятора электромагнитного поля на различных этапах расчета существенно снижает трудоемкость расчета ЭФ СВЧ и позволяет удовлетворительно предсказывать характеристики реального фильтра, что создает дополнительные предпосылки для ускорения темпов внедрения устройств данного типа в радиоэлектронную промышленность.

Реализация такого фильтра представляет интерес с точки зрения миниатюризации сложных СВЧ-устройств и особенно актуальна для мобильных и бортовых средств радиосвязи, радиолокации и радионавигации [12].

Список используемых источников

1. Кубалова А.Р., Максимов А.П. Эллиптический полосно-заграждающий СВЧ-фильтр на типовых звеньях с реализацией на микрополосковой линии // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3, С. 66–74.
2. Rhodes J.D. The Stepped Digital Elliptic Filter // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 1969. Vol. 17. PP. 78–174.

3. Rhodes J.D. The Half-Wave Stepped Digital Elliptic Filter // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 1969. Vol. 17. PP. 1102–1107
4. Jia-Sheng Hong, Lancaster M.J. Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 2000. Vol. 48. Iss. 7. PP. 1098–1107.
5. Chi-Feng Chen, Ting-Yi Huang, Ruey-Beei Wu. Compact Microstrip Cross-Coupled Bandpass Filters Using Miniaturized Stepped Impedance Resonators // Proc. Sea-Pacific Microwave Conference (APMC 2005). 2005. Vol. 1.
6. Кубалова А.Р., Томашевич С.В. Синтез и конструирование миниатюрных микроволновых эллиптических фильтров из типовых звеньев с реализацией на микрополосковой линии // Телекоммуникации. 2010. № 7. С. 45–51.
7. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.
8. Кубалова А.Р., Томашевич С.В. Анализ и синтез микроволновых эллиптических фильтров. СПб: СПбГУТ, 2013. 367 с.
9. Richards P.I. Resistor-Transmission-Line Circuits // Proceedings of the IRE. 1948. Vol. 36. PP. 217–220.
10. Kirschning M., Jansen R.H. Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 1984. Vol. 32. Iss. 1. PP. 83–90.
11. Wenzel R.J. Theoretical and Practical Applications of Capacitance Matrix Transformations to TEM Network Design // G-MTT International Symposium Digest. 1966. Vol. 66. Iss. 1.
12. Орлов О.С., Бабушко С.А. Пути миниатюризации некоторых устройств СВЧ и КВЧ диапазонов // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия: Радиофизика. 2014. № 1. С. 58–62.

* * *

MICROSTRIP ELLIPTIC FILTER WITH IMPLEMENTATION ON THE RESONATORS OF SAME ELECTRIC LENGTH

F.S.A. Awgari¹, A. Kubalova², A. Maksimov²

¹University of Aden, Aden, Yemen

²The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Awgari F.S.A., Kubalova A., Maksimov A. Microstrip Elliptic Filter with Implementation on the Resonators of Same Electric Length // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 5-15.

Abstract: *A novel design method of stepped elliptic band pass microwave filter on the meter range with implementation on the lattice of associated microstrip lines is proposed. The method of a filter calculation using electromagnetic simulation is proposed. The results of the experimental study of the filter layout are presented.*

Keywords: *elliptic filter, microwave filter, microstrip line, electric length, coupled microstrip line, bandpass filter, multiconductor line, electromagnetic simulation.*

ДИСПЕРСИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОДЫ LP_{11} СТУПЕНЧАТОГО ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА С КЕРРОВСКОЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ

А.В. Бурдин^{1*}, В.А. Бурдин¹

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Самара, 443010, Российская Федерация

*Адрес для переписки: bourdine@yandex.ru

Информация о статье

УДК 621.391.63; 681.7.068

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Бурдин А.В., Бурдин В.А. Дисперсионные характеристики моды LP_{11} ступенчатого волоконного световода с керровской нелинейностью // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 16–20.

Аннотация: В работе представлен вывод аналитических выражений для дисперсионных характеристик моды LP_{11} ступенчатого волоконного световода с керровской нелинейностью для условий распространения только исследуемой моды. Решение получено при использовании метода приближения Гаусса. Представлены оценки зависимостей от интенсивности оптического излучения в световоде времени распространения и хроматической дисперсии первого и второго порядков моды LP_{11} ступенчатого оптического волокна с керровской нелинейностью.

Ключевые слова: оптическое волокно, световод, мода, радиус пятна моды, метод приближения Гаусса, ступенчатый профиль показателя преломления, нелинейность Керра, время распространения моды, хроматическая дисперсия.

Разработки в области создания волоконных лазеров для формирования ультракоротких оптических импульсов большой мощности в [1–3] и их различных приложений [4–6] делает актуальной задачу учета факторов нелинейности при определении параметров передачи мод в оптических волокнах. При этом с точки зрения оптимизации вычислительных процессов и экономии вычислительных ресурсов при моделировании распространения таких импульсов в оптическом волокне целесообразно использовать для этого аналитическое решение. Для оптического волокна с заданным профилем показателя преломления аналитические выражения для расчета параметров мод могут быть получены известным методом приближения Гаусса [7–10]. Данный метод базируется на аппроксимации распределения поля моды функциями Лагерра-Гаусса и поиске параметра этой аппроксимации, обеспечивающего наилучшее приближение. Поскольку при использовании данного метода предполагается, что распределение поля моды известно, то, соответственно, можно полагать, что известны и изменения профиля показателя преломления за счет действия факторов нелинейности. Это позволяет применить данный метод для вывода аналитических выражений

для параметров моды оптического волокна с заданным профилем показателя преломления с учетом керровской нелинейности. Так, в работе [11] представлен вывод аналитического решения методом приближения Гаусса для фундаментальной моды ступенчатого оптического волокна с учетом нелинейности Керра. С точки зрения моделирования оптических импульсов большой интенсивности интерес представляют и моды более высокого порядка [12], условия возбуждения которых при большой интенсивности оптического излучения могут формироваться даже в одномодовом световоде [13]. При этом известна техника селективного возбуждения мод [14–18]. Все это делает актуальной задачу исследования параметров высших мод световода с учетом фактора нелинейности.

В данной работе представлен вывод аналитических выражений для первой, второй и третьей производных по длине волны постоянной распространения моды LP_{11} ступенчатого волоконного световода с учетом керровской нелинейности и, соответственно, формулы для расчета времени распространения и хроматической дисперсии первого и второго порядков этой моды, учитывающие фактор нелинейности. Приведены оценки зависимостей дисперсионных характеристик моды LP_{11}

ступенчатого волоконного световода от интенсивности оптического излучения в световоде при условии распространения в нем только этой моды.

Рассмотрим ступенчатый волоконный световод, профиль показателя преломления которого в линейном режиме описывается формулой [19]:

$$n_s(r) = \begin{cases} n_c, & r \leq a \\ n_{cl}, & r > a \end{cases} \quad (1)$$

где n_c , n_{cl} – показатель преломления сердцевинки и оболочки световода, соответственно; a – радиус сердцевинки; r – радиальная координата.

С учетом вклада нелинейности Керра распределение показателя преломления вдоль радиуса ступенчатого оптического волокна описывается формулой [19]:

$$n_N(r) = n_s(r) + n_2 \cdot I(r), \quad (2)$$

где n_2 – параметр керровской нелинейности; $I(r)$ – распределение интенсивности оптического излучения вдоль радиуса волокна.

Будем использовать метод приближения Гаусса [7-9], согласно которому распределение поля моды LP_{11} имеет вид:

$$F_m^{(l)}(x) = x \cdot \exp(-x/2); \quad x = (R/R_0)^2; \quad (3)$$

$$R = r/a; \quad R_0 = r_0/a,$$

где $F_m^{(l)}(x)$ – функция радиального распределения поля моды азимутального порядка $l=1$ и радиального порядка $m=1$ по сечению оптического волокна; r_0 – эквивалентный радиус пятна моды.

Тогда согласно (1)–(3), при условии распространения в световоде только моды LP_{11} , его профиль показателя преломления может быть описан как:

$$n_N(x) = n_s(R) + n_2 \cdot \frac{P_m}{\pi a^2}; \quad (4)$$

$$R_0 = r_0/a,$$

где P_m – пиковая оптическая мощность. Здесь учитывали, что радиус пятна моды волоконного световода в два раза больше его эквивалентного значения по аппроксимации Гаусса [20].

Воспользуемся общим выражением для постоянной распространения моды произвольного порядка волоконного световода с профилем произвольной формы [10, 11]:

$$\beta^2 = \int_0^\infty k^2 n^2(x) [F_m^{(l)}(x)]^2 dx - \frac{C_{l,m}}{a^2 R_0^2}, \quad (5)$$

где β – постоянная распространения моды; $k = 2\pi/\lambda$ – постоянная распространения в свободном пространстве; λ – длина волны; $n(x)$ – распределение показателя преломления материала оптического волокна вдоль радиальной координаты; $C_{l,m}$ – кон-

станта, определяемая в зависимости от азимутального и радиального порядка моды.

Подставляя (3)–(4) в (5) и интегрируя с использованием табличных интегралов [21], получаем аналитическое выражение для постоянной распространения моды LP_{11} :

$$\begin{aligned} \beta^2 &= k^2 n_c^2 - k^2 NA^2 \cdot Q_1(x_0) \\ &+ A_I x_0 [k^2 n_c + 2k^2 \Delta n \cdot Q_2(x_0)] \\ &+ 2k^2 A_I^2 x_0^2 / 27 - 2x_0 / a^2; \\ Q_1(x_0) &= -(x_0 + 1) \cdot \exp(-x_0); \\ Q_2(x_0) &= -0.5 \cdot (x_0^2 + x_0 + 0.5) \cdot \exp(-2x_0); \\ A_I &= n_2 \cdot \frac{P_m}{2\pi a^2}; \quad x_0 = \frac{1}{R_0^2}. \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь учитывали, что $C_{1,1} = 2$ [10, 11].

Согласно методу приближения Гаусса [7–9], уравнение относительно эквивалентного радиуса пятна моды получаем, дифференцируя выражение для постоянной распространения моды по эквивалентному радиусу пятна моды и приравнявая эту производную нулю. Это эквивалентно уравнению $\partial \beta^2 / \partial x_0 = 0$. Дифференцируя (6) по x_0 и приравнявая производную нулю, получаем характеристическое уравнение для моды LP_{11} :

$$V^2 \left\{ Q_1'(x_0) + \frac{A_I}{NA^2} B + \frac{4A_I^2 x_0^2}{27NA^2} \right\} - 2 = 0,$$

где $B = \{0.5n_c + 2\Delta n[Q_2(x_0) + x_0 Q_2'(x_0)]\}$;

$$\begin{aligned} Q_1'(x_0) &= x_0 \cdot \exp(-x_0); \\ Q_2'(x_0) &= x_0^2 \cdot \exp(-2x_0); \\ V^2 &= k^2 a^2 NA^2; \quad NA^2 = n_c^2 - n_{cl}^2; \\ \Delta n &= n_c - n_{cl}. \end{aligned} \quad (7)$$

Следующие выражение (8) и уравнение (9) учитывают все составляющие показателя преломления материала, обусловленные нелинейностью Керра. Для определения дисперсионных характеристик моды воспользуемся известными формулами [22]:

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{1}{c} \cdot \frac{\partial \beta}{\partial k}; \quad D = -\frac{k}{c\lambda} \cdot \frac{\partial^2 \beta}{\partial k^2}; \\ S &= -\frac{k^2}{c\lambda^2} \cdot \frac{\partial^3 \beta}{\partial k^3}, \end{aligned} \quad (8)$$

где τ – время распространения; D – параметр хроматической дисперсии первого порядка; S – параметр хроматической дисперсии второго порядка; c – скорость света.

Для определения производных в (8) поступаем следующим образом. Предварительно находим производные β^2 , дифференцируя (6) по постоянной распространения k . При этом учтем, что $\partial \beta^2 / \partial x_0 \equiv 0$. В результате дифференцирования, получаем:

$$\frac{\partial \beta^2}{\partial k} = \frac{\partial(k^2 n_c^2)}{\partial k} - \frac{\partial(k^2 NA^2)}{\partial k} \cdot Q_1(x_0) + A_I x_0 \cdot \left[\frac{\partial(k^2 n_c)}{\partial k} - 2 \frac{\partial(k^2 \Delta n)}{\partial k} Q_2(x_0) \right] + \frac{4}{27} k A_I^2 x_0^2. \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \beta^2}{\partial k^2} = & \frac{\partial^2(k^2 n_c^2)}{\partial k^2} + \frac{\partial^2(k^2 NA^2)}{\partial k^2} \cdot Q_1(x_0) + \\ & + \frac{\partial(k^2 NA^2)}{\partial k} \cdot Q_1'(x_0) \cdot \frac{\partial x_0}{\partial k} + \\ & + A_I \frac{\partial x_0}{\partial k} \cdot \left[\frac{1}{2} \frac{\partial(k^2 n_c)}{\partial k} + 2 \frac{\partial(k^2 \Delta n)}{\partial k} \cdot Q_2(x_0) \right] + \\ & + A_I x_0 \cdot \left[\frac{1}{2} \frac{\partial^2(k^2 n_c)}{\partial k^2} + 2 \frac{\partial^2(k^2 \Delta n)}{\partial k^2} \cdot Q_2(x_0) \right. \\ & \left. + 2 \frac{\partial(k^2 \Delta n)}{\partial k} Q_2'(x_0) \frac{\partial x_0}{\partial k} \right] + \\ & + \frac{4}{27} A_I^2 \left(x_0^2 + 2k x_0 \frac{\partial x_0}{\partial k} \right). \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^3 \beta^2}{\partial k^3} = & \frac{\partial^3(k^2 n_c^2)}{\partial k^3} + \frac{\partial^3(k^2 NA^2)}{\partial k^3} Q_1(x_0) + \\ & + 2A_I \frac{\partial x_0}{\partial k} \left[\frac{1}{2} \frac{\partial^2(k^2 n_c)}{\partial k^2} + 2 \frac{\partial^2(k^2 \Delta n)}{\partial k^2} Q_2(x_0) \right. \\ & + 2 \frac{\partial(k^2 \Delta n)}{\partial k} Q_2'(x_0) \frac{\partial x_0}{\partial k} \left. \right] + A_I x_0 \left\{ \frac{1}{2} \frac{\partial^3(k^2 n_c)}{\partial k^3} \right. \\ & + 2 \frac{\partial^3(k^2 \Delta n)}{\partial k^3} Q_2(x_0) + 4 \frac{\partial^2(k^2 \Delta n)}{\partial k^2} Q_2'(x_0) \frac{\partial x_0}{\partial k} \\ & + 2 \frac{\partial(k^2 \Delta n)}{\partial k} \left[\left(\frac{\partial x_0}{\partial k} \right)^2 \cdot Q_1''(x_0) + \frac{\partial^2 x_0}{\partial k^2} Q_1'(x_0) \right] \left. \right\} + \\ & + \frac{8}{27} A_I^2 \cdot \left\{ 2x_0 \frac{\partial x_0}{\partial k} + k \cdot \left[\left(\frac{\partial x_0}{\partial k} \right)^2 + x_0 \frac{\partial^2 x_0}{\partial k^2} \right] \right\}; \end{aligned} \quad (11)$$

$$Q_1''(x_0) = (1 - x_0) \cdot \exp(-x_0);$$

$$Q_2''(x_0) = 2x_0(1 - x_0) \cdot \exp(-2x_0).$$

В выражения (9)–(11) входят первая и вторая производные параметра x_0 . Для их определения поступим следующим образом. Продифференцируем уравнение (7) и приведем его к виду:

$$\frac{\partial x_0}{\partial k} \cdot Q_B - Q_A = 0.$$

Получаем:

$$Q_A = \frac{\partial(k^2 NA^2)}{\partial k} \cdot Q_1'(x_0) + \frac{1}{2} A_I \frac{\partial(k^2 n_c)}{\partial k} + A_I \frac{\partial(k^2 \Delta n)}{\partial k} [Q_2(x_0) + x_0 Q_2'(x_0)] + \frac{8}{27} k x_0 A_I^2. \quad (12)$$

$$Q_B = k^2 NA^2 \cdot Q_1''(x_0) + 4A_I k^2 \Delta n [2Q_2'(x_0) + x_0 Q_2''(x_0)] + \frac{4}{27} k^2 A_I^2. \quad (13)$$

И, соответственно:

$$\frac{\partial x_0}{\partial k} = \frac{Q_A}{Q_B}. \quad (14)$$

Дифференцируя (14), согласно [13–15] получаем:

$$\frac{\partial^2 x_0}{\partial k^2} = \frac{Q_A' \cdot Q_B - Q_A \cdot Q_B'}{Q_B^2}. \quad (15)$$

Производные Q_A' и Q_B' находим, дифференцируя (12) и (13), соответственно:

$$\begin{aligned} Q_A' = & \frac{\partial^2(k^2 NA^2)}{\partial k^2} Q_1'(x_0) + \\ & + \frac{\partial x_0}{\partial k} \frac{\partial(k^2 NA^2)}{\partial k} Q_1''(x_0) + \frac{1}{2} A_I \frac{\partial^2(k^2 n_c)}{\partial k^2} + \\ & + 2A_I \frac{\partial^2(k^2 \Delta n)}{\partial k^2} [Q_2(x_0) + x_0 Q_2'(x_0)] + \\ & + 2A_I \frac{\partial(k^2 \Delta n)}{\partial k} \cdot [3Q_2'(x_0) + x_0 Q_2''(x_0)] + \\ & + \frac{8}{27} A_I^2 \left(x_0 + 2k \frac{\partial x_0}{\partial k} \right); \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} Q_B' = & \frac{\partial(k^2 NA^2)}{\partial k} Q_1''(x_0) + k^2 NA^2 Q_1'''(x_0) \frac{\partial x_0}{\partial k} + \\ & + 2A_I \frac{\partial(k^2 \Delta n)}{\partial k} [2Q_2'(x_0) + x_0 Q_2''(x_0)] + \\ & + 2A_I k^2 \Delta n \frac{\partial x_0}{\partial k} [3Q_2''(x_0) + x_0 Q_2'''(x_0)] + \frac{8}{27} k A_I^2; \end{aligned} \quad (17)$$

$$Q_1'''(x_0) = (x_0 - 2) \cdot \exp(-x_0);$$

$$Q_2'''(x_0) = 2(2x_0^2 - 4x_0 + 1) \cdot \exp(-2x_0).$$

Производные постоянной распространения β рассчитываем по формулам, которые следуют из известных соотношений для производной от величины во второй степени [22–24]:

$$\frac{\partial \beta}{\partial k} = \frac{1}{2\beta} \cdot \frac{\partial \beta^2}{\partial k}; \quad (18)$$

$$\frac{\partial^2 \beta}{\partial k^2} = \frac{1}{\beta} \cdot \left[\frac{1}{2} \frac{\partial^2 \beta^2}{\partial k^2} - \left(\frac{\partial \beta}{\partial k} \right)^2 \right]; \quad (19)$$

$$\frac{\partial^3 \beta}{\partial k^3} = \frac{1}{2\beta} \cdot \left(\frac{\partial^3 \beta^2}{\partial k^3} - 6 \frac{\partial \beta}{\partial k} \cdot \frac{\partial^2 \beta^2}{\partial k^2} \right). \quad (20)$$

Решение уравнения (7) позволяет определять эквивалентный радиус пятна моды LP_{11} , зная который по аналитическим формулам (6), (8)–(20) можно рассчитать дисперсионные характеристики этой моды – время распространения и хроматическую дисперсию первого и второго порядков. Таким образом, методом приближения Гаусса получены аналитические выражения, позволяющие рассчитывать дисперсионные характеристики моды LP_{11} ступенчатого волоконного световода с керровской нелинейностью.

В целях апробации были выполнены расчеты дисперсионных параметров по формулам (8)–(20) для оптического волокна SMF28 [25]. Расчеты производились на длине волны 1310 нм и 1550 нм. На рисунке 1 приведены графики зависимости времени распространения от интенсивности оптического излучения.

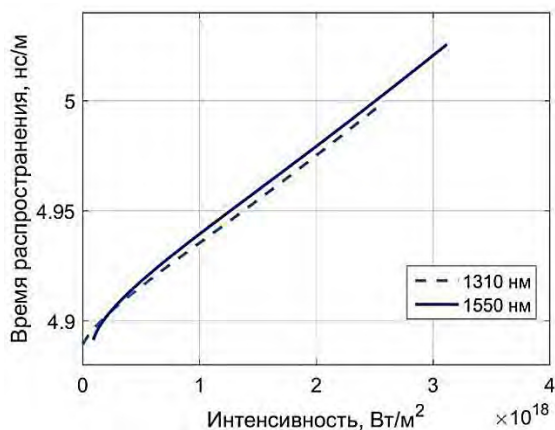


Рис. 1. Графики зависимости времени распространения моды LP_{11} от интенсивности

На рисунке 2 приведены зависимости от интенсивности оптического излучения параметра хроматической дисперсии первого порядка, а на рисунке 3 – второго порядка.

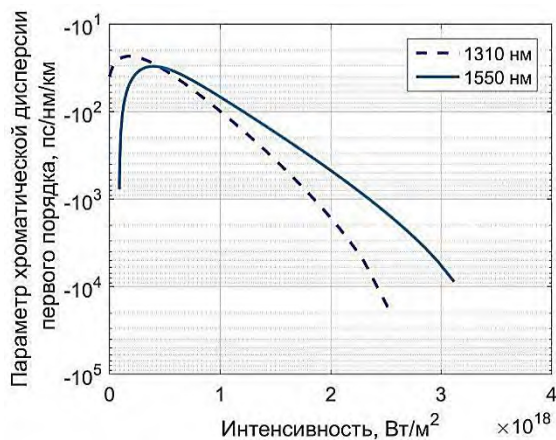


Рис. 2. Графики зависимости от интенсивности хроматической дисперсии первого порядка моды LP_{11}

Благодарности

Работа подготовлена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-6001515 мол_а_дк и гранта Президента РФ в рамках научного проекта МД-9418.2016.8.

Список используемых источников

1. Debord B., Alharbi M., Vincetti L., Husakou A., Fourcade-Dutin C., Hoenninger C., Mottay E., G r me F., Benabid F. Multi-Meter Fiber-Delivery and Pulse Self-Compression of Milli-Joule Femtosecond Laser and Fiber-Aided Laser-Micromachining // Optics Express. 2014. Vol. 22. Iss. 9. PP. 10735–10746.
2. Pouysegur J., Guichard F., Weichelt B., Delaigue M., Zaouter Y., H nninger C., Mottay E., Georges P., Druon F. Single-Stage Yb:YAG Booster Amplifier Producing 2.3 mJ, 520 fs Pulses at 10 kHz // Proc. Advanced Solid State Lasers. 2015.
3. Debord B., G r me F., Paul P.-M., Husakou A., Benabid F. 2.6 mJ Energy and 81 GW Peak Power Femtosecond Laserpulse Delivery and Spectral Broadening in Inhibited Coupling Kagome Fiber // CLEO. 2015.
4. Крюков П.Г. Фемтосекундные импульсы. Введение в новую область лазерной физики. М.: Физматлит, 2008. 208 с.
5. Stingl A. Femtosecond future // Nature Photonics. 2010. No. 4. Iss. 158.

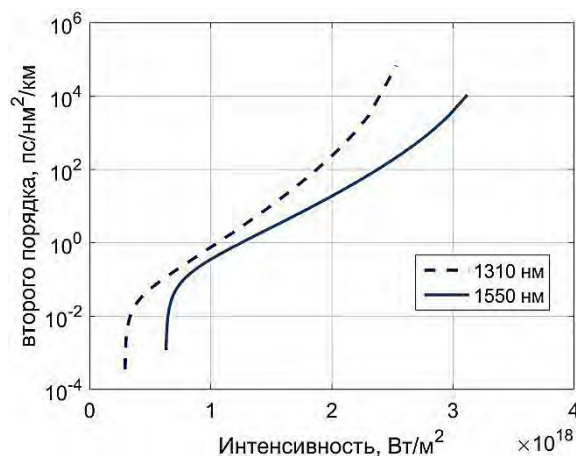


Рис. 3. Графики зависимости от интенсивности хроматической дисперсии второго порядка моды LP_{11}

Как следует из графиков, нелинейность существенно влияет на дисперсионные характеристики кварцевого ступенчатого оптического волокна. Однако если время распространения при изменении интенсивности в несколько раз изменяется на (1–10)%, то хроматическая дисперсия первого порядка более чем на порядок, а хроматическая дисперсия второго уже на два порядка и более. При этом зависимость времени распространения оптического излучения в ступенчатом волоконном световоде от интенсивности практически линейная, а зависимости параметров хроматической дисперсии носят более сложный характер.

Таким образом, в работе получены аналитические выражения для дисперсионных характеристик фундаментальной моды ступенчатого волоконного световода с керровской нелинейностью. Описан вывод, представлены результаты расчетов зависимостей от интенсивности оптического излучения времени распространения, параметров хроматической дисперсии первого и второго порядков для фундаментальной моды оптического волокна типа SMF28 на длинах волн 1310 нм и 1550 нм. Показано, что нелинейность существенно влияет на дисперсионные характеристики кварцевого ступенчатого оптического волокна.

6. Sibbett W., Lagatsky A.A., Brown C.T.A. The Development and Application of Femtosecond Laser Systems // Optics Express. 2012. Vol. 20. Iss. 7. PP. 6989–7001.
7. Snyder A.W. Understanding Monomode Optical Fibres // Proceedings of IEEE. 1981. Vol. 69. Iss. 1. PP. 6–13.
8. Love J.D. and Hussey C.D. Variational Approximations for Higher-Order Modes of Weakly-Guiding Fibers // Optical and Quantum Electronics. 1984. Vol. 16. Iss. 1. PP. 41–48.
9. Снайдер А., Лав Дж. Теория диэлектрических волноводов. М.: Радио и связь, 1987. 656 с.
10. Бурдин В.А., Бурдин А.В. Решение для произвольной направляемой моды круглого оптического волокна на основе метода приближения Гаусса // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14. № 2. С. 65–72.
11. Burdin V.A., Bourdine A.V. Dispersion Characteristics of Step Index Single Mode Optical Fiber with Kerr Nonlinearity // SPIE Proceedings. 2017. Vol. 10342.
12. Кульчин Ю.Н., Змеу С.Б., Субботин Е.П., Никитин А.И. Волоконные лазеры // Вестник ДВО РАН. 2015. № 3. С. 67–78.
13. Бурдин В.А., Бурдин А.В., Дмитриев Е.В. Необходимые условия нелинейного возбуждения моды высшего порядка в одномодовом оптическом волокне // Оптика и спектроскопия. 2017. Т. 123. № 2. С. 181–188.
14. Ding Y., et al. On-Chip Two-Mode Division Multiplexing Using Tapered Directional Coupler-Based Mode Multiplexer and Demultiplexer // Optics Express. 2013. Vol. 21. Iss. 8. PP. 10376–10382.
15. Birks T.A., Gris-Sánchez I., Yerolatsitis S., Leon-Saval S.G., Thomson R.R. The Photonic Lantern // Advances in Optics and Photonics. 2015. Vol. 7. PP. 107–167.
16. Berdague S., Facq P. Mode Division Multiplexing in Optical Fibers // Applied Optics. 1982. Vol. 21. Iss. 11. PP. 1950–1955.
17. Карпеев С.В., Павельев В.С., Дюпарре М., Людге Б., Шротер З. Возбуждение мод ступенчатого волновода с помощью бинарных фазовых ДОЭ // Компьютерная оптика. 2002. Вып. 24. С. 99–101.
18. Сойфер В.А. и др., Дифракционная компьютерная оптика. М.: Физматлит, 2007. 736 с.
19. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика. М.: Мир, 1996. 328 с.
20. Petermann K. Fundamental Mode Microbending Loss in Graded-Index and W Fibres // Optical and Quantum Electronics. 1977. Vol. 9. PP. 167–175.
21. Градштейн И., Рыжик И. Таблицы интегралов. М.: Физматгиз, 1962. 1100 с.
22. Okamoto K. Fundamentals of optical waveguides. San Diego: Academic Press, 2000.
23. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. М.: Наука, 1977. 228 с.
24. Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. М.: Наука, 1979. 830 с.
25. Листвин А.В., Листвин В.Н., Швырков Д.В. Оптические волокна для линий связи. М.: ЛЕСАР арт, 2003. 288 с.

* * *

DISPERSION CHARACTERISTICS OF THE LP_{11} MODE OF A STEP-INDEX OPTICAL FIBER WITH KERR NONLINEARITY

A. Bourdine¹, V. Burdin¹

¹Povolzhskiy State University of Telecommunication & Informatics,
Samara, 443010, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Bourdine A., Burdin V. Dispersion Characteristics of the LP_{11} Mode of a Step-Index Optical Fiber with Kerr Nonlinearity // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 16-20.

Abstract: The work presents the derivation of analytical expressions for the dispersion characteristics of the LP_{11} mode of a step-index optical fiber with a Kerr nonlinearity for propagation conditions of this mode. The solution was obtained by using the Gauss approximation method. The estimates of the dependences from the optical intensity in the fiber of the propagation time and the chromatic dispersion of the first and second orders of the LP_{11} mode of a step-index optical fiber with a Kerr nonlinearity are presented.

Keywords: optical fiber, lightguide, mode, mode spot radius, Gaussian approximation method, step-index profile, Kerr nonlinearity, time of mode propagation, chromatic dispersion.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО И КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА ЦИФРОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ. ЧАСТЬ 2. КОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМ

М.С. Былина^{1*}, С.Ф. Глаголев¹, А.С. Дюбов¹

¹Санкт-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

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Былина М.С., Глаголев С.Ф., Дюбов А.С. Сравнительный анализ методов энергетического и когерентного приема цифровых информационных оптических сигналов. Часть 2. Когерентный прием // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 21–28.

Аннотация: Во второй части статьи проведен анализ когерентного приема оптических цифровых сигналов с различными форматами модуляции: амплитудной, фазовой и квадратурно-амплитудной. Определены отношения сигнала к шуму и предельные обнаружительные способности для бинарных форматов модуляции. Проанализированы схемы гетеродинных и гомодинных оптических приемников.

Ключевые слова: энергетический прием, когерентный прием, оптический гетеродин, гетеродинный и гомодинный приемники, одномодовое оптическое волокно, форматы модуляции, фотоприемник, оптический усилитель, усилитель фототока, волоконно-оптическая система передачи, отношение сигнала к шуму, обнаружительная способность, фазовая автоподстройка частоты.

2. КОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМ

2.1. Основные принципы когерентного приема

Основным доводом в пользу перехода от волоконно-оптической системы передачи (ВОСП) с энергетическим приемом к системам с когерентным приемом является возможность использования различных видов многоуровневой модуляции: амплитудной (АМ), фазовой (ФМ), частотной (ЧМ) и поляризационной, а также их комбинаций, например, квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). Отметим, что все известные фотоприемники (ФП) дают отклик на поток фотонов и мало чувствительны к оптической фазе и частоте несущей, а также состоянию поляризации [1].

Для определения параметров вектора напряженности электрического поля в модулированной световой волне принимаемого сигнала применяют КП, основанный на смещении сигнала с когерентным опорным оптическим полем со стабильной фазой от дополнительного источника излучения (гетеродина) и детектирования интерференции двух оптических полей на фоточувствительной площадке ФП. Регистрируемый в результате когерентного приема фототок содержит информацию

об амплитуде, частоте и фазе сигнального поля. В данной статье в основном рассматривается когерентный прием сигналов с АМ, ФМ и поляризационной модуляциями.

Когерентный ФП является оптическим аналогом супергетеродинного радиоприемника. Волны сигнала и гетеродина в гетеродинном ФП имеют разные частоты (ν_s и ν_g), когда $\nu_s = \nu_g$ приемник называется гомодинным. Все когерентные ВОСП используют высококогерентные, квазимонохроматические источники излучения, одномодовые оптические волокна и гетеродинные или гомодинные приемники. Использование когерентного приема позволяет значительно повысить чувствительность фотоприемного устройства.

По сравнению с энергетическими приемниками прямого детектирования гетеродинные и гомодинные приемники имеют следующие преимущества. Во-первых, возможность электронной компенсации хроматической и поляризационно-модовой дисперсии. Во-вторых, увеличение отношения сигнала к шуму примерно на 3 дБ даже по сравнению с идеальным нешумящим ФП прямого детектирования. Реальный выигрыш от использо-

вания когерентного приема значительно больше и может составлять 10-15 дБ. И в-третьих, малая чувствительность когерентного приема к нежелательному фоновому излучению. При достаточной мощности гетеродина гетеродинный и особенно гомодинный методы приема позволяют достичь квантового предела детектирования.

Недостатком когерентного приема является техническая сложность обеспечения согласования волновых фронтов и поляризаций на поверхности фотодиода принимаемого излучения и излучения гетеродина. В настоящее время для смешивания сигнала и гетеродина используются устройства интегральной оптики. Высокие требования предъявляются к стабильности частот и фаз несущих частот источника излучения и гетеродина.

Методы когерентного приема оптических сигналов известны и исследовались уже более 40 лет. Однако до коммерческого использования когерентного приема дело не доходило. Все попытки обеспечить требуемую долговременную стабильность частоты, фазы и состояния поляризации излучения источника сигнала и гетеродина не увенчались успехом [1, 2].

Первые практические системы когерентного приема появились только в первом десятилетии 21 века. В этих системах отказались от долговременной стабильности источников, учитывая, что передаваемая информация содержится в изменениях параметров излучения, происходящих за время тактового интервала (небольшого количества интервалов) длительностью десятки-сотни пс. Все изменения сигнала, происходящие медленно, а такковыми являются процессы в оптическом волокне и источниках излучения при изменяющихся воздействиях окружающей среды, таких как температура, давление, влажность, механические сжатия, растяжения, изгибы, вибрации и т. п., могут быть отфильтрованы и исключены при обработке сигналов в реальном масштабе времени.

Далее рассмотрим принципы работы и упрощенные структурные схемы ВОСП с когерентным приемом, использующих различные виды модуляции.

2.2. Гетеродинный приемник цифрового когерентного сигнала

Для гетеродинного приема в принципе достаточно одного ФП, однако удобнее использовать два ФП, объединенных в один балансный приемник (рисунок 2.1) [2]. На один вход смесителя, представляющего собой X-образный направленный ответвитель поступает ослабленное в линейном оптическом тракте излучение цифрового оптического сигнала. Полагаем, что он получен из квазимонохроматического линейно поляризованного света с несущей круговой частотой $\omega_s = 2\pi\nu_s$ путем КАМ, частными случаями которой являются амплитудная и фазовая модуляции.

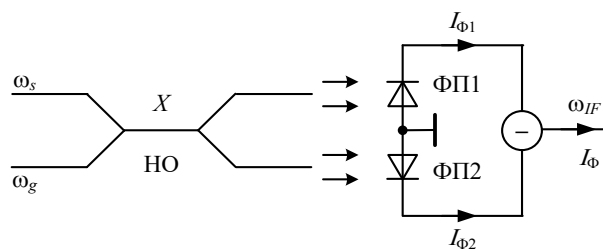


Рис. 2.1. Схема входного устройства гетеродинного фотоприемного устройства, включающая балансный ФП и направленный ответвитель (НО)

Цифровой сигнал имеет N уровней амплитуды и L уровней фазы, а символьная скорость передачи B определяет тактовый интервал ΔT [3]:

$$B = 1/\Delta T. \quad (2.1)$$

Запишем выражение для напряженности E электрического поля КАМ сигнала в некоторой точке, расположенной на расстоянии z от источника, в момент времени, соответствующий выбранному такту сигнала:

$$E_{snl}(t, z) = E_{msn} \cdot \cos[\omega_s \cdot t - k \cdot z + \varphi_{sl}], \quad (2.2)$$

где E_{msn} – амплитуда, соответствующая n -ому уровню ($n = 1..N$), φ_{sl} – фаза, соответствующая l -ому уровню ($l = 1..L$), $k = 2\pi/\lambda$ – постоянная распространения, $\varphi_{s0} = -k \cdot z$ – набег фазы.

На второй вход смесителя поступает сравнительно мощное излучение гетеродина, частота которого ω_g смещена относительно несущей частоты сигнала ω_s на величину, которая превышает верхнюю частоту модулирующего сигнала Ω , но ниже верхней частоты чувствительности ФП:

$$E_g(t) = E_{mg} \cdot \cos[\omega_g \cdot t + \varphi_{g1}], \quad (2.3)$$

где E_{gm} – амплитуда напряженности поля гетеродина (обычно $E_{gm} \gg E_{msn}$ для любого n), φ_{g1} – фаза гетеродина при $t = 0$.

X-образный направленный ответвитель разделяет поровну излучение сигнала и гетеродина между двумя входами ФП. Причем напряженности поля сигнала передаются на входы ФП без изменения фазы, а напряженности поля гетеродина передаются на один выход без изменения, а на второй – в противофазе [1, 3].

Запишем выражения для напряженностей интерферирующих полей на площадках двух ФП:

$$\begin{aligned} E_{1snl}(t, z) &= (1/\sqrt{2}) \times \\ &\times \{E_{msn} \cdot \cos[\omega_s \cdot t - k \cdot z + \varphi_{sl}] + \\ &+ E_{mg} \cdot \cos[\omega_g \cdot t + \varphi_{g1}]\}, \\ E_{2snl}(t, z) &= (1/\sqrt{2}) \times \\ &\times \{E_{msn} \cdot \cos[\omega_s \cdot t - k \cdot z + \varphi_{sl}] - \\ &- E_{mg} \cdot \cos[\omega_g \cdot t + \varphi_{g1}]\}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Выразим мощности сигнала и гетеродина через амплитуды напряженностей:

$$\begin{aligned} P_{sn} &= E_{msn}^2 \cdot A_{\Phi} / (2Z_v), \\ P_g &= E_{mg}^2 \cdot A_{\Phi} / (2Z_v). \end{aligned} \quad (2.5)$$

где A_{Φ} – эффективная площадь основной моды оптического волокна, $Z_v = \sqrt{\mu \cdot \mu_0 / (\epsilon \cdot \epsilon_0)}$ – волновое сопротивление среды, μ , ϵ – относительные магнитная и диэлектрическая проницаемости среды, μ_0 , ϵ_0 – магнитная и электрическая постоянные.

Из (2.4) с учетом (2.5) можно получить выражения для токов ФП, полагая, что ФП не воспринимают оптические частоты, но воспринимают разностную радиочастоту $\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_g|$:

$$\begin{aligned} I_{\Phi 1nl} &= 0.5 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g + 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos \vartheta], \\ I_{\Phi 2nl} &= 0.5 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g - 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos \vartheta], \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $\vartheta = \omega_{IF} \cdot t + \varphi_{sl} - \varphi_{g1}$.

Для разностного тока балансного ФП можно записать:

$$I_{\Phi nl} = I_{\Phi 1nl} - I_{\Phi 2nl} = 2 \cdot S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos \vartheta. \quad (2.7)$$

При этом полезный выходной сигнал удваивается, а нежелательная постоянная составляющая в выходном сигнале подавляется.

В выражениях (2.4), (2.6) и (2.7) не учитывается набег фазы за счет распространения сигнала, который имеет постоянную составляющую и случайные флуктуации за счет внешних воздействий на оптическое волокно. Это сделано для упрощения перечисленных и дальнейших выражений. Без потери общности этот набег фазы можно учесть начальной фазой гетеродина φ_{g1} .

Принятый сигнал (2.7) сохраняет информацию об амплитуде и фазе сигнала. Далее он преобразуется в напряжение, которое усиливается в полосовом усилителе промежуточной частоты с шириной полосы не менее 2Ω :

$$u_{snl} = U_{msn} \cdot \cos \vartheta, \quad (2.8)$$

где $U_{msn} = 2 \cdot S \cdot R_L \cdot K_u \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g}$ – амплитуда напряжения, R_L – сопротивление в цепи обратной связи трансимпедансного усилителя фототока (сопротивление нагрузки ФП), K_u – коэффициент усиления усилителя промежуточной частоты.

На рисунке 2.2а показаны упрощенные спектры оптического сигнала с верхней частотой модуляции Ω , излучения гетеродина с частотой ω_g и преобразованного сигнала с центральной частотой ω_{IF} . Ширина спектра преобразованного сигнала такая же, как у исходного сигнала и равна 2Ω .

Сигнал промежуточной частоты может детектироваться с помощью амплитудного, фазового или частотного детекторов. Для демодуляции КАМ сигналов также может использоваться квадратурный синхронный демодулятор (рисунок 2.3).

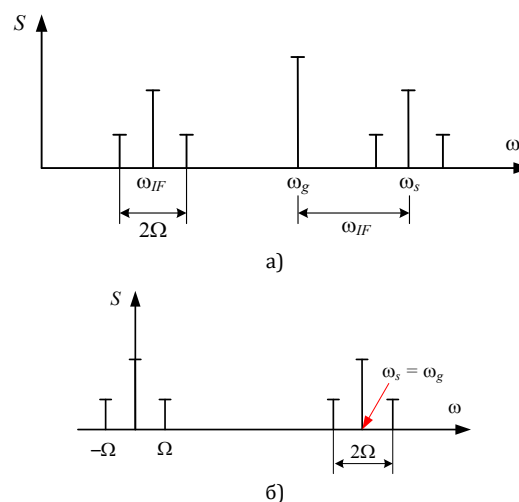


Рис. 2.2. Спектры оптического сигнала, излучения гетеродина и преобразованного сигнала для гетеродинного (а) и гомодинного (б) приема

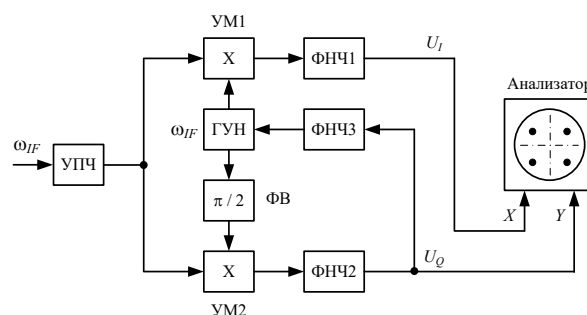


Рис. 2.3. Схема демодулятора гетеродинного приемника в электрическом тракте, где: УПЧ – усилитель промежуточной части; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ФНЧ – фильтр нижних частот

После усилителя промежуточной частоты сигнал поступает одновременно на УМ1 и УМ2. На вторые входы умножителей поступают напряжения от опорного электрического гетеродина ГУН с частотой ω_{IF} , которые сдвинуты по фазе на $\pi/2$:

$$\begin{aligned} u_{g1} &= U_{mg} \cdot \cos(\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{g2}), \\ u_{g2} &= U_{mg} \cdot \sin(\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{g2}). \end{aligned} \quad (2.9)$$

Запишем выражения для напряжений на выходах фильтров нижних частот (ФНЧ1 и ФНЧ2) с верхней частотой Ω , которые фильтруют сигналы после УМ1 и УМ2. Первое выражение соответствует синфазной составляющей:

$$U_{Inl} = k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_{g1} - \varphi_{g2}), \quad (2.10)$$

а второе – квадратурной составляющей сигнала:

$$U_{Qnl} = k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_{g1} - \varphi_{g2}), \quad (2.11)$$

где k – коэффициент преобразования умножителя.

Постоянные времени ФНЧ1 и ФНЧ2 должны быть минимальны, но достаточны для усреднения сигналов в пределах одного такта с длительностью ΔT . Вместо этих фильтров нижних частот можно использовать накопители (усреднители) сигнала также в пределах одного такта.

Для анализа и наглядного представления сигнала с квадратурной модуляцией используют фазовую плоскость. Подавая напряжение U_{Inl} на вход X (ось I) осциллографа, а напряжение U_{Qnl} на вход Y (ось Q), получим на экране фазовые диаграммы (сигнальные созвездия). На рисунке 2.4 показаны фазовые диаграммы для различных форматов ФМ и КАМ. Из-за наличия фазовых сдвигов в первом (оптическом) φ_{g1} и втором (электрическом) φ_{g2} гетеродинах сигнальные созвездия повернуты на угол $\varphi_{g1} + \varphi_{g2}$.

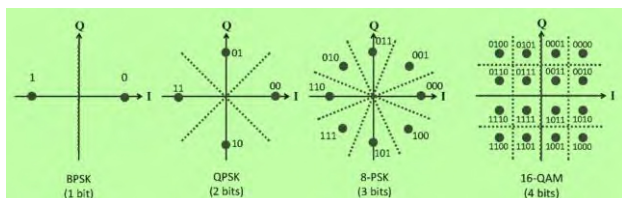


Рис. 2.4. Карты созвездий для BPSK, QPSK, 8PSK и 16QAM соответственно [2]

Используя то обстоятельство, что среднее значение фазы сигнала равно $\overline{\varphi_{sl}} = 0$ за достаточно большой интервал времени (значительно превышающий тактовый интервал ΔT) можно подстроить частоту и фазу ГУН для выполнения условия $\langle \varphi_{g1} + \varphi_{g2} \rangle = 0$ с помощью фазовой автоподстройки частоты. Для этого надо на вход ГУН через ФНЧ3 подать напряжение U_{Qnl} . При этом среднее значение $\overline{U_{Qnl}}$ по многим тактовым интервалам будет поддерживаться равным 0, а выражения (2.10) и (2.11) примут вид:

$$\begin{aligned} U_{Inl} &= k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \cos(\varphi_{sl}), \\ U_{Qnl} &= k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \sin(\varphi_{sl}). \end{aligned} \quad (2.12)$$

Постоянная времени ФНЧ3 должна быть намного больше постоянных времени ФНЧ1 и ФНЧ2 и значительно меньше периодов изменения внешних влияющих факторов. Вместо ФНЧ3 также может использоваться накопитель сигнала в пределах выбранного количества тактов.

2.3. Гомодинный приемник цифрового когерентного сигнала

Разновидностью гетеродинного приема оптических сигналов (2.2) является гомодинный прием, при котором частота гетеродина (2.3) выбирается равной несущей частоте сигнала $\omega_g = \omega_s$.

На рисунке 2.2б показаны спектры оптического сигнала, гетеродина и преобразованного сигнала при гомодинном приеме. При формальном применении принципов преобразования частоты у нас должны возникать отрицательные частоты, физически не реализуемые. Информация о сигнале при простейшем гомодинном приеме с одним гетеродином частично теряется. Для полного восстановления модулирующего сигнала с КАМ используют схему, показанную на рисунке 2.5а. Излучения сиг-

нала, выходящего из линейного оптического тракта, и гетеродина смешиваются на ФП с помощью 90° оптического гибрида [1, 2] (см. рисунок 2.5б), к выходам которого подключаются четыре ФП. Первый и второй ФП образуют первый, а третий и четвертый – второй балансные ФП.

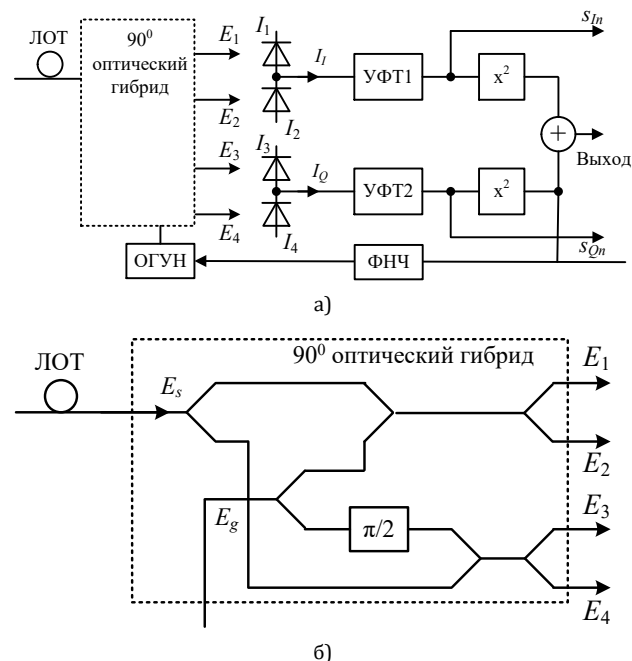


Рис. 2.5. Структурная схема цифрового гомодинного приемника сигналов с КАМ: ЛОТ – линейный оптический тракт; УФТ – усилитель фототока; ОГУН – оптический генератор, управляемый напряжением

Представим напряженности полей сигнала и гетеродина в виде комплексных амплитуд:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{snl} &= E_{msn} \cdot \exp(j \cdot \varphi_{sl}), \\ \dot{E}_g &= E_{mg} \cdot \exp(j \cdot \varphi_g). \end{aligned} \quad (2.13)$$

В выражении (2.13) полагается, что оптический сигнал не имеет начальной фазы. Случайные изменения фазы сигнала без потери общности можно учесть в случайных флуктуациях фазы гетеродина.

Запишем выражения для напряженностей полей на входах ФП, учитывая свойства направленного ответвителя в идеальном 90° гибриде:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} + \dot{E}_g), \\ \dot{E}_2 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} - \dot{E}_g), \\ \dot{E}_3 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} + j \cdot \dot{E}_g), \\ \dot{E}_4 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} - j \cdot \dot{E}_g). \end{aligned} \quad (2.14)$$

Запишем выражение для тока первого ФП, учитывая подавление (фильтрацию) им оптических частот:

$$\begin{aligned} I_{\Phi 1nl} &= 0.25 \cdot S \cdot A_\Phi / Z_v \times \\ &\times \operatorname{Re} \left[\left(\frac{E_{msn} \cdot \exp(j\omega_0 t + \varphi_{sl}) + E_{mg} \cdot \exp(j\omega_0 t + \varphi_g)}{\sqrt{2}} \right)^2 \right] = \end{aligned} \quad (2.15a)$$

$$= 0.25 \cdot S \cdot A_{\Phi} / Z_v \times \\ \times \left[\begin{array}{l} 0.5 \cdot E_{msn}^2 + 0.5 \cdot E_{mg}^2 + \\ + E_{msn} \cdot E_{mg} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g) \end{array} \right] = \\ = 0.25 \cdot S \cdot \left[\begin{array}{l} P_{sn} + P_g + \\ + 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g) \end{array} \right].$$

Аналогично для токов второго, третьего и четвертого ФП получаем:

$$I_{\Phi 2nl} = 0.25 \cdot S \cdot \left[\begin{array}{l} P_{sn} + P_g - 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \times \\ \times \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g) \end{array} \right], \quad (2.15б)$$

$$I_{\Phi 3nl} = 0.25 \cdot S \cdot \left[\begin{array}{l} P_{sn} + P_g + 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \times \\ \times \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g) \end{array} \right], \quad (2.15в)$$

$$I_{\Phi 4nl} = 0.25 \cdot S \cdot \left[\begin{array}{l} P_{sn} + P_g - 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \times \\ \times \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g) \end{array} \right]. \quad (2.15г)$$

Токи на выходах первого (синфазная составляющая) и второго (квадратурная составляющая) балансных приемников:

$$I_{Inl} = I_{\Phi 1nl} - I_{\Phi 2nl} = \\ = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g), \quad (2.16а)$$

$$I_{Qnl} = I_{\Phi 3nl} - I_{\Phi 4nl} = \\ = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g). \quad (2.16б)$$

Для постоянных составляющих токов ФП можно записать:

$$I_{01n} = I_{02n} = I_{03n} = I_{04n} = \\ = 0.25 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g]. \quad (2.17)$$

Из (2.16а) и (2.16б) можно получить выражение для комплексной амплитуды демодулированного электрического сигнала (фототока), которое эквивалентно комплексной амплитуде оптического сигнала:

$$I_{Cnl} = I_{Inl} + j \cdot I_{Qnl} = \\ = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \exp[j \cdot (\varphi_{sl} - \varphi_g)]. \quad (2.18)$$

Выходные токи (2.16) преобразуются в напряжения в УФТ1 и УФТ2. Если подать их на входы X и Y осциллографа, то можно наблюдать сигнальные созвездия, которые даже при точном совпадении несущей частоты сигнала ω_s и частоты гетеродина ω_g из-за случайных флуктуаций фазы сигнала будут вращаться на фазовой плоскости. Для обеспечения возможности точной подстройки частоты и фазы гетеродина он выполняется в виде оптического генератора, управляемого напряжением, включенным в схему фазовой автоподстройки частоты, работу которой опишем ниже.

Сначала рассмотрим потенциальные возможности гомодинного приемника при детектировании сигналов с многоуровневой АМ. В этом случае сигналы в разных тактах должны отличаться только мощностью излучения P_{sn} . Однако сигналы гомодинного приемника (2.16) зависят также от слу-

чайных изменений фазы в линейном оптическом тракте.

Эта проблема может быть решена преобразованием токов балансных ФП (2.16а) и (2.16б) в напряжения с помощью усилителя фототока, возведением этих напряжений в квадрат с последующим суммированием, как показано в схеме рисунка 2.5. Запишем выражение для выходного напряжения сумматора для такта с n -ым уровнем:

$$U_{\Sigma n} = R_L^2 \cdot k_m \cdot (I_{In}^2 + I_{Qn}^2) = \\ = R_L^2 \cdot k_m \cdot S^2 \cdot P_{sn} \cdot P_g, \quad (2.19)$$

где R_L – коэффициент передачи трансимпедансного усилителя фототока, k_m – коэффициент передачи умножителя по напряжению. Видно, что выходной сигнал сумматора линейно зависит от мощности входного при АМ и не зависит от разности фаз сигнала и гетеродина.

Для стабилизации средней частоты оптического генератора, управляемого напряжением, используется фазовая автоподстройка частоты, которая поддерживает среднее значение частоты гетеродина равной несущей частоте сигнала с учетом изменений средней фазы сигнала. Для этого необходимо поддерживать нулевое среднее значение напряжения на квадратурном выходе за сравнительно большое количество тактов сигнала:

$$\bar{U}_{Qnl} = R_L^2 \cdot k_m \cdot I_{Qnl}^2 = \\ = R_L^2 \cdot k_m \cdot S^2 \cdot P_{sn} \cdot P_g \cdot \sin^2(\varphi_{sl} - \varphi_g) = 0. \quad (2.20)$$

При подаче этого сигнала на вход оптического генератора, управляемого напряжением, через фильтр нижних частот (см. рисунок 2.5) выполняется условие для среднего значения разности фаз сигнала и гетеродина $\langle \varphi_{sl} - \varphi_g \rangle = 0$. Постоянная времени фильтра нижних частот определяет интервал усреднения.

При работающей фазовой автоподстройке частоты выражения (2.16) для многоуровневой АМ примут вид:

$$I_{In} = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g}, \quad I_{Qn} = 0. \quad (2.21)$$

Сигнал АМ I_{In} можно снимать с синфазного выхода (первого балансного приемника). Постоянная составляющая тока балансного приемника (2.17) будет равна:

$$I_{0n} = 0.5 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g]. \quad (2.22)$$

Для дисперсии тока дробового шума балансного ФП можно записать:

$$\sigma_0^2 = 2 \cdot e \cdot I_{0n} \cdot \Delta F = 2 \cdot e \cdot S \cdot (P_{sn} + P_g) \cdot \Delta F. \quad (2.23)$$

Для сравнения гомодинного приема с энергетическим рассмотрим отношение сигнала к шуму при передаче логической «1» в гомодинном приемнике при бинарной АМ и выразим его через количество фотонов сигнала $\bar{n}_{s1}$:

$$SN_{gm} = \frac{I_1^2}{\sigma_0^2} = \frac{S^2 \cdot P_s \cdot P_g}{2e \cdot S \cdot 0.5 \cdot (P_s + P_g) \cdot \Delta F} \approx \frac{S \cdot P_s \cdot 2\Delta T}{e \cdot (1 + P_s/P_g)} = \frac{2\eta \cdot \bar{n}_{s1}}{1 + \bar{n}_{s1}/\bar{n}_g} \quad (2.24a)$$

Учитывая, что обычно $P_g \gg P_s$ и $\bar{n}_g \gg \bar{n}_{s1}$ можно полагать, что SN_{gm} мало зависит от мощности гетеродина и стремится к величине [5]:

$$SN_{gm_max} = 2\eta \cdot \bar{n}_s = 2\bar{m}_\Phi. \quad (2.246)$$

В (2.24) $\bar{n}_s$, $\bar{n}_g$ – количество фотонов сигнала и гетеродина приходящих на ФП за время ΔT при передаче логической «1».

Сравнение последнего выражения с выражением (1.10) в [3] для отношения сигнала к шуму при энергетическом приеме с использованием идеального PIN-фотодиода показывает, что отношение сигнала к шуму при гетеродинном приеме, как минимум в 2 раза (на 3 дБ) больше.

Продолжим сравнение когерентного и энергетического приемов оптических сигналов с учетом шумов схемы. Для энергетического фотоприемного устройства с PIN-фотодиодом и с учетом шумов схемы из (1.326) в [4] следует:

$$SN_{e_PIN} = \frac{\bar{m}_\Phi}{1 + \sigma_q^2/\bar{m}_\Phi} = \frac{\eta \cdot \bar{n}_{s1}}{1 + \sigma_q^2/\eta \cdot \bar{n}_{s1}}. \quad (2.25)$$

Использование лавинных фотодиодов существенно улучшает отношение сигнала к шуму для прямого детектирования слабых сигналов при наличии шумов схемы. Учет шумов лавины в лавинных фотодиодах с высоким усилением, в пределе полностью подавляющим шумы схемы, позволяет получить максимальное отношение сигнала к шуму при энергетическом приеме [3]:

$$SN_{e_APD} = \frac{\bar{m}_\Phi}{F(M)} = \frac{\eta \cdot \bar{n}_{s1}}{F(M)}. \quad (2.26)$$

Из рисунка 1.5 в [3] видно, что даже для лучших лавинных фотодиодов $F(M) > 6$ дБ (4 раза). Реально отношение сигнала к шуму в фотоприемном устройстве с энергетическим приемом будет в 10 и более раз меньше по сравнению с фотоприемным устройством с когерентным приемом.

Из (2.24a) получим выражение для отношения сигнала к шуму при гомодинном приеме с учетом шумов схемы:

$$SN_{gm} = \frac{I_{\Phi 1}^2}{\sigma_{01}^2} = \frac{2 \cdot \bar{m}_\Phi}{1 + \frac{\bar{n}_{s1}}{\bar{n}_g} + \frac{\sigma_q^2}{(\eta \cdot \bar{n}_g)}} = \frac{2 \cdot \eta \cdot \bar{n}_{s1}}{1 + \bar{n}_{s1}/\bar{n}_g + \sigma_q^2/(\eta \cdot \bar{n}_g)}. \quad (2.27)$$

На рисунке 2.6 показаны зависимости количества фотонов гетеродина, которые приходятся на один такт для различных скоростей передачи.

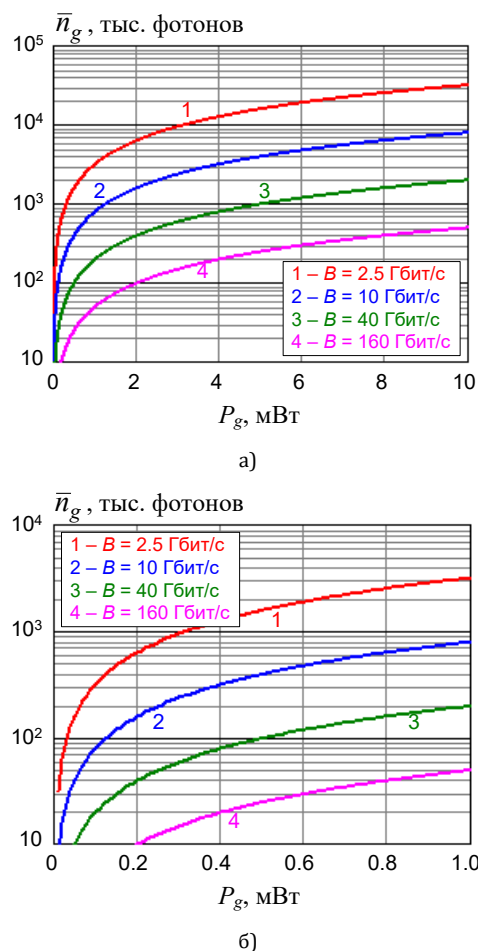


Рис. 2.6. Зависимости количества фотонов гетеродина на один такт от мощности гетеродина для различных скоростей передачи

Видно, что даже при сравнительно небольших мощностях гетеродина (доли мВт) уже можно пренебречь шумами схемы, обычно не превышают 1000 шумовых электронов на такт (см. таблицу 1.1 в [3]). Таким образом, гомодинный приемник даже при учете шумов схемы по своим параметрам приближается к идеальному и для него отношение сигнала к шуму определяется (2.246).

Отметим, что при рассмотрении взаимодействия излучений сигнала и гетеродина мы полагали, что их излучения линейно и одинаково поляризованы. В общем случае они могут быть поляризованы по-разному. Для исключения зависимости чувствительности приемника от состояния поляризации входного сигнала можно использовать схему, показанную на рисунке 2.7 [2].

Фактически она включает два уже рассмотренных приемника (см. рисунок 2.5) для каждой из двух ортогональных поляризаций принятого сигнала. Входной сигнал, имеющий произвольное состояние поляризации, разделяется на две линейно поляризованные ортогональные компоненты с помощью поляризационного расщепителя (PBS, от англ. Polarization Beam Splitter).

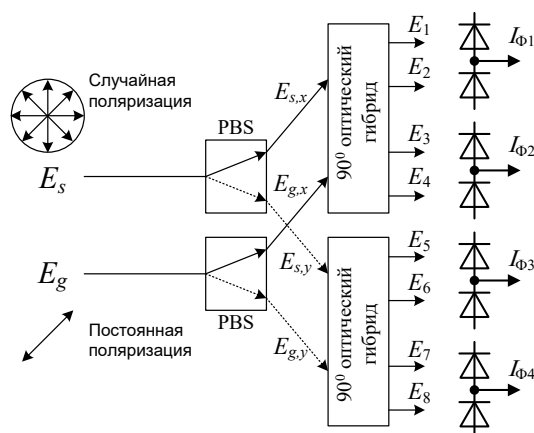


Рис. 2.7. Структурная схема гетеродинного (гомодинного) приемника с чувствительностью, не зависящей от состояния поляризации входного сигнала

Необходимо, чтобы излучение гетеродина делилось PBS примерно поровну. Это можно обеспечить выбором азимута линейной поляризации излучения гетеродина равным $\pi/4$ по отношению к осям PBS или установкой между гетеродином и PBS фазовой четвертьволновой пластинки, преобразующей линейную поляризацию в круговую. Отметим, что использование PBS позволяет вдвое увеличить битовую скорость передачи при той же символической.

2.5. Обнаружительная способность гомодинного приемника цифрового сигнала с амплитудной и фазовой модуляциями

Используя выражения (2.16а), (2.16б) определим среднее количество фотоэлектронов в тактовом интервале для двух балансных ФП, т. е. для синфазной и квадратурной составляющих сигнала [4]:

$$\begin{aligned}\bar{s}_{Inl} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g), \\ \bar{s}_{Qnl} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g).\end{aligned}\quad (2.28)$$

Из (2.17) следует, что дисперсия количества фотоэлектронов для того же такта в балансном ФП будет равна:

$$\sigma_{In}^2 = \sigma_{Qn}^2 = 0.5 \cdot \eta \cdot (\bar{n}_{sn} + \bar{n}_g) \approx 0.5 \cdot \eta \cdot \bar{n}_g. \quad (2.29)$$

Выражения (2.28) и (2.29) позволяют исследовать обнаружительные способности для широкого класса многоуровневых сигналов, используемых в ВОСП, включая КАМ, АМ и ФМ.

Для ВОСП с бинарной АМ и гомодинным приемом можно принять для бита «0» $s_0 = 0$, а для бита «1» – $s_1 = \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{s1} \cdot \bar{n}_g}$. Определим величину Q -фактора и минимальное количество фотоэлектронов за тактовый интервал при передаче «1»:

$$Q = \frac{s_1 - s_0}{2\sigma} = \frac{\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{s1} \cdot \bar{n}_g}}{\sqrt{\eta \cdot \bar{n}_g/2}} = \sqrt{2\bar{n}_{s1} \cdot \eta}, \quad (2.30)$$

$$\bar{n}_{s1} = Q^2 / (2\eta). \quad (2.31)$$

Обнаружительная способность в фотоэлектронах при этом будет равна:

$$\bar{m}_{ag} = 0.5 \cdot \eta \cdot \bar{n}_{s1} = 0.5 \cdot Q^2 \quad (2.32)$$

и для $Q = 6$ составит 18 фотоэлектронов.

Рассмотрим потенциальные возможности ВОСП с гомодинным приемом и бинарной фазовой модуляцией. В этом случае для синфазного и квадратурного сигналов можно записать:

$$\begin{aligned}s_{I,1} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \cos(\varphi_{s1} - \varphi_g), \\ s_{I,0} &= -\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \cos(\varphi_{s0} - \varphi_g)\end{aligned}\quad (2.33)$$

и соответственно:

$$\begin{aligned}s_{Q,1} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \sin(\varphi_{s1} - \varphi_g), \\ s_{Q,0} &= -\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \sin(\varphi_{s0} - \varphi_g).\end{aligned}\quad (2.34)$$

Отметим, что количество фотонов сигнала $\bar{n}_s$ при бинарной ФМ одинаково для логической «1» и «0». Также отметим, при эффективно работающей фазовой автоподстройке частоты при приеме логической «1» $\langle \varphi_{s1} - \varphi_g \rangle = 0$ и $\langle \sin(\varphi_{s1} - \varphi_g) \rangle = 0$, а при приеме логического «0» $\langle \varphi_{s0} - \varphi_g \rangle = \pi$ и $\langle \sin(\varphi_{s0} - \varphi_g) \rangle = 0$. Сигнал с фазовой манипуляцией можно снимать с выхода УФТ1 (рис. 2.5):

$$\begin{aligned}\bar{s}_{I,1} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g}, \\ \bar{s}_{I,0} &= -\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g}.\end{aligned}\quad (2.35)$$

Напряжение на выходе УФТ2 будет равно 0.

Определим величину Q -фактора и минимальное количество фотоэлектронов на такт при передаче логической «1»:

$$Q_I = \frac{s_{I,1} - s_{I,0}}{2\sigma} = \frac{2 \cdot \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g}}{2 \cdot \sqrt{\eta \cdot \bar{n}_g/4}} = 2 \cdot \sqrt{\eta \cdot \bar{n}_{sn}}. \quad (2.36)$$

Обнаружительная способность гомодинного приемника с бинарной фазовой манипуляцией в фотоэлектронах при этом будет равна:

$$\bar{m}_{ag} = (s_{I,1} + s_{I,0}) / (2 \cdot \eta) = 0.25 \cdot Q_I^2 \quad (2.37)$$

и для $Q = 6$ составит 9 фотоэлектронов, т. е. в два раза меньше, чем у гомодинного приемника с АМ.

Можно также показать, что гетеродинный приемник имеет отношение сигнал/шум, аналогичное (2.24б), в 2 раза меньше, а обнаружительную способность, аналогичную (2.38), в 2 раза больше за счет в 2 раза большей полосы требуемой для приема оптического сигнала [4].

В таблице 2.1 приведены предельные обнаружительные способности в фотонах на такт для идеальных ФП обоих видов приемов при различных форматах бинарной модуляции.

ТАБЛИЦА 2.1

Формат модуляции	Прямое детектирование	Гомодинный прием	Гетеродинный прием
Амплитудный	10	18	36
Фазовый	–	9	18
Частотный	–	–	36

Заключение

В представленной статье, состоящей из двух частей, проведен сравнительный анализ эффективности энергетического и когерентного приемов, модулированных цифровых оптических сигналов. Определены предельные возможности и реальные параметры ВОСП этих видов приемов: обнаружительная способность, отношение сигнала к шуму.

Во второй части описаны принципы аналоговой оптоэлектронной обработки оптических сигналов при когерентном приеме с использованием фазовой автоподстройки частоты гетеродина, однако при практической реализации фазовой автоподстройки частоты возникают трудности. Поэтому в настоящее время более перспективной считается цифровая обработка сигналов с нескольких ФП и

аналого-цифрового преобразователя в сверхбыстродействующем цифровом сигнальном процессоре. Ограниченный объем статьи не позволил рассмотреть алгоритмы цифровой обработки сигналов, а также вопросы помехоустойчивого кодирования сигналов.

За рамками статьи остались многие интересные вопросы, которыми мы занимаемся и надеемся опубликовать результаты в следующих выпусках журнала. К ним относятся: энергетический прием сигналов с ФМ, оптическая и электронная компенсация хроматической и поляризационно-модовой дисперсий, влияние на качество связи в ВОСП с технологией плотного мультиплексирования в волновой области нелинейных процессов в одномодовых оптических волокнах.

Список используемых источников

1. Наний О.Е., Трещиков В.Н., Убайдуллаев Р.Р. Дальность работы и пропускная способность когерентных систем связи // Вестник связи. 2013. № 9. С. 13–19.
2. Kikuchi K., Miyazaki T., Nakazawa M. High Spectral Density Optical Communication Technologies. Optical and Fiber Communications Reports. Springer, 2010.
3. Былина М.С., Глаголев С.Ф., Дюбов А.С. Сравнительный анализ методов энергетического и когерентного приема цифровых информационных оптических сигналов. Часть 1. Энергетический прием // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 12–20.
4. Салех Б., Тейх М. Оптика и фотоника. Принципы и применения. В 2-х т. Долгопрудный: Издательский дом «Интеллект», 2012. Т. 2. 784 с.

* * *

COMPARATIVE ANALYSIS OF DIRECT AND COHERENT DETECTION METHODS FOR DIGITAL INFORMATION OPTICAL SIGNALS. PART 2. COHERENT DETECTION

M. Bylina¹, S. Glagolev¹, A. Diubov¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Bylina M., Glagolev S., Diubov A. Comparative Analysis of Direct and Coherent Detection Methods for Digital Information Optical Signals. Part 2. Coherent Detection // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 21–28.

Abstract: *In the second part of the article, an analysis is made of the coherent reception of optical digital signals with different modulation formats: amplitude modulation, phase modulation, and quadrature-amplitude modulation. Signal-to-noise ratios and limiting detection capabilities for binary modulation formats are determined. The schemes of heterodyne and homodyne optical receivers are analyzed.*

Keywords: *Direct reception, coherent reception, heterodyne receiver, homodyne receiver, single-mode optical fiber, modulation formats, photodetector, optical amplifier, photocurrent amplifier, fiber optic communication system, signal-to-noise ratio, detectability, phase-locked loop.*

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПОЛУЧЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИ СТАБИЛЬНЫХ ОДНОМОДОВЫХ МИКРОСТРУКТУРИРОВАННЫХ СВЕТОВОДОВ С ПРЕДЕЛЬНО НИЗКИМ ЗАТУХАНИЕМ СИГНАЛА

Ю.А. Гатчин¹, В.В. Демидов^{2*}, К.В. Дукельский^{1,3}, П.А. Злобин², А.С. Матросова²

¹Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

²Научно-исследовательский и технологический институт оптического материаловедения Всероссийского научного центра «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», Санкт-Петербург, 192171, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: demidov@goi.ru

Информация о статье

УДК 681.7.068, 535.3

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: 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.

Аннотация: Исследовано влияние двух технологических подходов к получению из поликапиллярной сборки кварцевого одномодового микроструктурированного световода с сердцевинной диаметром 35 мкм, предназначенного для работы в условиях многократного изгиба, на величину потерь направляемого по нему излучения и механическую прочность. Установлено, что для достижения наилучших показателей указанных характеристик предпочтительно использовать одностадийный процесс («сборка – волокно») взамен более распространенного двухстадийного («сборка – прототип – волокно»). При этом затухание сигнала составляет 2-3 дБ/км на длине волны $\lambda = 1550$ нм, а прочность на растяжение – около 5,5 ГПа, что сопоставимо с аналогичными параметрами одномодовых световодов специального применения, выполненных из сплошных оптических сред.

Ключевые слова: микроструктурированный световод, большая сердцевина, одномодовый режим, затухание излучения, механическая прочность.

Введение

Разработка и исследование микроструктурированных световодов из кварцевого стекла, обладающих набором преимущественных эксплуатационных возможностей относительно оптических волокон на основе сплошных сред, продолжает оставаться востребованным направлением прикладной науки. В числе таких возможностей передача мощных (лазерных) световых потоков с минимальными нелинейными искажениями и дифракционной расходимостью излучения, что достигается за счет увеличения размеров сердцевины одномодового световода до нескольких десятков микрон [1-8]. Однако в силу технологических особенностей подобные оптические элементы часто характеризуются сравнительно высокими значениями затухания сигнала, на уровне десятков и даже сотен дБ/км в ближней инфра-

красной области спектра [9-15]. Указанное обстоятельство приводит к значительному падению мощности распространяющегося излучения на выходе световода и вынуждает работать с чрезмерно короткими объектами (длиной несколько метров) для компенсации данного эффекта. По этой причине одной из основных задач, решаемых при создании структур с большой сердцевиной, становится минимизация затухания, обусловленного технологическими факторами, до значений, гарантирующих практическую целесообразность доставки излучения с незначительными потерями мощности на расстояния в пределах нескольких десятков или сотен метров.

С другой стороны, не менее важной проблемой является прогнозирование и обеспечение высоких показателей механической прочности и долговечности микроструктурированных световодов, пре-

пятствующих их разрушению при работе в условиях долговременной эксплуатационной нагрузки, в частности, многократного изгиба. Задача осложняется тем фактом, что в имеющейся научной литературе отсутствует однозначная оценка механических свойств обсуждаемых волокон. Результаты немногочисленных экспериментальных исследований [16-19] свидетельствуют о тенденции к снижению прочностных характеристик кварцевых световодов при интеграции пустот в оболочке ввиду увеличения числа поверхностей, которые могут стать носителями дополнительных дефектов, особенно в присутствии паров воды. Математические модели [20, 21], напротив, указывают на возможность увеличения механической прочности микроструктурированных световодов вследствие предотвращения роста трещин с наружной поверхности вглубь оболочки как раз из-за наличия пустот на пути распространения трещин.

Ранее [22, 23] нами были отмечены принципиальные различия в спектральных характеристиках затухания и вейбулловских распределениях прочности на растяжение для микроструктурированных световодов с сердцевинной диаметром 20 мкм, изготовленных по стандартной методике «stack-and-draw» [24], но с использованием различных технологических подходов. Эти закономерности стимулировали постановку и проведение серии экспериментов по изучению влияния этих подходов на величину потерь излучения и прочностные свойства при переходе к структурам с сердцевинной большего размера.

Объект исследования

В качестве объекта исследований был выбран микроструктурированный световод с четырьмя циклами пустот и сердцевинной диаметром 35 мкм, смещенной на шаг структуры относительно центра световода (рисунок 1).

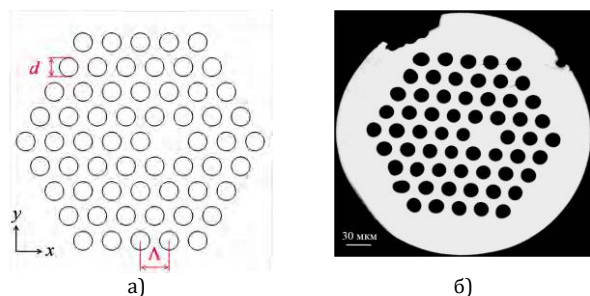


Рис. 1. Изображения расчетной (а) и экспериментально полученной (б) поперечных структур световода

Такое расположение сердцевин имеет положительным следствием увеличение доли пустот в оболочке d/Λ (d – диаметр отверстия, Λ – шаг гексагональной структуры) до 0,65, что, в свою очередь, способствует снижению потерь излучения, обусловленных возмущениями и искажениями геометрии световода [25-27]. Одномодовый режим работы в подобном оптическом элементе достигается

за счет различия в интенсивности вытекания на изгибе излучения фундаментальной и наиболее конкурентной первой высшей моды, о чем наглядно свидетельствуют данные таблицы.

ТАБЛИЦА. Численная оценка изгибных потерь фундаментальной (LP_{01}) и первой высшей (LP_{11}) мод световода на длине волны $\lambda = 1550$ нм

Радиус изгиба, см	Ориентация плоскости изгиба	Потери моды LP_{01} , дБ/км	Потери моды LP_{11} , дБ/км
16	Вдоль оси X	$2,90 \times 10^{-5}$	$1,72 \times 10^0$
	Вдоль оси Y	$2,32 \times 10^{-9}$	$1,84 \times 10^{-1}$
12	Вдоль оси X	$2,30 \times 10^{-4}$	$4,41 \times 10^1$
	Вдоль оси Y	$1,02 \times 10^{-7}$	$4,40 \times 10^4$
8	Вдоль оси X	$1,37 \times 10^{-2}$	$1,48 \times 10^4$
	Вдоль оси Y	$2,36 \times 10^{-2}$	$1,40 \times 10^{12}$

В частности, уменьшение эксплуатационного радиуса намотки с 16 до 8 см позволяет добиться необходимого коэффициента затухания высшей моды даже в отсутствии фазовой отсечки последней, регламентируемой, как известно, неравенством $d/\Lambda < 0,45$ [28], и фактически независимо от ориентации плоскости изгиба волокна. При этом расчетное значение потерь фундаментальной моды на вытекание излучения, полученное с помощью метода конечных элементов [29], не превышает 0,03 дБ/км в интересующем диапазоне спектра. Вклад базовых механизмов (примесного поглощения и рэлеевского рассеяния), детерминированный качеством исходных сырьевых материалов для изготовления световода (стержней и труб из синтетического кварцевого стекла), можно оценить величиной не более 0,2 дБ/км на длине волны $\lambda = 1550$ нм. Таким образом, общий уровень затухания излучения в световоде представленной конструкции определяется преимущественно технологическими факторами.

Методика проведения эксперимента

Суть эксперимента заключалась в следующем. На первом этапе выполнялся комплекс операций по вытягиванию кварцевых капилляров и стержней диаметром 1,85 мм, разрезанию их на отрезки одинаковой длины, завариванию торцов капилляров в пламени кислородно-водородной горелки, очистке наружных поверхностей элементов от загрязнений, сборке их в композицию внутри кварцевой трубы с внешним диаметром 21 мм и толщиной стенки 2 мм в соответствии с требуемой геометрической конфигурацией. На втором этапе труба со сборкой помещалась в высокотемпературную печь на вытяжной установке, где из ее расплавленного конца производилось вытягивание прототипа – жесткого элемента диаметром несколько миллиметров со структурой будущего световода в поперечном сечении. После получения отрезка прототипа длиной 1,5 м (этого было достаточно для изготовления световода со стабильной структурой длиной 100 м, учитывая количество стекломассы, которое расхо-

дуется при выходе на стационарный режим вытягивания) изготовление прототипа прекращалось, и начиналось вытягивание световода диаметром 300 мкм напрямую из поликапиллярной сборки (далее в тексте – одностадийный процесс). После получения отрезка волокна длиной 100 м осуществлялось перетягивание изготовленного ранее прототипа в микроструктурированный световод, геометрические параметры которого максимально точно воспроизводили соответствующие параметры световода, вытянутого в одну стадию, с контролем внутриполостного давления (двухстадийный процесс). Затем экспериментальные образцы поступали на участок метрологического контроля для измерения коэффициента затухания распространяющегося по ним излучения в ближней инфракрасной области спектра и проведения сравнительных испытаний механической прочности.

Добавим, что в обоих процессах волокна покрывались слоем отверждаемого под действием ультрафиолетового излучения эпоксикарилата толщиной 100 мкм для защиты их наружной поверхности от повреждений извне.

Исследование затухания излучения

В первом эксперименте капилляры изготавливались из трубы с отношением внутреннего и внешнего диаметров $K = 0,80$ (труба предварительно проходила процедуру огневой полировки в пламени кислородно-водородной горелки системы MCVD для устранения поверхностных дефектов). Вследствие незначительного коллапсирования трубы в процессе вытягивания указанное отношение в капиллярах составляло 0,75. Оказалось, что получение микроструктурированного световода из сборки элементов с таким K в одностадийном процессе практически исключено: внутренние полости неограниченно раздувались в области образования луковичи под воздействием избыточного давления при любых значениях температуры графитового нагревателя. Причина заключалась в малом, порядка 20 мкм, поперечном размере пустот, достигаемом на расстоянии нескольких сантиметров от горячей зоны. Внутренние полости капилляров фактически не получали сообщения с атмосферой, и падение давления в направлении вытягиваемого волокна отсутствовало.

Проведение процесса по двухстадийной схеме позволило, напротив, без особых сложностей получить световод с параметром $d/\Lambda = 0,65$, измеренное значение затухания в котором составило 8 дБ/км на длине волны $\lambda = 1550$ нм. В данном случае рост давления в области образования луковичи компенсировался его снижением в направлении вытягиваемого прототипа, поскольку размер его пустот достигал нескольких сотен мкм. Добиться в световоде требуемого значения d/Λ при повторном перетягивании удавалось за счет прокачивания внутри полостей прототипа газа с постоянным давлением.

Величина затухания излучения в волокнах определялась классическим методом «обрыва» в результате сопоставления уровней оптических сигналов, зарегистрированных после прохождения светом длинного (измерительного) и короткого (опорного) отрезков при неизменных условиях возбуждения входного торца световода [30]. Волокна располагались на катушке радиусом 8 см.

Получение одномодового микроструктурированного световода в одну стадию представлялось возможным, по нашему мнению, при уменьшении объема газа внутри капилляров во избежание неконтролируемого раздувания луковичи в горячей зоне. По этой причине во втором эксперименте для производства элементов сборки использовалась частично коллапсированная в пламени кислородно-водородной горелки труба с меньшим, чем в первом случае, финальным отношением внутреннего и внешнего диаметров $K \approx 0,72$ (в капиллярах это отношение составляло 0,68). Выбор температурного режима вытягивания оказался определяющим фактором при изготовлении волокна с заданной геометрией. Максимальное значение температуры нагревателя (2100°C), как и в предыдущем эксперименте, приводило к получению структуры со значением d/Λ , неограниченно приближающимся к 1. Однако последовательное уменьшение температуры имело в конечном итоге положительный эффект. В частности, снижение этого технологического параметра до 1950°C позволило реализовать многомодовую конструкцию световода ($d/\Lambda = 0,80$), а дальнейшее снижение до 1900°C – искомую одномодовую ($d/\Lambda = 0,65$) для функционирования в условиях изгиба.

Сравнительный анализ спектральных характеристик затухания излучения в микроструктурированных световодах, вытянутых по разным технологическим схемам, показал различия в возможностях одно- и двухстадийного процессов по достижению минимального ослабления сигнала в ближней инфракрасной области спектра.

Одностадийный вариант оказался выигрышным при получении многомодового световода – потери в нем не превысили 2 дБ/км на длине волны $\lambda = 1550$ нм. Для объекта с аналогичными геометрическими параметрами, изготовленного в две стадии, измерение показало большее значение, а именно 5 дБ/км в упомянутой области спектра. Принимая во внимание тот факт, что производство прототипа и волокна в двухстадийном процессе, а также вытягивание световода в одну стадию осуществлялись при одинаковой температуре нагревателя (1950°C), различие в базовом уровне затухания может быть отнесено за счет разной длительности нахождения луковичи в горячей зоне. Действительно, при изготовлении волокна по одностадийной схеме скорость подачи сборки в высокотемпературную печь составляла 1 мм/мин, что на порядок меньше ско-

рости подачи как сборки, так и прототипа в двухстадийном процессе. Данное обстоятельство способствовало более интенсивной тепловой обработке поверхностей капилляров, что, в свою очередь, обуславливало более высокую степень однородности стекломассы в месте их контакта друг с другом и сердцевинным элементом.

Применительно к одномодовой конструкции световода была зафиксирована обратная закономерность: затухание излучения в оптическом элементе, полученном в одностадийном процессе, составило около 20 дБ/км на длине волны $\lambda = 1550$ нм, что приблизительно в 3 раза превысило потери в аналоге, произведенном в две стадии (рисунок 2).

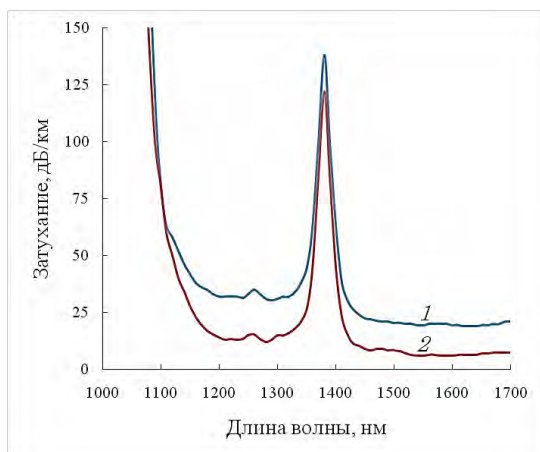


Рис. 2. Спектральные характеристики затухания излучения в микроструктурированных световодах, полученных одностадийным (1) и двухстадийным (2) перетягиванием сборки во втором эксперименте

Снижение температуры вытягивания на 50°C (значение температуры в 1900°C было безальтернативным), вероятно, имело своим следствием менее эффективное выглаживание поверхностей капилляров в сборке, несмотря на, казалось бы, продолжительное время нахождения луковицы в горячей зоне. По этой причине не устраненные в области границы раздела элементов поверхностные дефекты трансформировались в процессе пластической деформации кварцевого стекла в дефекты световода без существенного изменения своей морфологии, выступая в качестве центров рассеяния излучения.

С целью устранения отмеченного недостатка в третьем эксперименте использовались капилляры с параметром $K \approx 0,50$ (в частично коллапсированной трубе это отношение было 0,53), что позволило еще больше сократить объем газа внутри полостей и увеличить тем самым верхний предел температур вытягивания. На этот раз в одностадийном процессе пустоты в оболочке микроструктурированного световода практически отсутствовали ($d/\Lambda \sim 0,10$) вплоть до температуры 1970°C ввиду преобладания сил поверхностного натяжения над внутриволостным давлением. Искомый оптический элемент ($d/\Lambda = 0,65$) был получен при

температуре 2000°C, когда вязкость кварцевого стекла оставалась еще достаточно высокой для формирования пустот с правильной (круглой) и стабильной по длине волокна формой. В двухстадийном процессе эти условия обеспечивались при температуре вытягивания 1950°C.

Из сравнения спектральных характеристик затухания (рисунок 3) видно, что потери излучения в одномодовом световоде, изготовленном непосредственно из поликапиллярной сборки, оказались ниже потерь в аналоге, полученном двукратным перетягиванием композиции из капилляров и сердцевинного элемента, приблизительно в два раза.

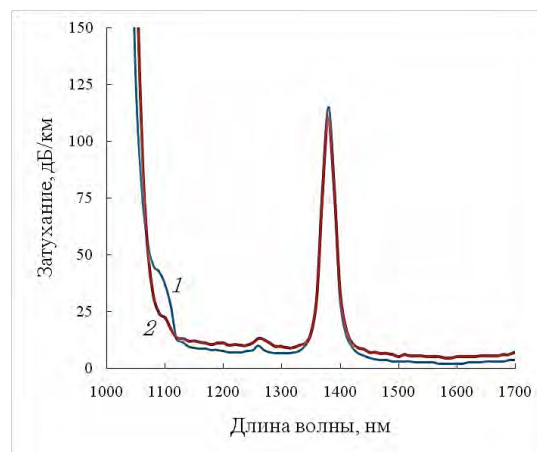


Рис. 3. Спектральные характеристики затухания излучения в микроструктурированных световодах, полученных одностадийным (1) и двухстадийным (2) перетягиванием сборки в третьем эксперименте

Относительно результата предыдущего эксперимента (кривая 1 на рисунке 2) затухание снизилось еще существеннее, а именно, почти на порядок – от 20 до 2,5 дБ/км на длине волны $\lambda = 1550$ нм. Причину обоих указанных явлений следует искать в повышении эффективности выглаживания границы раздела капилляров в области формирования луковицы вследствие более интенсивной тепловой обработки (прирост температуры вытягивания составил 100°C) при столь же длительном, как и во втором случае, времени нахождения луковицы в горячей зоне (30 минут).

Заметим, что описанные выше закономерности справедливы для композиций, набранных капиллярами со значением внешнего диаметра около 2 мм.

Исследование механической прочности

Исследование механических свойств микроструктурированных световодов проводилось методом растяжения до разрыва сравнительно коротких (~ 1 м) отрезков со скоростью 200 мм/мин. Указанной длины нагружаемого участка волокна было достаточно для того, чтобы однозначно охарактеризовать прочность образцов, полученных с использованием разных технологических подхо-

дов. Для обеспечения достоверности результатов оценка прочности на растяжение давалась на основе серии испытаний в группе из 20-25 отрезков. Полученный набор данных представлялся в терминах статистики Вейбулла, согласно которой вероятность разрушения образца F регламентируется выражением [31]:

$$F(l, \sigma) = 1 - \exp(-\sigma^m l), \quad (1)$$

преобразуемым к виду:

$$\ln \ln \left(\frac{1}{1-F} \right) = m \ln(\sigma) + \ln(l), \quad (2)$$

где σ – величина разрушающего напряжения, l – длина тестируемого образца, m – параметр, определяемый как угол наклона графика к оси абсцисс (чем больше значение m , тем меньше статистический разброс прочности).

В каждой серии испытаний величина σ (в ГПа) вычислялась как отношение приложенной до разрыва силы растяжения отрезка волокна к площади его поперечного сечения ($\sim 70000 \text{ мкм}^2$). При этом с целью корректной интерпретации механических свойств пустоты исключались из расчета, вследствие чего площадь, занимаемая исключительно кварцевым стеклом, сокращалась до $\sim 57000 \text{ мкм}^2$.

На рисунке 4 приведены вейбулловские распределения прочности на растяжение для образцов микроструктурированных световодов, полученных двукратным перетягиванием сборки во втором и третьем экспериментах. Как видно из рисунка, средний уровень прочности волокон составил $\sim 3,5$ ГПа, что в 1,6 раза меньше величины, характерной для оптических элементов со сплошной оболочкой [32]. Это различие было подтверждено результатами испытаний прочности анизотропно-одномодового световода диаметром 125 мкм, изготовленного с использованием метода MCVD [33] (кривая 3 на рисунке 4).

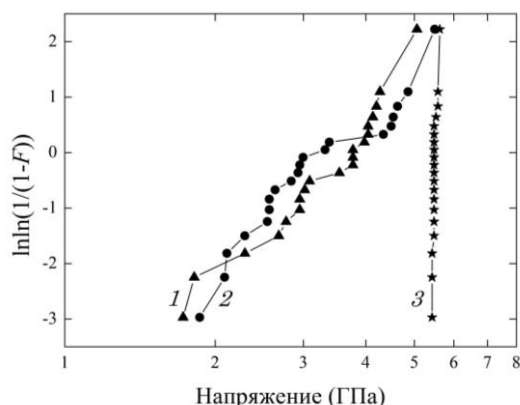


Рис. 4. Вейбулловские распределения прочности на растяжение для микроструктурированных световодов, вытянутых в две стадии во втором (1) и третьем (2) экспериментах, и анизотропно-одномодового световода (3)

Тенденция к ухудшению механических свойств микроструктурированных объектов, изготовлен-

ных в две стадии, относительно прочности стандартных световодов в полимерном защитном покрытии имеет, на взгляд авторов, уже упомянутый источник происхождения, а именно, увеличение плотности (речь идет о суммарном количестве и среднем размере) поверхностных дефектов в процессе пластической деформации сначала поликапиллярной композиции в прототип, а затем прототипа в искомый световод, осуществляемой при умеренных температурах нагревателя (1950°C). Вдобавок, как было установлено в независимом эксперименте, достаточно большой поперечный размер пустот в прототипе способствует насыщению их водяными парами в период, предшествующий получению волокна. Последнее обстоятельство нашло отражение в значительном разбросе разрушающих напряжений в статистике Вейбулла ($m = 4$).

Данные о прочности на растяжение микроструктурированных световодов, изготовленных однократным перетягиванием сборки во втором и третьем экспериментах, проиллюстрированы зависимостями $F(\sigma)$ на рисунке 5.

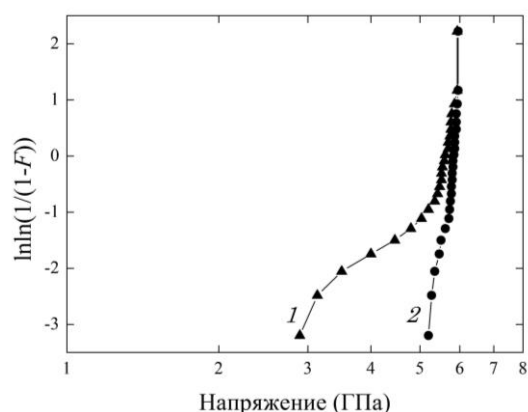


Рис. 5. Вейбулловские распределения прочности на растяжение для микроструктурированных световодов, вытянутых в одну стадию во втором (1) и третьем (2) экспериментах

Из рисунка видно, что статистика разрушения волокон претерпела существенные изменения, в частности, сократился разброс напряжений, особенно в области значений, соответствующих высокопрочному состоянию поверхности ($F > 0,5$). Объяснение этому феномену может быть дано с позиции уменьшения плотности дефектов после исключения из технологического процесса промежуточной стадии по получению прототипа световода, как раз индуцирующей рост поверхностных дефектов различной природы в условиях высокой вязкости кварцевого стекла. Отсутствие выраженных слабых точек в вейбулловском распределении прочности ($m = 30$) для образца, полученного в третьем эксперименте (кривая 2 на рисунке 5), свидетельствует, в свою очередь, об однородности дефектов, средний размер которых не превышает величину, достаточную для разрушения волокна с напряжением менее 5,2 ГПа.

Это позволяет сделать вывод о возможности достижения в кварцевых одномодовых микроструктурированных световодах с большой сердцевинной уровня прочности, сопоставимого с таковым в стандартных оптических волокнах, выполненных на основе сплошных сред.

Заключение

В работе проведено исследование влияния двух технологических подходов к получению из поликапиллярной сборки одномодового микроструктурированного световода с сердцевинной диаметром 35 мкм на основе кварцевого стекла, предна-

значенного для передачи мощных световых потоков в условиях многократного изгиба, на величину потерь распространяющегося по нему излучения и механическую прочность. Показано, что для снижения затухания оптического сигнала до значений 2-3 дБ/км в ближней инфракрасной области спектра и сохранения стандартных для кварцевых волокон показателей прочности на растяжение 5,5 ГПа целесообразно использовать процесс прямого перетягивания сборки в световод. Данный вывод справедлив при формировании композиции капиллярами с внешним диаметром около 2 мм.

Список используемых источников

1. Nielsen M.D., Folkenberg J.R., Mortensen N.A. Single-Mode Photonic Crystal Fiber with an Effective Area of 600 μm^2 and Low Bending Loss // *Electron. Lett.* 2003. Vol. 39. No. 25. PP. 1802–1803.
2. Nielsen M.D., Mortensen N.A., Albertsen M., Folkenberg J.R., Bjarklev A., Bonacinni D. Predicting Macrobending Loss for Large-Mode Area Photonic Crystal Fibers // *Opt. Express.* 2004. Vol. 12. No. 8. PP. 1775–1779.
3. Агрузов П.М., Дукельский К.В., Комаров А.В., Тер-Нерсисянц Е.В., Хохлов А.В., Шевандин В.С. Разработка микроструктурированных световодов с большой сердцевинной и исследование их оптических свойств // *Оптический журнал.* 2010. Т. 77. № 1. С. 77–81.
4. Агрузов П.М., Дукельский К.В., Ильичев И.В., Козлов А.С., Шамрай А.В., Шевандин В.С. Исследование волноводных свойств маломодовых микроструктурированных волокон с большой сердцевинной // *Квантовая электроника.* 2010. Т. 40. № 3. С. 254–258.
5. Гатчин Ю.А., Дукельский К.В., Бондаренко И.Б., Садыков А.А., Демидов В.В., Тер-Нерсисянц Е.В. Оптические потери при изгибе одномодового микроструктурированного световода с большой сердцевинной // *Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики.* 2015. Т. 15. № 2. С. 246–252.
6. Безбородкин П.В., Быков М.В., Демидов В.В., Дукельский К.В. Микроструктурированные оптические волокна для систем передачи и обработки информации // *Труды учебных заведений связи.* 2016. Т. 2. № 1. С. 23–27.
7. Демидов В.В. Одномодовые микроструктурированные световоды с круговым расположением пустот для передачи излучения в режиме ограниченной нелинейности // *Оптический журнал.* 2017. Т. 84. № 8. С. 3–8.
8. Гатчин Ю.А., Демидов В.В., Дукельский К.В., Тер-Нерсисянц Е.В. Квазиодномодовые световоды с увеличенным размером сердцевинной на основе микроструктур негексагонального типа // *Труды учебных заведений связи.* 2017. Т. 3. № 3. С. 37–42.
9. Minkovich V.P., Kir'yanov A.V., Sotsky A.B., Sotskaya L.I. Large-Mode-Area Holey Fibers with a Few Air Channels in Cladding: Modeling and Experimental Investigation of the Modal Properties // *J. Opt. Soc. Am. B.* 2004. Vol. 21. No. 6. PP. 1161–1169.
10. Minkovich V.P., Kir'yanov A.V., Calixto Carrera S.A., Sotsky A.B., Sotskaya L.I. Modeling, Fabrication, and Characterization of Large-Mode-Area Photonic Crystal Fibers With Low Bending Loss // *Proc. SPIE.* 2005. Vol. 5776. PP. 402–408.
11. Napierala M., Nasilowski T., Beres-Pawlik E., Berghmans F., Wojcik J., Thienpont H. Extremely Large-Mode-Area Photonic Crystal Fibre with Low Bending Loss // *Opt. Express.* 2010. Vol. 18. No. 15. PP. 15408–15418.
12. Napierala M., Nasilowski T., Beres-Pawlik E., Mergo P., Berghmans F., Thienpont H. Large-Mode-Area Photonic Crystal Fiber with Double Lattice Constant Structure and Low Bending Loss // *Opt. Express.* 2011. Vol. 19. No. 23. PP. 22628–22636.
13. Vaca-Pereira M., Minkovich V.P., Calixto S. Fabrication and Investigation of Large-Mode-Area Photonic Crystal Fibers // *Rev. Mex. Fis.* 2013. Vol. 59. No. 4. PP. 317–321.
14. Демидов В.В., Дукельский К.В., Тер-Нерсисянц Е.В., Шевандин В.С. Микроструктурированные одномодовые световоды на основе явления дифференциального модового затухания // *Оптический журнал.* 2012. Т. 79. № 1. С. 52–57.
15. Демидов В.В., Дукельский К.В., Тер-Нерсисянц Е.В., Шевандин В.С. Исследование одномодового режима работы микроструктурированных световодов с каналами вытекания излучения // *Оптический журнал.* 2013. Т. 80. № 5. С. 65–70.
16. Kobelke J., Gerth K., Kirchhof J., Schuster K., Moerl K., Aichele C. Mechanical and Optical Behavior of Index Guiding Photonic Crystal Fibers (PCF) // *Proc. SPIE.* 2004. Vol. 5360. PP. 287–298.
17. Косолапов А.Ф., Семенов С.Л., Денисов А.Н. Механические свойства микроструктурированных световодов на основе высокоочищенного кварцевого стекла // *Неорганические материалы.* 2007. Т. 43. № 3. С. 362–367.
18. Sonnenfeld C., Sulejmani S., Geernaert T., Eve S., Gomina M., Makara M., Skorupski K., Mergo P., Berghmans F., Thienpont H. Mechanical Reliability of Microstructured Optical Fibers: A Comparative Study of Tensile and Bending Strength // *Proc. SPIE.* 2012. Vol. 8426. P. 84260Q.
19. Sonnenfeld C., Sulejmani S., Geernaert T., Eve S., Gomina M., Mergo P., Makara M., Skorupski K., Thienpont H., Berghmans F. Mechanical Strength of Microstructured Optical Fibers // *J. Lightwave Technol.* 2014. Vol. 32. No. 12. PP. 2193–2201.
20. Zhou J., Tajima K., Kurokawa K., Nakajima K., Sankawa I. High Tensile Strength Photonic Crystal Fiber // *Optical Fiber Communication Conf. (Los Angeles, California, USA).* 2004. Vol. W1. P. W12.

21. Chakravarthy S.S., Chiu W.K.S. Strength Prediction of Microstructured Optical Fibers // Proc. SPIE. 2006. Vol. 6193. P. 61930B.
22. Дукельский К.В., Комаров А.В., Тер-Нерсисянц Е.В., Хохлов А.В., Шевандин В.С. Снижение затухания излучения в микроструктурированных световодах из поликапиллярной сборки до 2-3 дБ/км // Сб. трудов VIII Международной конференции «Прикладная оптика – 2008» (Санкт-Петербург, Россия). 2008. Т. 2. С. 253–256.
23. Демидов В.В., Кулеш А.Ю., Пасишник А.С., Тер-Нерсисянц Е.В., Хохлов А.В. Исследование прочностных характеристик кварцевых световодов с микроструктурированной оболочкой в эпоксикакрилатном и металлическом покрытиях // Фотон-Экспресс. 2015. № 6. С. 119–120.
24. Russell P.St.J. Photonic-Crystal Fibers // J. Lightwave Technol. 2006. Vol. 24. No. 12. PP. 4729–4749.
25. Демидов В.В., Дукельский К.В., Шевандин В.С. Модовый состав излучения в микроструктурированных световодах со смещенной сердцевинной // Оптический журнал. 2010. Т. 77. № 6. С. 55–60.
26. Demidov V.V. Large-Core Microstructured Fibers with Asymmetric Cladding Design for Practical Single-Mode Operation // Proc. SPIE. 2012. Vol. 8426. P. 84261H.
27. Demidov V., Ter-Nersesyan E. New Possibilities of Higher-Order Mode Filtering in Large-Mode-Area Photonic Crystal Fibers // Proc. SPIE. 2014. Vol. 9128. P. 91280S.
28. Mortensen N.A. Effective Area of Photonic Crystal Fibers // Opt. Express. 2002. Vol. 10. No. 7. PP. 341–348.
29. URL: <https://www.comsol.com>
30. Hui R., O'Sullivan M. Fiber Optic Measurement Techniques. Burlington & San Diego (USA): Elsevier, 2009. 672 p.
31. Вейбулл В. Усталостные испытания и анализ их результатов. М.: Машиностроение, 1964. 275 с.
32. Kurkjian C.R., Krause J.T., Matthewson M.J. Strength and Fatigue of Silica Optical Fibers // J. Lightwave Technol. 1989. Vol. 7. No. 9. PP. 1360–1370.
33. Дукельский К.В., Ероных М.А., Мешковский И.К., Комаров А.В., Кулеш А.Ю., Ромашова Е.И., Тер-Нерсисянц Е.В. Повышение поляризационной устойчивости анизотропных одномодовых кварцевых световодов с эллиптической напрягающей оболочкой // Оптический журнал. 2016. Т. 83. № 12. С. 92–94.

* * *

BASIC TECHNOLOGICAL METHODS OF OBTAINING MECHANICALLY STABLE LOW-LOSS SINGLE-MODE MICROSTRUCTURED FIBERS

Y. Gatchin¹, V. Demidov², K. Dukelskii^{1,3}, P. Zlobin², A. Matrosova²

¹Saint Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics, St. Petersburg, 197101, Russian Federation

²Research and Technological Institute of Optical Materials All-Russia Scientific Center "S.I. Vavilov State Optical Institute", St. Petersburg, 192171, Russian Federation

³The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications, St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: 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. Vol. 3. Iss. 4. PP. 29–35.

Abstract: *The influence of two technological approaches to the fabrication from a capillary stack of silica-based single-mode microstructured fiber with a core of 35 μm in diameter, intended for operation in conditions of multiple bending, on optical losses and mechanical strength was studied. It has been determined that achievement of the optimal characteristics requires using a single-stage process ("stack – fiber") instead of the more common two-stage process ("stack – cane – fiber"). In that case the attenuation level is 2-3 dB/km at the wavelength $\lambda = 1550$ nm and the tensile strength is about 5.5 GPa, which is comparable with the same parameters of specialty single-mode fibers made of solid media.*

Keywords: *microstructured fiber, large core, single-mode regime, attenuation, mechanical strength.*

ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ЛИНИЙ РАДИОСВЯЗИ В РЕЖИМЕ С МЕДЛЕННОЙ ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

А.Ю. Гордейчук¹, С.В. Дворников^{1*}, В.А. Иванов¹, М.А. Русинов¹, М.А. Семисошенко¹

¹Военная 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: Гордейчук А.Ю., Дворников С.В., Иванов В.А., Русинов М.А., Семисошенко М.А. Оценка помехозащищенности линий радиосвязи в режиме с медленной программной перестройкой рабочей частоты // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 36–42.

Аннотация: Представлены результаты оценки помехозащищенности линий радиосвязи в режиме с медленной программной перестройкой рабочей частоты. Рассмотрена вероятностная модель радиоподавления линий радиосвязи КВ-диапазона путем постановки прицельных помех. Определены условия, обеспечивающие их временную скрытность и помехозащищенность.

Ключевые слова: режим медленной ППРЧ, постановка прицельных помех, модель подавления линии радиосвязи.

Введение

В условиях скрытого информационного противоборства, осуществляемого, в том числе, и вне рамок непосредственного вооруженного конфликта, поиск эффективных мер противодействия деструктивным воздействиям преднамеренных помех на линии радиосвязи всегда являлся актуальной и значимой задачей практически для всех систем радиосвязи.

В настоящее время разрабатываются различные подходы, направленные на разрешение сложившейся ситуации, среди которых особое место занимают методы помехозащиты линий радиосвязи, базирующиеся на применении режима с программной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) [1-4]. Пропагандируемая в них методология исходит из оценки помехозащищенности указанного режима. Данные обстоятельства стимулировали проведение исследования по данной проблематике, отдельные результаты которого и представлены в статье. В частности, вопросы количественной оценки режима с медленной ППРЧ, широко применяемому в последнее время в системах радиосвязи КВ-диапазона. Полученные результаты можно рассматривать как исходный материал для дальнейшего проведения исследования по данной проблематике.

Анализ подходов к организации режимов работы систем радиосвязи с ППРЧ

В соответствии с [1] сигналы с ППРЧ можно рассматривать как последовательность модулированных радиоимпульсов, несущие колебания которых перестраиваются в некотором диапазоне рабочих частот ΔF_p .

Очевидно, что эффективность режима ППРЧ определяется степенью скрытности для системы поиска автоматизированной станции помех в рабочем диапазоне частот с шириной ΔF_p , законом изменения и порядком выбора текущего значения несущего колебания f_n , где $n \in [1, N]$, N – общее число доступных для перестройки значений частот. Вместе с тем, несмотря на кажущуюся случайность закона смены частот, обязательным условием реализации режима ППРЧ является его детерминированность для приемной стороны систем радиосвязи [4]. В результате возникает объективное противоречие между требованиями к детерминированности параметров режима ППРЧ систем радиосвязи с одной стороны, и обеспечение их скрытности по отношению к автоматизированной станции помех, с другой.

Принцип организации режима ППРЧ изначально предполагает разбиение диапазона рабочего

диапазона ΔF_p на N частотных каналов, каждый из которых можно рассматривать как спектральную область с центральной частотой f_n . При этом в ходе смены частотных позиций текущий канал может быть как смежным с предыдущим, так и разнесенным по спектру.

Такой подход к организации режима с ППРЧ позволяет при необходимости исключать из работы каналы, пораженные помехами различной природы. В [2] подобный процесс условно называется формированием «спектральных провалов», который приводит к уменьшению емкости изначально выделяемого частотного диапазона.

Другим важным параметром режима ППРЧ является скорость смены частотных каналов $V_{чк}$, которая характеризуется длительностью информационного символа сигнала τ_c и временем работы систем радиосвязи в пределах каждого из частотных позиций τ_p [3].

В зависимости от соотношения времени работы на одной частоте τ_p и длительности информационных символов τ_c режим ППРЧ классифицируют на межсимвольный, посимвольный и внутрисимвольный [1], для двоичных передач без кодирования на межбитовую, побитовую и внутрибитовую ППРЧ соответственно.

Так, при межсимвольной ППРЧ на каждой из частот передается несколько информационных символов $m \geq 2$, то есть $\tau_p = m \tau_c$. При посимвольной ППРЧ в пределах каждого частотного канала передается только один информационный символ, при этом $\tau_p = \tau_c$. При внутрисимвольной ППРЧ в пределах частотного канала передают лишь часть информационного символа (субсимвол) длительностью $\tau_1 = \tau_c/L$, где $l = 1, \dots, L$, L – число субсимволов [2]. В результате применения последнего режима происходит расширение спектра, при этом $\tau_1 = \tau_p = \tau_c/L$.

В [2], [4] и [5] предложено деление систем радиосвязи с ППРЧ в зависимости от скорости смены частотных позиций $R_{ППРЧ} = 1/\tau_p$. При этом критерием такого деления (медленная и быстрая) выступают значения градаций $R_{ППРЧ}$.

Однако такой подход является достаточно субъективным. Более конструктивной и целесообразной авторам видится следующая классификация:

медленная ППРЧ – при $\tau_p = m \tau_c$;

обычная ППРЧ – при $\tau_p = \tau_c$;

быстрая ППРЧ – при $\tau_p = \tau_c/L$.

Предложенная классификация достаточно полно характеризует потребный частотный ресурс, выделяемый для систем радиосвязи. В этом случае зависит от характера режима, а не от скорости перестройки по частоте. В результате, при одном и

том же значении $R_{ППРЧ}$ может быть организован как режим медленной, так и быстрой ППРЧ.

В настоящее время в системах радиосвязи, использующих режим с ППРЧ, в равной степени применяют методы когерентной и некогерентной обработки сигналов. При этом основным видом модуляции, независимо от режима ППРЧ, является M -ичная некогерентная частотная манипуляция, чаще всего двоичная. В системах радиосвязи, реализующих режим с медленной ППРЧ, могут применяться фазовая манипуляция, в том числе квадратурная, относительная фазовая манипуляция и манипуляция с минимальным сдвигом фазы [1].

Для обеспечения статистической независимости ошибок при приеме символов в режиме с ППРЧ на передающей стороне осуществляется временное перемежение, при котором каждый символ кодового слова передается по отдельному частотному каналу. В результате перемежения сигнал во временной области представляется бесструктурной формой, существенно затрудняющей эффективную постановку оптимальных помех. При приеме, путем операции деперемежения возвращают исходное представление символов.

Применение операций перемежения и деперемежения символов как с медленной, так и быстрой ППРЧ позволяет корректировать пакеты ошибок, вызываемые помехами при квазинепрерывном режиме радиоподавления. Вместе с тем техническая реализация режима ППРЧ представляет собой достаточно сложный процесс, поэтому его выбор может быть обусловлен только возможностями по помехозащите.

В [5] помехозащищенность трактуется как взаимозависимая совокупность свойств по разведзащищенности и помехоустойчивости. Если помехоустойчивость радиолиний и сигналов достаточно полно исследована, то вопросы разведзащищенности для режима ППРЧ пока еще не имеют однозначных трактовок. В частности, в [5] разведзащищенность рассмотрена с позиций скрытности систем радиосвязи, то есть ее способности противостоять действиям со стороны автоматизированной станции помех, направленным на обнаружение сигналов, измерение параметров и определение направления их прихода.

В [6] скрытность сигналов в системах радиосвязи, в зависимости от решаемых задач, предложено классифицировать на энергетическую, структурную, информационную, временную и пространственную. Вместе с тем анализ такой классификации показал, что в рассматриваемом контексте интерес представляют энергетическая, временная и пространственная скрытности. При этом наиболее существенной в дуэльной ситуации противостояния систем радиосвязи и автоматизированной станции помех является именно энергетическая скрытность сигналов, так как начало функциони-

рования большинства режимов постановки помех происходит сразу после энергетического обнаружения сигналов источников радиоподавления [7].

Энергетическая скрытность направлена на исключение (существенное затруднение) обнаружения сигналов систем радиосвязи. В качестве показателей ее оценки могут быть использованы: вероятность обнаружения сигналов P_D при заданной вероятности ложной тревоги P_F ; отношение сигнал-шум (ОСШ) на входе приемного тракта q_0^2 , обеспечивающее заданные значения P_D и P_F , и дальность обнаружения D_0 при заданном q_0^2 [8, 9].

Очевидно, что для процесса радиоподавления систем радиосвязи в режиме с ППРЧ существенным является факт излучения помехи именно в период нахождения сигнала на обнаруженной частоте. В [10] показано, что временная скрытность систем радиосвязи определяется возможностью решения задач автоматизированной станцией помех за время существования сигнала в частотном радиоканале, то есть она зависит от условий применения автоматизированной станции помех и ее тактико-технических возможностей.

Временную скрытность можно оценить необходимым временем для сбора сведений о параметрах сигналов систем радиосвязи с заданной вероятностью. С этих позиций анализ временной скрытности может быть основан на представлении временного режима работы систем радиосвязи на излучение и моментов их пребывания в зоне энергетической и электромагнитной доступностей автоматизированной станции помех.

В работах [1, 2, 11] изложен подход к оценке эффективности систем радиосвязи с ППРЧ в условиях их подавления со сторон автоматизированной станции помех, учитывающий энергетические возможности и временную динамику изменения ситуации, где предложена вероятностно-временная модель функционирования систем радиосвязи в условиях постановки помех. В частности, получено общее выражение для среднего значения вероятности ошибки на бит информации P_E , позволяющее оценивать помехоустойчивость различных линий радиосвязи:

$$P_E(N) = P_{E_0} + P_{o6}(N) \left[1 - \frac{K_0}{N} \right] (P_{E_n} - P_{E_0}), \quad (1)$$

где $P_{E_n} = P_E(q_n^2)$, $P_{E_0} = P_E(q_0^2)$ – средние вероятности ошибки на бит при наличии и отсутствии помех соответственно; $P_{o6}(N)$ – вероятность правильного обнаружения источника радиоизлучения на одной частоте (для ППРЧ в частотном канале); K_0 – среднее количество шагов поиска длительностью T_0 , затрачиваемое при обнаружении сигнала; N – количество сигналов, передаваемых за время T_0 .

По результатам анализа выражения (1) в [2] определены условия эффективной постановки

помех. В частности, при $P_{o6}(N) \rightarrow 0$ и $K_0 \rightarrow N$ радиоподавление становится невозможным.

Вместе с тем основу выражения (1) составляют вероятностные показатели, специфика расчета которых может быть самой различной, что затрудняет его непосредственное использование в практических приложениях. Более того, указанное выражение не учитывает должным образом специфику режима с ППРЧ. Поэтому авторы предлагают использовать для практических оценок подход, предложенный в [8], который исходит из того, что режим излучения помехи предопределяет процедуры поиска, направленные на обнаружение подавляемой линии радиосвязи. Заметим, что именно такой подход заложен в рабочем цикле большинства автоматизированных станций помех [12].

Таким образом, методологию, рассмотренную в [8], предлагается положить в основу оценки помехозащищенности линий радиосвязи КВ-диапазона.

Особенности подавления линий радиосвязи КВ-диапазона современными автоматизированными станциями помех

Специфика КВ-диапазона обусловила применения в нем систем радиосвязи, реализующих, преимущественно, режим с медленной ППРЧ. Вместе с тем в [13] разработан методический аппарат оценки эффективности линий радиосвязи для условий, когда рабочий цикл автоматизированной станции помех меньше времени работы систем радиосвязи в пределах субчастоты, поэтому именно его используем для дальнейшего исследования.

В настоящее время широко известны два способа постановки помех: синхронный и асинхронный (здесь и далее – по отношению к тактовым моментам смены частоты объекта радиоподавления) [14].

Анализ теоретических основ постановки синхронных помех [12], указывает на высокую эффективность первого способа. Однако его реализация, связанная с существенными техническими сложностями и серьезными экономическими затратами, приводит к тому, что на практике чаще используют режим постановки помех, основанный на асинхронном принципе радиоподавления. Именно поэтому рассмотрим его при оценке помехозащищенности линий радиосвязи КВ-диапазона.

Согласно [15], класс прицельных помех подразделяется на два подкласса: с запаздывающей и упреждающей погоней по частоте. Причем в теории и практике радиоэлектронной борьбы способ постановки прицельных помех подавляемой линии радиосвязи с ППРЧ, основанный на запаздывающей погоне по частоте, является одним из основных [16]. Его принцип основывается на том, что наиболее полной характеристикой ответной реакции автоматизированной станции помех на смену рабочей частоты линии радиосвязи, являет-

ся функция распределения времени запаздывания ответной помехи $F(\tau_3)$. Данную характеристику можно рассматривать с позиций вероятности подавления сигнала в пределах нахождения его на субчастоте P_n , то есть того, что в произвольный момент времени на интервале существования подавляемого сигнала τ_c присутствует и помеха.

В общем случае P_n можно представить как [13]:

$$P_n = P_t\{\tau_c, T_n\} \times P_f\{M, M_r, P_k\}, \quad (2)$$

где $P_t\{\tau_c, T_n\}$ – вероятность совпадения временного интервала существования сигнала τ_c с интервалом подавления T_n на заданной частоте; $P_f\{M, M_r, P_k\}$ – вероятность временного совпадения излучения прицельной помехи на текущей частоте работы линии радиосвязи, которая зависит от размера группы рабочих частот, вскрытых аппаратурой поиска M_r в полной группе рабочих частот M , используемых для работы подавляемой линии радиосвязи ($M_r \leq M$), а также от вероятности правильного определения номинала текущей рабочей частоты P_k (из числа M_r , то есть уже известных частот) за время обнаружения τ_Δ .

В свою очередь, длительность подавления зависит от длительности интервала рабочего цикла T_n , выделяемого на подавление автоматизированной станцией помех:

$$T_n = T_{\text{ц}} - \tau_\Delta. \quad (3)$$

При этом вероятность P_f определим следующим образом:

$$P_f = \frac{M_r}{M} P_k, \quad M_r \leq M. \quad (4)$$

Отметим, что отношение M_r/M характеризует полноту априорных сведений о номиналах субчастот ППРЧ, которые определяют в конечном итоге вероятность обнаружения текущей позиции при их смене. Указанное отношение в [13] представлено как вероятность определения полноты группы рабочих частот $P_M = M_r/M$. Тогда, подставив (4) в (2), получим:

$$P_n = P_t \times P_M \times P_k. \quad (5)$$

Анализ выражения (5), проведенный в работе [16], показал, что все три сомножителя, входящие в состав указанного выражения, оказывают равное влияние на результирующий показатель степени прицельности помех.

В асинхронном рабочем цикле «контроль-подавление» процесс контроля за сменой рабочих частот подавляемой линии радиосвязи осуществляется в периодических паузах на излучение помех с использованием контрольного приемника, для которого априорными данными являются номиналы рабочих частот из группы M_r . Заметим, что формирование списка группы M_r может выполняться как на этапе предварительного поиска, так и в период

временных интервалов между излучением помех непосредственно в процессе подавления.

Рассмотрим оценку выражения (5) с позиций вероятности совпадения интервала подавления автоматизированной станции помех времени существования сигнала. Именно данный показатель определяет степень прицельности постановки преднамеренных помех линиям радиосвязи с ППРЧ и оценивается отношением средней длительности совпадения по частоте и времени подавляемого сигнала и преднамеренной помехи к длительности излучения сигнала линии радиосвязи:

$$P_t = \frac{\tau_c - \sum_{i=1}^N \Delta t_i}{\tau_c}, \quad (6)$$

где Δt_i – отрезки временного интервала τ_c , не совпадающие с прицельной по частоте помехой; N – среднее количество интервалов несовпадения на длительности существования подавляемого сигнала τ_c .

В [13] указанный процесс представлен в виде диаграмм (рисунок 1), характеризующих процесс постановки прицельных помех линии радиосвязи с ППРЧ при асинхронном цикле «контроль-подавление». Интервалы, подверженные воздействию помех, отмечены темным цветом.

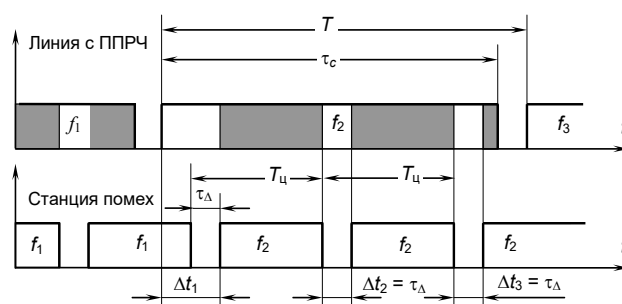


Рис. 1. Временные диаграммы процесса постановки прицельных помех линии радиосвязи с ППРЧ при асинхронном цикле «контроль-подавление» станции помех

В соответствии с представленными диаграммами можно сделать заключение, что максимальное значение вероятности P_t обеспечивается при знании полного списка номиналов группы рабочих частот линии радиосвязи с ППРЧ ($M_r = M$) и условии их достоверного контроля ($P_k = 1$).

Учитывая, что для асинхронного режима подавления интервал случайного запаздывания помехи Δt_1 обусловлен особенностями работы СДВ, то его длительность равномерно распределена на всем интервале $T_{\text{ц}} - \tau_\Delta$ (в предположении невыполнения условия совпадения интервала обнаружения τ_Δ с временем излучения сигнала ППРЧ τ_c). В этом случае средняя величина запаздывания Δt_1 равна половине длительности цикла «контроль-подавление» без интервала обнаружения $(T_{\text{ц}} - \tau_\Delta)/2$.

В то же время, согласно [17] все последующие значения Δt_i , $i = 2, 3, \dots, N$ определяются только числом интервалов τ_Δ , помещающихся на оставшемся промежутке времени длительности сигнала τ_c без значения $(T_\Sigma - \tau_\Delta)/2$ можно представить следующим выражением:

$$\sum_{i=2}^N \Delta t_i = \frac{\tau_c - (T_\Sigma - \tau_\Delta)/2}{T_\Sigma} \tau_\Delta. \quad (7)$$

С учетом (7), выражение (6) примет следующий вид:

$$P_t = \frac{\tau_c - \Delta t_1 - \sum_{i=2}^N \Delta t_i}{\tau_c} = 1 - \frac{(T_\Sigma - \tau_\Delta)}{2\tau_c} - \frac{\tau_\Delta}{T_\Sigma} + \frac{T_\Sigma \tau_\Delta - \tau_\Delta \tau_\Delta}{2T_\Sigma \tau_c}, \quad \tau_c > T_\Sigma. \quad (8)$$

Заметим, что по своей сущности параметр τ_Δ представляет время реакции передатчика помех в цикле «контроль-подавление». Тогда величину среднего количества пауз N можно рассматривать как функцию показателя $\gamma = \tau_c/T_\Sigma$. При этом для заданных значений τ_c , T_Σ и τ_Δ в предположении невозможности контроля текущей субчастоты линии радиосвязи с ППРЧ за время меньшее, чем τ_Δ показатель (6) будет определяться как:

$$P_t(\gamma) = 1 - \frac{1}{2\gamma} + \frac{\tau_\Delta}{\tau_c} - \frac{\tau_\Delta}{T_\Sigma} - \frac{\tau_\Delta \tau_\Delta}{2\tau_c T_\Sigma}, \quad \tau_c > T_\Sigma. \quad (9)$$

Решение уравнения (9) зависит от величины τ_c при точном определении значения τ_Δ . При такой неопределенности сложно получить наглядные зависимости, характеризующие показатель P_t , поэтому в [13] предложено длительность цикла T_Σ рассматривать как функцию интервала обнаружения $k = T_\Sigma/\tau_\Delta$. С учетом сделанных замечаний, выражение (9) преобразуя к виду:

$$P_t(\gamma, k) = 1 - \frac{1}{2\gamma} + \frac{1}{\gamma k} - \frac{1}{k} - \frac{1}{2\gamma k^2}, \quad \tau_c > T_\Sigma. \quad (10)$$

Зависимости P_t от γ при различных значениях k представлены на рисунке 2.

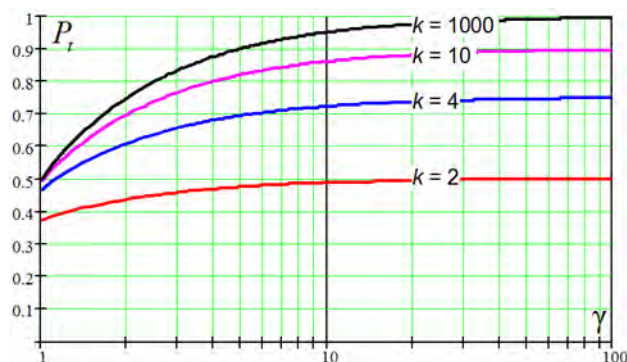


Рис. 2. Зависимость вероятности совпадения по времени от показателя γ при различных значениях k

Графический анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о том, что уменьшение длительности цикла подавления более чем в 4 раза по отношению к времени существования сигнала ППРЧ не приводит к значительному повышению вероятности P_t .

Таким образом, нарушение работы линии радиосвязи с ППРЧ до 100 перестроек в секунду (1/с) (характерно для линий радиосвязи с ППРЧ КВ-диапазона) обеспечивается при длительности цикла подавления порядка 2,5 мс (при условии обеспечения энергетической доступности систем радиосвязи).

Эффективность радиоподавления может существенно возрасти при снижении длительности интервала, отводимого на обнаружение сигнала на субчастоте τ_Δ по отношению к протяженности цикла T_Σ . Так, если для условия $\tau_\Delta = T_\Sigma/2$ значение вероятности P_t не превысит величины 0,5 даже при соотношении γ свыше 1000, то определив $k = 10$, значение вероятности $P_t > 0,8$ обеспечивается уже при $\gamma = 3$.

Согласно полученным результатам подавление линии радиосвязи с ППРЧ с вероятностью $P_t > 0,9$ даже при условии $P_M = P_k = 1$ связано со значительными техническими сложностями, так как в этом случае необходимо обеспечить $k \approx 1000$. Тогда при скорости ППРЧ равной 100 перестройкам в секунду длительность интервала обнаружения не должна превышать 10 мкс, причем поиск необходимо будет проводить по группе частот $M \geq 256$ значений.

В [16] установлено, что при оптимальной длительности цикла «контроль-подавление», равной:

$$T_{\Sigma \text{ опт}} = \tau_\Delta \sqrt{2\alpha - 1}, \quad \alpha = \frac{\tau_c}{\tau_\Delta} > 1, \quad (11)$$

показатель степени прицельности помех по времени их излучения при асинхронном цикле принимает максимальное значение:

$$P_{\Pi \text{ max}}^{\text{ас}}(\alpha) = 1 - \frac{\sqrt{2\alpha - 1}}{\alpha}, \quad \alpha > 1, \quad (12)$$

которое определяется только относительным параметром α , характеризующим длину послышки сигнала τ_c относительно времени реакции передатчика помех в цикле «контроль-подавление» τ_Δ .

С рассмотренных позиций параметр α характеризует относительную временную скрытность линии радиосвязи с ППРЧ. Действительно, чем меньше α , тем выше скрытность подавляемого сигнала для управляемого по частоте и времени включения передатчика помех с фиксированным временем реакции τ_Δ .

Зависимость (12) от параметра α приведена на рисунке 3 (кривая 1). На этом же рисунке кривой 2 показана зависимость показателя степени прицельности помех по времени их излучения при синхронном режиме подавления источника радиоизлучения [13].

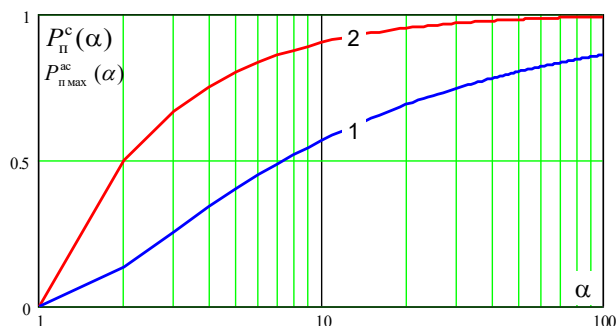


Рис. 3. Показатель степени прицельности помех по времени их излучения при оптимальном асинхронном режиме подавления (кривая 1) и синхронном режиме подавления (кривая 2) в цикле «контроль–подавление», в зависимости от параметра α скрытности сигналов с ППРЧ

Графический анализ данных, представленных на рисунке 3, позволяет сделать вывод о том, что при длине посылки сигнала τ_c , равной либо меньшей, чем время реакции τ_d , степень прицельности помех будет равна нулю $P_{\text{п}}^{\text{ac}} = 0$, то есть на линию радиосвязи не будет оказываться деструктивное воздействие. Такой результат согласуется с физическими представлениями о предельных возможностях станции прицельных по времени излучения помех.

Действительно, с увеличением параметра $\alpha > 1$ степень прицельности помех с запаздывающей погоней по частоте при асинхронном оптимальном цикле «контроль–подавление» монотонно возрастает. И при $\alpha = 20$ достигает уровня, близкого к 0,7. Среднее количество $\bar{N}_{\text{ц}}$, оптимальных по критерию минимума показателя циклов «кон-

троль–подавление» на интервале τ_c одной посылки сигналов с ППРЧ определяется отношением:

$$\bar{N}_{\text{ц}} = \frac{\tau_c}{T_{\text{ц опт}}} = \frac{\alpha}{\sqrt{2\alpha - 1}}, \quad \alpha > 1, \quad (13)$$

которое неограниченно растет с увеличением параметра α .

Соотношения, характеризующие временные параметры потока сигналов линии радиосвязи с ППРЧ и параметры цикла «контроль–подавление», позволяют рассчитать реальную и потенциальную степень прицельности помех с запаздывающей погоней по частоте при асинхронном рабочем цикле их постановки, при условии достоверного определения контрольным приемником всех номиналов рабочих частот из группы M целей подавления.

Заключение

Полученные результаты позволяют сделать выводы о том, что помехозащищенность линий радиосвязи КВ-диапазона является достаточно низкой при условии, когда рабочий цикл автоматизированной станции помех меньше скорости ППРЧ. В частности, вероятность подавления $P_{\text{п}} = 0,4-0,6$ обеспечивается при достаточно скромных возможностях автоматизированной станции помех. При этом отметим, что в статье использовано ограничение, заключающееся в выполнении условия однозначного подавления линии радиосвязи при частотно-временном совпадении интервала излучения помехи и работы линии радиосвязи на подавляемой частоте.

Дальнейшее исследование авторы связывают с особенностями учета помехоустойчивого кодирования и особенностей сигнальных конструкций [19, 20], а также методов формирования сигналов в негармонических базисах [18].

Список используемых источников

1. Борисов В.И. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.
2. Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: монография. СПб.: Свое издательство, 2013. 166 с.
3. Тузов Г. И., Козлов М. Р. Помехозащищенность каналов связи с ППРЧ и кодированием в условиях помех в части полосы // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. Вып. 1. 1990. С. 18–24.
4. Агеев А.В. Исследование и разработка алгоритмов приема сигналов ППРЧ в каналах с памятью: дисс. ... канд. техн. наук: 05.12.13. Самара, 2009. 122 с.
5. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. и др. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
6. Каневский З.М., Литвиненко В.П. Теория скрытности. Воронеж: Воронежский гос. ун-т, 1991. 144 с.
7. Дворников С.В. Проблема поиска сигналов источников информации при радиомониторинге // Мобильные системы. 2007. № 4. С. 33–35.
8. Дворников С.В. Метод обнаружения на основе посимвольного перемножения реализаций спектра наблюдаемого процесса с автоматическим расчетом порога принятия решения // Научное приборостроение. 2004. Т. 14. № 4. С. 92–97.
9. Дворников С.В., Ровчак А.Ю. Обнаружение сигналов на основе обработки спектральных компонент их функций взаимной корреляции // Информация и космос. 2010. № 4. С. 29–33.
10. Каргашин В.Л. Проблемы обнаружения и идентификации радиосигналов средств негласного контроля информации // Специальная техника. 2000. № 3–5.

11. Дворников С.В., Домбровский Я.А., Семисошенко М.А., Гулидов А.А., Иванов Р.В. Оценка помехозащищенности линий радиосвязи с медленной псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Информация и космос. 2016. № 4. С. 11–14.
12. Осипов А.С. Военно-техническая подготовка. Военно-технические основы построения средств и комплексов РЭП: учебник. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. 344 с.
13. Вознюк М.А., Дворников С.В., Винокуров М.Е., Петросян А.П., Романенко П.Г. Работа линий радиосвязи с ППРЧ в условиях преднамеренных помех // Информационные технологии. 2012. № 10. С. 64–67.
14. Батурин Ю.О. и др. Состояние и направления развития методологии обоснования требований к технике радиоподавления систем радиосвязи // Радиотехника. 2010. № 6. С. 80–86.
15. Быков В.В. Универсальная классификация радиоэлектронных помех: в кн. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. М: Радиотехника, 2006. С. 12–18.
16. Анишин А.С., Батурин Ю.О., Васильев Д.И. Идентификация групп рабочих частот линий радиосвязи с программной перестройкой рабочей частоты // Радиотехника. 2006. № 6. С. 48–52.
17. Анишин А.С., Ложкин К.Ю. Характеристики адресного обслуживания скрытных объектов системой с ограниченным контролем // Радиотехника. 1999. № 6. С. 17–79.
18. Дворников С.В., Дворников С.С., Спирин А.М. Синтез манипулированных сигналов на основе вейвлет-функций // Информационные технологии. 2013. № 12. С. 52–55.
19. Дворников С.В., Устинов А.А., Дворников С.С., Ишин Д.М. Анализ эффективности блоковых кодов // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2011. № 1. С. 63–73.
20. Гужва А.Ю., Дворников С.В., Русин А.А., Пшеничников А.В. Методика трансформации сигнального созвездия сигнала КАМ-16 с изменением его формы // Электросвязь. 2015. № 2. С. 28–31.

* * *

EVALUATION OF RADIOCOMMUNICATION LINES INTERFERENCE IN MODE WITH SLOW SOFTWARE SWITCHING OF THE RUNNING FREQUENCY

A. Gordeychuk¹, S. Dvornikov¹, V. Ivanof¹, M. Rusinov¹, M. Semisoshenko¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Gordeychuk A., Dvornikov S., Ivanof V., Rusinov M., Semisoshenko M. Evaluation of Radiocommunication Lines Interference in Mode with Slow Software Switching of the Running Frequency // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 36–42.

Abstract: *The results of the estimation of noise immunity of radio communication lines in the mode with slow programmable adjustment of the working frequency are presented. A probabilistic model of radio-suppression of radio-communication lines of the HF-range by means of aiming interference is considered. The conditions providing for their temporary concealment and noise immunity are determined.*

Keywords: *the slow-hopper mode, the setting of impact interference, radio link suppression model.*

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ПОСТРОЕНИЮ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПО УПРАВЛЕНИЮ СЕТЬЮ ТАКТОВОЙ СЕТЕВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

А.К. Канаев^{1*}, Е.В. Опарин²

¹Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I,
Санкт-Петербург, 190031, Российская Федерация

²«Гипротрансигналсвязь» – филиал АО «Росжелдорпроект»,
Санкт-Петербург, 192027, Российская Федерация

*Адрес для переписки: kanaevak@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.39

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Канаев А.К., Опарин Е.В. Предложения по построению интеллектуальной системы поддержки принятия решений по управлению сетью тактовой сетевой синхронизации // Труды учебных заведений связи. 2017. Том 3. № 4. С. 43–53.

Аннотация: В статье разработаны подходы по формированию интеллектуальной системы поддержки принятия решений по управлению сетью тактовой сетевой синхронизации в условиях взаимного влияния показателей функционирования телекоммуникационной системы и этой сети, позволяющей вырабатывать своевременные и обоснованные управленческие решения. В рамках формирования структуры интеллектуальной системы разработана модель базы знаний, обеспечивающая необходимую полноту учёта элементов, состояний, параметров и взаимосвязей в сети. Для выработки стратегий по управлению сетью разработана методика формирования вариантов решений, отличающаяся совместным применением этапов классификации состояния сети путём целенаправленного поиска и обоснованного выбора планов мероприятий на множестве альтернатив. Согласно концепции «менеджер-агент» сформированы структура и состав базы данных управляющей информации МІВ оборудования сети для решения задач сбора, хранения и выдачи диагностической информации. Разработан алгоритм расчёта требований резерва пропускной способности для передачи информации контроля и управления сетью тактовой сетевой синхронизации.

Ключевые слова: база знаний, потоковая структура, сеть тактовой сетевой синхронизации, система управления, телекоммуникационная система.

Введение

Эффективное функционирование телекоммуникационной системы и выполнение всех требований потребителей по обеспечению услугами заданного качества основано на адекватном, оптимальном, оперативном, устойчивом и непрерывном управлении всеми ее подсистемами.

Устойчивое функционирование телекоммуникационной системы обеспечивается множеством подсистем, среди которых одной из наиболее важных является сеть тактовой сетевой синхронизации (ТСС).

Основной задачей сети ТСС является формирование, передача, распределение и доставка сигналов синхронизации до цифрового оборудования телекоммуникационной системы с целью поддер-

жания их согласованного взаимодействия [1]. Возникновение отказов в сети ТСС и отклонение характеристик сигналов синхронизации от требуемых способно привести к значительному ухудшению качества передаваемой информации вплоть до полного отказа в предоставлении телекоммуникационных услуг. Указанная особенность свидетельствует о том, что особую важность приобретает процесс управления сетью ТСС с обеспечением требуемых показателей её функционирования.

Особенно актуальными становятся вопросы управления сетью ТСС в периоды возникновения отказов, когда требуется скорейшее восстановление её функционирования для обеспечения устойчивости всей телекоммуникационной системы [1].

1. Место интеллектуальной системы поддержки принятия решений в системе управления сетью синхронизации

Согласно тому, что сеть ТСС является подсистемой телекоммуникационной системы, то следует при разработке архитектуры системы синхронизации обеспечить её согласование с архитектурой надсистемы по уровням и основным функциям. С учётом данного согласования обобщённая модель архитектуры ТСС примет вид, показанный на рисунке 1, где: $d = \{d_0^i\}$ – диагностическое решение; $\Theta = \{\theta_j\}$ – оценка измерений; $Y_1 = \{y_1^n\}$, $Y_2 = \{y_2^m\}$ – проводимые измерения; $U = \{u_1\}$, $S_v = \{s_v^k\}$, $S_p = \{s_p^f\}$ – управляющие воздействия; $D = \{d_a\}$ – ресурсы; $E = \{e_z\}$ – внешние и внутренние дестабилизирующие факторы.

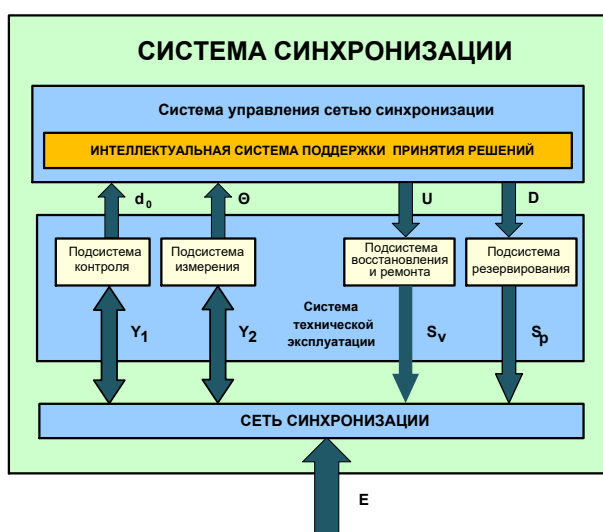


Рис. 1. Обобщённая модель предметной области функционирования системы синхронизации

Из представленной архитектуры следует, что систему синхронизации телекоммуникационной системы в общем виде можно представить как иерархическую структуру, включающую сеть ТСС, систему технической эксплуатации и систему управления, которая содержит в себе интеллектуальную (под)систему поддержки принятия решений (ИСППР). Необходимость наличия ИСППР в системе управления сетью ТСС вытекает вследствие высоких требований к своевременности, обоснованности и адекватности принимаемых управленческих решений, а также с учётом того, что принятие решений происходит в условиях неполной, нечёткой и недостоверной информации о состоянии сети синхронизации.

Принимая во внимание тот факт, что задачи выработки и принятия решений, как правило, носят творческий характер, то ИСППР следует рассматривать как основной элемент перспективной интеллектуальной системы управления ТСС.

Особая необходимость ИСППР в системе управления ТСС возникает в условиях нестандартных, сложных и чрезвычайных ситуаций, когда необходимы опыт и интуиция лиц, принимающих решения, для оценки возникшей ситуации, а также соответствующие вычислительные и интеллектуальные средства для формирования окончательного решения [1].

2. Последовательность разработки интеллектуальной системы поддержки принятия решений по управлению сетью тактовой сетевой синхронизации

Проектирование ИСППР в системе управления ТСС включает в себя два этапа. Первый этап заключается в разработке соответствующего методического и математического аппарата функционирования ИСППР, включающего различные модели и процедуры взаимодействия элементов в рамках единой системы. На втором этапе производится его реализация в виде конкретного образца ИСППР, то есть разработка спецификаций для выделенных модулей, их программирование, отладка, тестирование. Анализ различных способов реализации ИСППР показал, что наиболее эффективной является интегрированная поддержка принятия решений, сочетающая в себе информационную, информационно-вычислительную и интеллектуальную поддержки [2].

Разработка ИСППР включает в себя следующие этапы [2]. Первый этап включает в себя проведение системного анализа и моделирования процесса функционирования сети ТСС с выявлением основных требований к перспективной ИСППР. Второй этап заключается в построении архитектуры ИСППР, что предполагает формирование базы знаний и формирование модуля выработки решений по управлению сетью ТСС. Третий этап заключается в оптимизации сети управления сетью ТСС путём формирования потоковой структуры сети передачи информации контроля и управления, а также путём формирования базы данных управляющей информации *MIB* (от англ. Management Information Base) как элемента системы управления сетью.

3. Системный анализ процесса функционирования сети синхронизации телекоммуникационной системы

В рамках первого этапа разработки ИСППР синтезирована концептуальная модель предметной области, содержащая оборудование телекоммуникационной системы, используемое в интересах ТСС, а также внешние и внутренние дестабилизирующие факторы (рисунок 2).



Рис. 2. Концептуальная модель предметной области

Из представленной концептуальной модели следует, что сеть ТСС представляет собой сложный и распределённый комплекс разнородного оборудования, находящегося в тесной взаимосвязи друг с другом; при отказе хотя бы одного из видов оборудования сеть ТСС перестанет выполнять своё основное назначение – нарушается формирование, передача и доставка сигналов синхронизации до цифрового оборудования.

При своём функционировании сеть ТСС подвержена воздействию различного рода внутренних и внешних дестабилизирующих факторов, поэтому одной из задач системы управления является своевременное и обоснованное снижение и устранение последствий воздействия дестабилизирующих факторов. Учитывая особую важность сети ТСС в составе телекоммуникационной системы для каждого конкретного вида оборудования сети синхронизации должен быть сформирован перечень требований, обеспечение которых является необходимым условием устойчивого функционирования всей системы.

4. Моделирование процесса функционирования сети ТСС

Для формирования модели процесса функционирования сети ТСС было выделено множество всех состояний сети синхронизации: S_{16} – включе-

ние и проверка работоспособности элементов сети ТСС; S_{26} – проверка конфигурации сети ТСС на соответствие требованиям к её архитектуре; S_{36} – настройка, регулировка и установление режима синхронного взаимодействия элементов сети ТСС; S_{46} – обеспечение синхронизации, которому соответствует передача синхросигналов; S_{5n} – выбор узла размещения и включения альтернативного первичного источника синхронизации; S_{6n} – диагностирование элемента сети ТСС встроенными средствами технической диагностики и восстановление элемента сети синхронизации в соответствии с результатами диагностирования и т. п.

Этапу обеспечения режима синхронизации сети ТСС соответствует состояние S_{46} ; в остальных состояниях сеть синхронизации частично неработоспособна или функционирует со значениями параметров, характеризующими качество синхронизации ниже допустимых. Указанные процессы функционирования и восстановления сети ТСС носят вероятностный характер и состоят из конечного множества состояний, которые можно охарактеризовать матрицей переходных вероятностей и совокупностью времен пребывания в каждом конкретном состоянии t_i .

Учитывая тот факт, что имеет место независимость вероятностей перехода из одного состояния S_i в другое S_j от всего предыдущего развития со-

стояний сети ТСС до попадания в конкретное данное состояние S_i , а также имеет место независимость распределений времён пребывания в состояниях S_i , функционирование сети синхронизации можно представить, как полумарковский процесс.

Применение полумарковских моделей связано с необходимостью учёта времени нахождения сети ТСС в состояниях, предполагающих выработку и принятие решений, а именно, учёта распределения времени нахождения сети синхронизации в каждом отдельном состоянии. Таким образом, состояния S_i можно представить как вершины графа, переходы между состояниями будут являться рёбрами графа, причём переходные вероятности p_{ij} будут являться вероятностями перехода из одного состояния в другое.

Процесс непосредственного функционирования и восстановления сети ТСС можно представить следующим графом (рисунок 3).

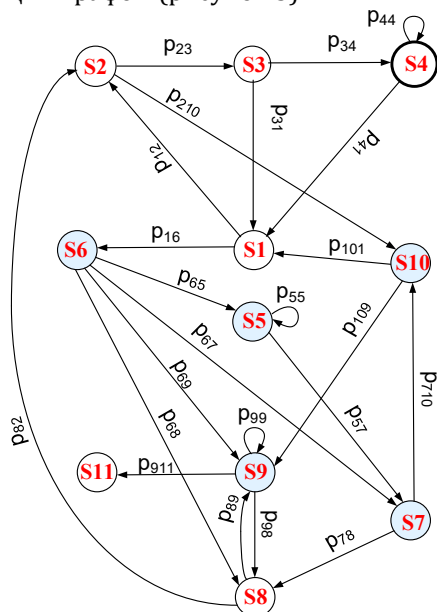


Рис. 3. Модель процесса функционирования и восстановления состояния обеспечения синхронизации в сети ТСС

Данная модель позволяет оценить время восстановления сети ТСС или вероятность восстановления за заданное время в случае возникновения отказа. Для решения задачи оценки вероятности восстановления сети ТСС за заданное время используется аппарат производящих функций. Применительно к сети синхронизации производящая функция будет иметь следующий вид:

$$F(x) = \sum_{i=1}^{n_1} p_i \cdot x^{\frac{1}{a_i}} + \sum_{j=1}^{n_2} p_j \cdot y^{\frac{1}{b_j}}, \quad (1)$$

где параметр x характеризует число средств диагностирования ($x \in [0,1]$), а параметр y – число средств обработки информации в системе управления ($y \in [0,1]$). Параметры a и b характеризуют время нахождения сети ТСС в соответствующих состояниях.

Значение p_i соответствует вероятности перехода из состояний, предполагающих использование средств диагностики:

$$p_i = (p_0 \cdot (1 - p_{\text{ош.1}}) + (1 - p_0) \cdot (1 - p_{\text{ош.2}})), \quad (2)$$

где: p_0 – значение вероятности состояния работоспособного элемента сети ТСС, соответствующее коэффициенту готовности; $p_{\text{ош.1}}$, $p_{\text{ош.2}}$ – значения вероятности возникновения ошибок первого и второго рода при диагностировании; p_j характеризуют вероятность перехода из состояний, предполагающих обращение к системе управления.

На основе вероятностно-временного графа (см. рисунок 3) и производящих функций (1), соответствующих отдельным переходам из одного состояния в соседнее состояние, можно определить производящую функцию перехода из любого состояния S_i в любое состояние S_j . В данном случае получена производящая функция перехода из состояния S_4 в состояние S_4 . Данная производящая функция будет иметь следующий вид [3]:

$$F_{\{S_4 \rightarrow S_4\}}(x) = \frac{\left\{ \begin{aligned} & (f_1^p + f_2^p + f_3^p + f_4^p + f_5^p + f_6^p + f_7^p) \cdot (1 - f_1^k) \cdot (1 - f_2^k) \cdot (1 - f_3^k) \cdot \\ & (1 - f_4^k) \cdot (1 - f_5^k) \cdot (1 - f_6^k) \cdot (1 - f_7^k) \cdot (1 - f_8^k) \cdot (1 - f_9^k) \cdot (1 - f_{10}^k) \cdot (1 - f_{11}^k) \cdot \\ & (1 - f_{12}^k) \cdot (1 - f_{13}^k) \cdot (1 - f_{14}^k) \cdot (1 - f_{15}^k) \cdot (1 - f_{16}^k) \cdot (1 - f_{17}^k) \cdot (1 - f_{18}^k) \end{aligned} \right\}}{\left\{ \begin{aligned} & (1 - f_1^k) \cdot (1 - f_2^k) \cdot (1 - f_3^k) \cdot (1 - f_4^k) \cdot (1 - f_5^k) \cdot (1 - f_6^k) \cdot (1 - f_7^k) \cdot (1 - f_8^k) \cdot \\ & (1 - f_9^k) \cdot (1 - f_{10}^k) \cdot (1 - f_{11}^k) \cdot (1 - f_{12}^k) \cdot (1 - f_{13}^k) \cdot (1 - f_{14}^k) \cdot (1 - f_{15}^k) \cdot (1 - f_{16}^k) \cdot \\ & (1 - f_{17}^k) \cdot (1 - f_{18}^k) \end{aligned} \right\}}. \quad (3)$$

Анализ результатов моделирования, представленных на графиках 4 и 5, показал, что существует возможность достижения заданных значений вероятности восстановления сети ТСС путём управления параметрами, как сети синхронизации, так и системы управления. Например, увеличение количества средств диагностирования и вычислительных средств системы управления ведет к росту

вероятности восстановления ТСС, а ужесточение требований к времени нахождения ТСС в отдельном состоянии и времени принятия решений – к снижению вероятности восстановления, что может быть компенсировано увеличением числа средств обработки информации в системе управления или количеством средств диагностирования.

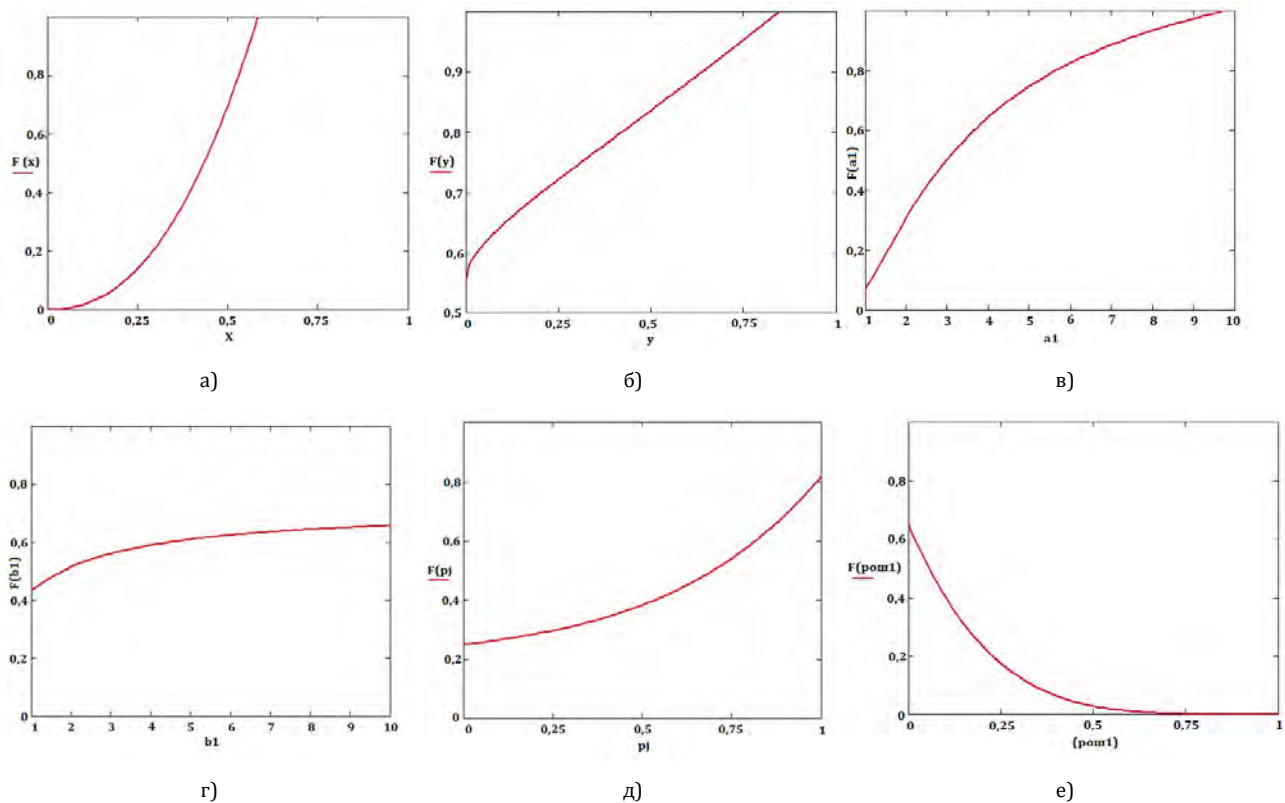


Рис. 4. Зависимость вероятности восстановления сети ТСС от: а) числа средств диагностирования; б) числа вычислительных ресурсов ИСППР системы управления; в) времени диагностирования сетевых элементов в состоянии их отказа; г) времени выработки управляющих воздействий в системе управления; д) вероятности своевременного перехода из состояний, предполагающих обращение к системе управления; е) вероятности возникновения ошибок первого рода

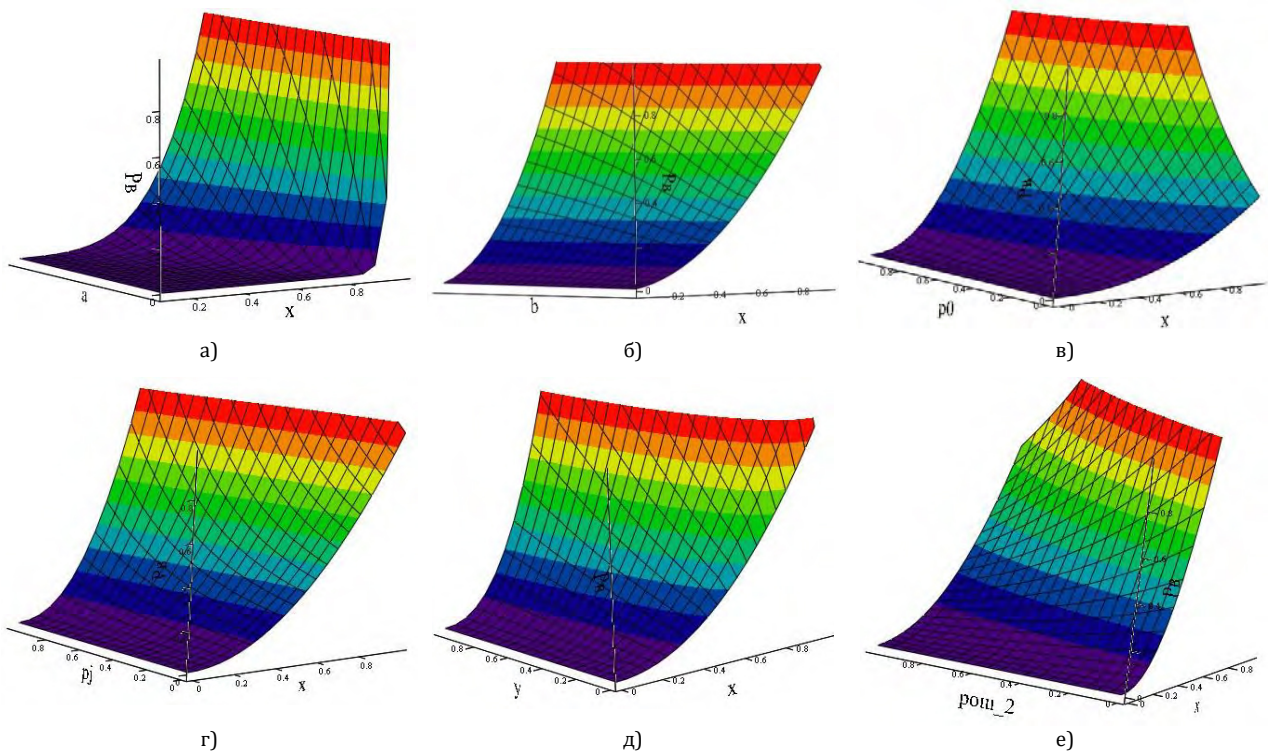


Рис. 5. Зависимость вероятности восстановления сети ТСС от: а) от числа средств диагностирования и времени диагностирования сетевых элементов в состоянии их отказа; б) числа средств диагностирования и времени выработки управляющих воздействий в системе управления; в) числа средств диагностирования и вероятности работоспособного состояния сетевых элементов; г) числа средств диагностирования и вероятности своевременного перехода из состояний, предполагающих обращение к системе управления; д) числа средств диагностирования и числа вычислительных ресурсов ИСППР системы управления; е) числа средств диагностирования и вероятности возникновения ошибок второго рода

Практическая значимость модели процесса функционирования сети ТСС заключается в возможности для операторов связи обосновывать количественный и качественный состав встроенных и внешних средств диагностики и технический состав системы управления сетью синхронизации при развитии или новом строительстве телекоммуникационной системы, которые позволят поддерживать заданные значения отказоустойчивости.

5. Структура ИСППР в системе управления сетью ТСС

В общем виде структуру ИСППР системы управления ТСС можно представить следующим образом (рисунок 6) [4].

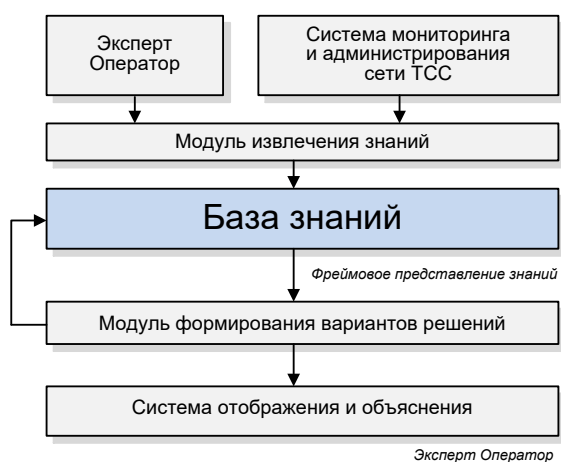


Рис. 6. Структура ИСППР по управлению сетью ТСС

Ключевым компонентом ИСППР является база знаний, которая служит основой представления данных об элементах и состояниях сети ТСС, а также содержит правила выработки управляющих воздействий.

Для формирования структуры базы знаний ИСППР по управлению сетью ТСС и выбора основополагающей модели её формирования был проведён детальный анализ моделей представления знаний. По результатам анализа были выбраны фреймовые модели, которые наиболее полно удовлетворяют четырем основным требованиям к представлению знаний: внутренней интерпретируемости, структурируемости, связности и активности. Фреймовая модель базы знаний ИСППР системы управления ТСС разработана с использованием инструментария Protégé и представляет собой трёхуровневую структуру, включающую в качестве фреймов объекты и состояния ТСС, а также протекающие в ней процессы.

Основным структурным элементом фреймовой модели является фрейм Q_i^g . Фрейм идентифицируется уникальным именем и включает в себя множество слотов, характеризующих элементы сети ТСС или состояния сети ТСС. Организация выработки управляющих решений во фреймовой системе базируется на обмене информацией между фреймами, активации и выполнении присоединённых процедур. Фрагмент базы знаний ИСППР системы управления сетью ТСС представлен на рисунке 7.

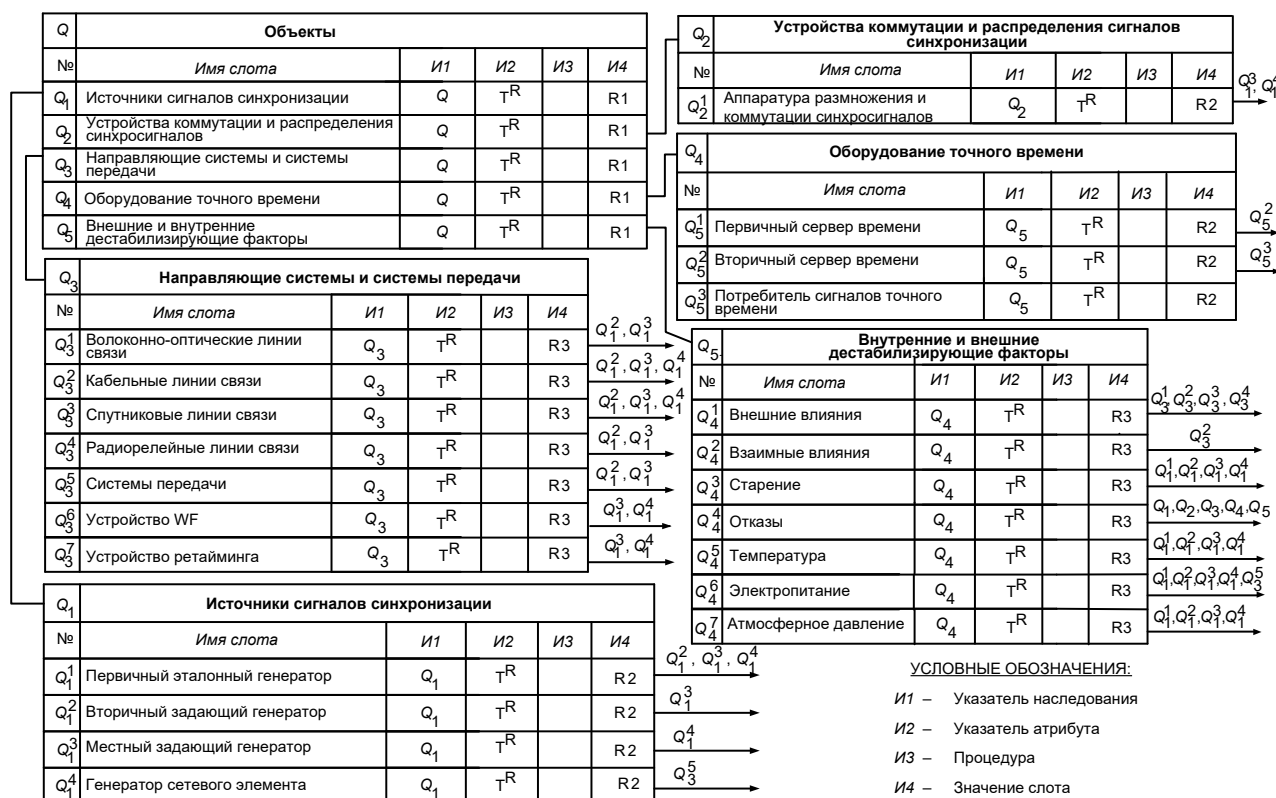


Рис. 7. Фрагмент второго уровня фреймовой модели базы знаний ИСППР по управлению сетью ТСС

Структура базы знаний содержит более пятидесяти взаимосвязанных фреймов, которые характеризуются набором слотов числом от 2 до 20. Данная структура сформирована на основе связей между фреймами и слотами. Основные виды связей между фреймами и слотами представлены в виде матрицы (рисунок 8). Такая структура позволяет не только хранить и обрабатывать данные о состоянии отдельных элементов ТСС, но и вырабатывать простейшие логические выводы путём выявления причинно-следственных связей по её структуре.

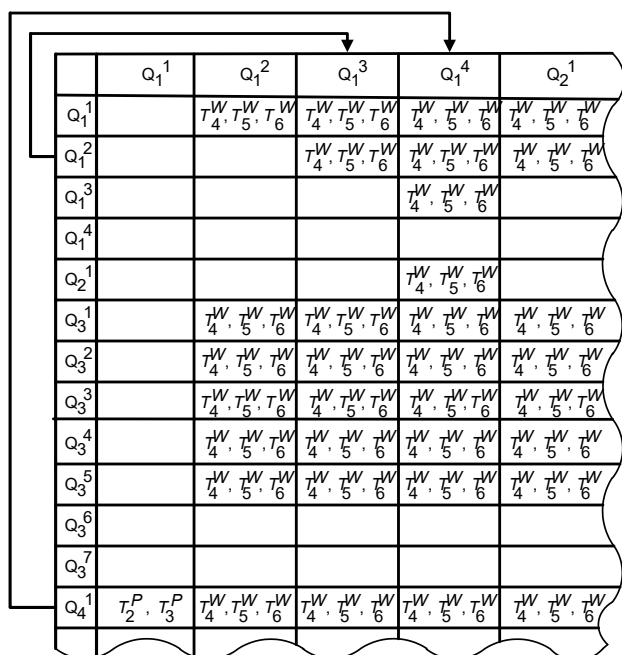


Рис. 8. Фрагмент матрицы взаимосвязей между фреймами базы знаний ИСППР по управлению сетью ТСС

Тем не менее, при формировании структуры базы знаний ИСППР по управлению ТСС нецелесообразно ориентироваться на какую-либо одну модель представления знаний. Современные БЗ сочетают в себе элементы большинства моделей представления знаний.

Ключевой чертой современных интеллектуальных систем является способность к адаптации существующей базы знаний к изменениям, происходящим в объектах управления. Данная особенность относится и к ИСППР системы управления ТСС. Приобретение новых знаний (данных и правил) и модификация уже существующих осуществляется с применением специальных процедур (метапроцедур), содержащихся в базе знаний.

6. Формирование механизма логического вывода и выработки стратегий по управлению сетью ТСС

Для выработки управляющих воздействий и реализации механизмов логического вывода предлагается использовать метод ситуационного управления. В основе метода ситуационного управления

лежит следующая идея: множество всех возможных ситуаций, возникающих на сети ТСС, значительно мощнее, чем соответствующее ему множество принимаемых решений. Следовательно, существует возможность множество всех ситуаций разбить на подмножества, каждому подмножеству (классу) ситуаций поставить в соответствие единственное типовое решение (или несколько типовых решений). Таким образом, задача управления сетью ТСС сводится к классификации поступающих на вход ИСППР ситуаций, в которых находится сеть синхронизации в конкретный момент времени [5]. Методика классификации состояний сети ТСС разработана; в ее основе лежит применение элементов теории распознавания образов.

Классификация состояния необходима с той точки зрения, что она позволяет определить основные классы отказов на сети ТСС, что позволит обоснованно выбирать силы и средства на устранение отказа и восстановление сети. В основе классификации состояний сети ТСС лежит информация, хранящаяся в базе знаний ИСППР.

Для количественной оценки сходства состояний сети синхронизации будем использовать характеристики и параметры, которые находятся в слотах и фреймах базы знаний ИСППР. Каждое состояние сети ТСС из всего множества состояний можно задать в виде вектора значений свойств. Значениями свойств будут являться соответствующие параметры и показатели, хранящиеся в слотах и фреймах базы знаний ИСППР:

$$X_j = (x_{j1}, x_{j2}, \dots, x_{jp}) \quad (4)$$

где $j = 1, 2, \dots, n$ – число состояний; $p \geq 1$ – число признаков.

Ставится задача: текущее состояние сети ТСС X_i отнести к одному из указанных классов состояний или же показать, что текущее состояние X_i образует новый класс состояний.

Для проведения классификации и определения состояния, в котором находится сеть ТСС необходимо определиться с метрикой классификации состояний и задать правило классификации, соответственно связанное с выбранной мерой близости состояний сети синхронизации.

Анализ различных метрик позволил выявить, что применительно к задаче классификации состояний сети синхронизации наиболее рационально использовать метрики:

1) типа расстояния, имеющую следующий обобщенный вид:

$$r_m = \left(\sum_{s=1}^p |x_{is} - x_{js}|^m \right)^{1/m}, \quad (5)$$

где: x_{is} – значение s -го признака для состояния X_i ; p – число признаков (слотов фреймов); m – положительное целое число;

2) коэффициента корреляции между состояниями X_i , X_j , который определяет меру их угловой близости и выражается через их нормированное скалярное произведение:

$$\rho(X_i, X_j) = \frac{\sum_{s=1}^p x_{is} \cdot x_{js}}{\sqrt{\sum_{s=1}^p x_{is}^2} \cdot \sqrt{\sum_{s=1}^p x_{js}^2}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

В соответствие с выбранными метриками используются соответствующие алгоритмы классификации. В большинстве случаев используется алгоритм классификации по расстоянию, однако в определённых условиях группирования состояний используется корреляционный алгоритм классификации.

Применение подобных алгоритмов классификации является ключевым этапом формирования ИСППР. Данные алгоритмы позволяют своевременно и обоснованно определять класс состояний, в котором находится сеть ТСС, формировать новые классы состояний по результатам классификации ТСС в условиях специфики оборудования, масштаба сети, видов дестабилизирующих воздействий и подготовки персонала. Результаты автоматизированной классификации состояний ТСС будут являться исходными данными, на основе которых в последующем решается задача выработки стратегий управления сетью синхронизации, что позволит повысить оперативность и своевременность принимаемых управленческих решений.

Выработка стратегий по управлению сетью ТСС осуществляется согласно состоянию, в котором данная сеть находится. Определение состояния производится с использованием алгоритмов классификации. По мере формирования и заполнения базы знаний ИСППР с учётом осуществления процедур обучения возможно выделение дополнительных стратегий восстановления сети ТСС [5].

Учитывая структурную и функциональную сложность сети ТСС размерность задачи формирования и выработки стратегии и плана восстановления сети синхронизации не позволяет найти решение указанной задачи обычным перебором. Учитывая ресурсные и технологические ограничения, для каждой задачи восстановления сети ТСС целесообразно построить множество допустимых стратегий и планов ее выполнения.

Важную роль при формировании и выработке стратегии восстановления сети ТСС играет структура предпочтений лица, принимающего решение. Наличие сведений о структуре его предпочтений, характеризующих каждый план, дает возможность разбить все исходное множество альтернативных стратегий и планов восстановления сети ТСС на два непересекающихся класса: ядро и доминируемый класс, содержащий все остальные стратегии восстановления сети ТСС.

7. Формирование потоковой структуры сети передачи управляющей информации в системе управления сетью ТСС

Информация контроля и управления сетью ТСС должна иметь более высокий приоритет по сравнению с информацией пользователей. Учитывая указанную особенность, в пропускной способности направляющих систем должен быть обеспечен резерв под передачу информации контроля и управления сетью ТСС. Поэтому важно обоснованно выбирать указанный резерв; методика его выбора и формирования потоковой структуры сети передачи информации контроля и управления для ТСС разработана. Исходными данными для формирования потоковой структуры системы управления ТСС являются узлы сети, между которыми необходимо обеспечить передачу информации контроля и управления, объём передаваемой информации контроля и управления между узлами, связность каждой пары узлов, которая характеризует число независимых путей между узлами.

Блок-схема методики формирования потоковой структуры представлена на рисунке 9.



Рис. 9. Блок-схема методики расчёта потоковой структуры сети передачи информации контроля и управления сети ТСС на основе метода сечений

Сформированная методика расчёта потоковой структуры сети передачи управляющей информации в системе управления сетью ТСС на основе метода сечений позволяет обоснованно задавать значения резерва пропускной способности направляющих систем и систем передачи, предназначенного для передачи информации контроля и управления сетью синхронизации, что позволяет обеспечить требуемые значения оперативности, непрерывности и устойчивости управления сетью синхронизации. Применение данной методики обеспечит минимальное время доставки информации контроля и управления в органы управления сетью ТСС, а также минимальное время на выработку управляющих воздействий в условиях возникновения перегрузки в узлах и линиях телекоммуникационной системы, а также в условиях возникновения отказов.

8. Формирование базы данных управляющей информации MIB как элемента системы управления сетью ТСС

При функционировании устройств сети ТСС большинство из них содержат в своём составе встроенные средства диагностики, которые передают результаты агентам (программные элементы), отслеживающие состояния данных устройств. На сети управления сетью синхронизации в качестве менеджера предлагается использовать сервер, расположенный в органах управления, отвечающих за функционирование сети ТСС, а агенты представляют собой программные элементы, установленные внутри объектов сети ТСС.

Функционирующие агенты отслеживают значения характеристик и параметров элементов сети ТСС. Каждая характеристика или параметр в общем случае представляет собой переменную или массив переменных определённого типа. Агент формирует список таких переменных в зависимости от вида конкретного устройства. Применительно к сети синхронизации такими переменными могут быть переменные, отражающие значения параметров и характеристик устройств сети синхронизации. Функционирующий агент в базе знаний устройства хранит информацию об устройстве и формирует список переменных; менеджер в соответствии с данным списком может извлекать информацию из базы.

Однако основные стандарты MIB, разрабатываемые IETF (от англ. Internet Engineering Task Force), не охватывают все возможные параметры и состояния всех устройств, а для устройств сети синхронизации вообще отсутствуют. Поэтому в настоящий момент необходима разработка структуры и содержания MIB для оборудования сети синхронизации.

При формировании MIB-файлов для управления сетью синхронизации предполагается их включение в группу *private*. За основу организации групп переменных MIB для управления сетью синхронизации целесообразно взять фреймовую структуру базы знаний ИСППР системы управления сетью ТСС. Фрагмент группы MIB для сети синхронизации переменных приведен на рисунке 10.

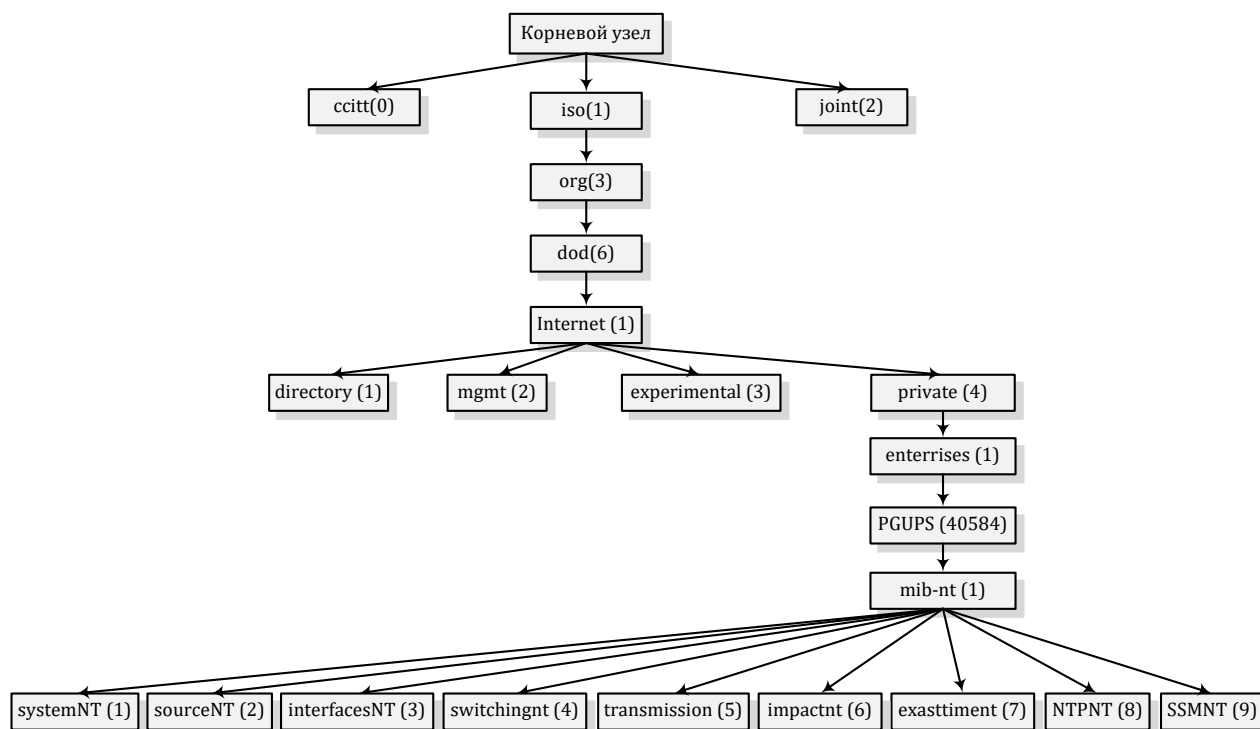


Рис. 10. Формирование фреймов базы знаний ИСППР системы управления сетью ТСС

9. Идентификация вида закона распределения отказов оборудования сети синхронизации с целью прогнозирования состояний сети синхронизации

Ключевой задачей ИСППР СУ ТСС является также оценка показателей надёжности оборудования ТСС и прогнозирование состояний ТСС. В целом можно выделить структурный и статистический подходы к оценке показателей надёжности и прогнозированию состояния оборудования ТСС. Учитывая достаточную сложность и распределённость сети ТСС с воздействием многочисленных дестабилизирующих факторов наиболее рационально использовать статистический подход для оценки и прогнозирования показателей надёжности.

В рамках статистического подхода выделяют параметрические и непараметрические методы оценки и прогнозирования показателей надёжности. При функционировании ИСППР СУ ТСС предлагается комплексное их использование, при этом, когда существует возможность определить закон распределения наработок до отказа оборудования сети синхронизации, то предлагается использовать параметрические методы, в ином случае непараметрические методы.

Получение достоверной и чёткой статистики отказов оборудования сети синхронизации может быть затруднено по ряду причин. В подобных условиях, когда в значительной мере отсутствуют

сведения о моментах возникновения отказов части оборудования сети синхронизации для анализа и прогнозирования развития состояний сети наиболее рационально применение методов оценивания надёжности по цензурированным выборкам. Предлагается первоначально построить экспериментальную функцию распределения наработок до отказа.

Наличие экспериментальной функции распределения позволит определить время предотказного состояния оборудования сети ТСС с заданной степенью вероятности.

10. Реализация базы знаний ИСППР системы управления ТСС

Анализ различных инструментальных средств и их возможностей показал, что для создания базы знаний ИСППР системы управления ТСС с учётом выбранной фреймовой модели наиболее рационально использовать набор программных средств Protégé. Это средство позволяет формировать базу знаний выбранной предметной области, настраивать формы для ввода описаний экземпляров и вводить данные; возможна интеграция с другими, основанными на знаниях, приложениями. Созданная в системе Protégé база знаний перспективной ИСППР системы управления сетью ТСС готова к применению и может быть использована в системах логического вывода и выработки решений по управлению сетью ТСС (рисунок 11).

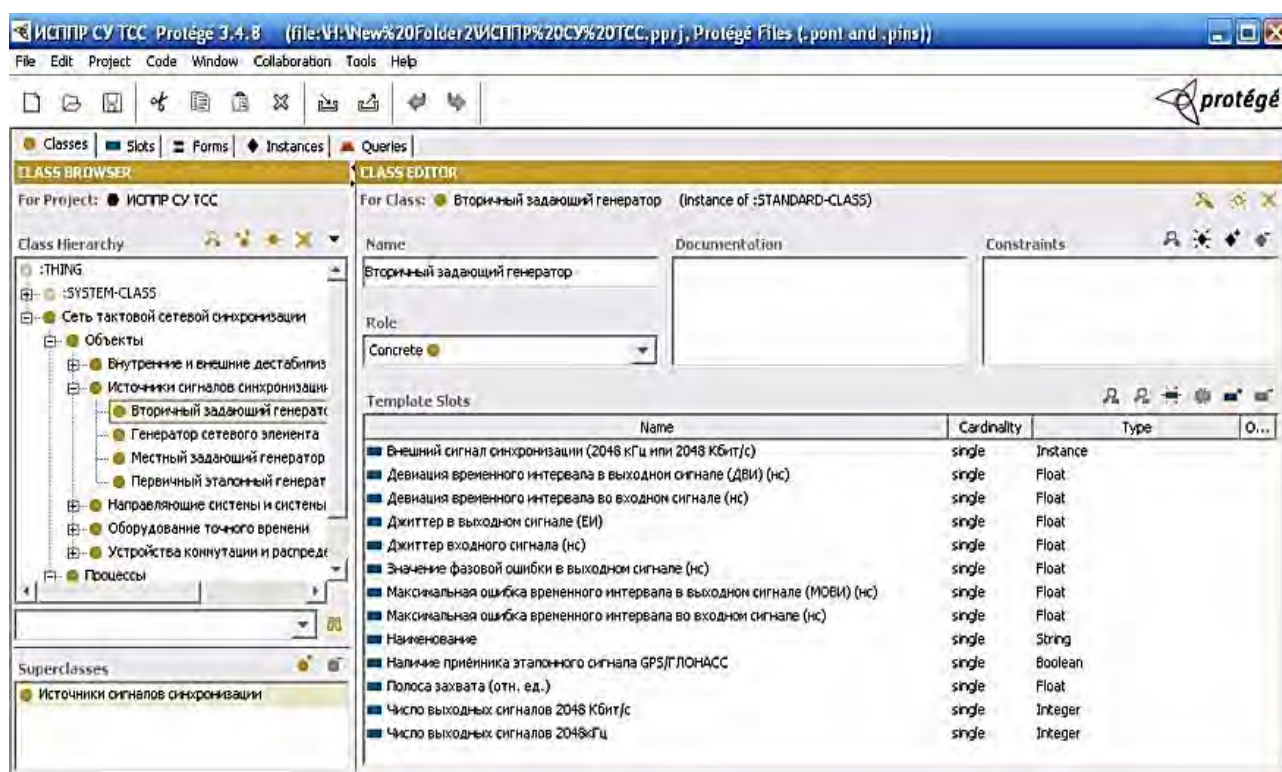


Рис. 11. Формирование фреймов базы знаний ИСППР системы управления сетью ТСС

Заключение

Разработанная по приведённым в статье подходам ИСППР системы управления ТСС может использоваться для создания специального модуля математического и программного обеспечения по автоматизации поддержки принятия решений управления сетью ТСС телекоммуникационной системы, что позволит формировать своевремен-

ные и обоснованные управленческие решения при воздействии дестабилизирующих факторов различного характера. Реализация указанных подходов может быть с успехом переложена на другую предметную область, в том числе на другие подсистемы, что позволит создать единую интеллектуальную систему по её управлению.

Список используемых источников

1. Давыдкин П.Н., Колтунов М.Н., Рыжков А.В. Тактовая сетевая синхронизация. М.: Эко-Трендз, 2004. 205 с.
2. Тарасенко Ф.П. Прикладной системный анализ: учебник. Томск: Изд-во Том. ун-та, 2004. 186 с.
3. Канаев А.К., Опарин Е.В., Тощев А.К. Формирование модели процесса функционирования и восстановления сети тактовой сетевой синхронизации в условиях применения автоматизированной системы поддержки принятия решений // Бюллетень результатов научных исследований. 2011. № 1. С. 41–55.
4. Подольский В.Е., Коробова И.Л., Милованов И.В., Дьяков И.А., Майстренко Н.В. Методы искусственного интеллекта для синтеза проектных решений. Тамбов: Изд-во ТГТУ, 2010. 80 с.
5. Апраушева Н.Н. Элементарный курс теории принятия решений. М.: Вычислительный центр РАН, 2000. 94 с.

* * *

PROPOSALS FOR INTELLECTUAL SYSTEM CONSTRUCTION OF SUPPORT OF DECISION-MAKING MANAGEMENT OF NETWORK SYNCHRONIZATION

A. Kanaev¹, E. Oparin²

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

²Giprotranssignalsvyaz Institute for Design of Railway Signaling, Centralization, Communication and Radio Devices,
the branch office of JSC Roszheldorproject,
St. Petersburg, 192027, Russian Federation

Article info:

Article in Russian

For citation: Kanaev A., Oparin E. Proposals for Intellectual System Construction of Support of Decision-Making Management of Network Synchronization // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 43–53.

Annotation: The article has developed approaches to the formation of an intelligent decision support system for managing the network synchronization in the context of the mutual influence of the performance indicators of the telecommunications system and this network, allowing the development of timely and justified management decisions. As part of the formation of the structure of the intellectual system, a knowledge base model has been developed that ensures the necessary completeness of accounting for elements, states, parameters and relationships in the network. To develop strategies for managing the network, a methodology has been developed to formulate solutions, characterized by the joint application of the stages of classifying the state of the network through targeted search and the rational choice of action plans on a variety of alternatives. According to the "manager-agent" concept, the structure and composition of the control information database of the MIB of the network equipment are formed to solve the tasks of collecting, storing and issuing diagnostic information. An algorithm has been developed for calculating bandwidth reserve requirements for the transmission of monitoring and control information for a network synchronization.

Keywords: knowledge base, stream structure, network synchronization, control system, telecommunication system.

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ЛОКАЛЬНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ МОБИЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ПОМОЩЬЮ РАДИОКАРТ И ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

А.В. Киреев^{1*} Г.А. Фокин¹

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

*Адрес для переписки: kireyev@list.ru

Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Киреев А.В., Фокин Г.А. Оценка точности локального позиционирования мобильных устройств с помощью радиокарт и инерциальной навигационной системы // Труды учебных заведений связи. 2017. Том 3. № 4. С. 54–62.

Аннотация: Предложен метод построения радиокарт уровней принимаемых сигналов Wi-Fi и сигналов инерциальной навигации от встроенных датчиков микроэлектромеханических устройств, на его основе выполнена экспериментальная оценка точности позиционирования мобильного устройства внутри помещения с использованием радиокарт уровней принимаемых уровней и встроенных систем инерциальной навигации. Эксперимент проводился в развернутой сети Wi-Fi СПбГУТ и показал возможность повышения точности позиционирования на 15 % при комплексировании сигналов Wi-Fi и инерциальной навигации по сравнению с известным методом радиокарты.

Ключевые слова: позиционирование, источник радиоизлучения, метод радиокарты, инерциальная навигационная система.

Введение

Внутри помещений сигналы глобальных навигационных спутниковых систем, как правило, недоступны, поэтому определение местоположения подвижных объектов осуществляется системами локального позиционирования. Востребованность систем локального позиционирования обусловлена широким спектром геоинформационных услуг и приложений обеспечения безопасности внутри помещений различного назначения, например, в торговых центрах, промышленных предприятиях, аэропортах, железнодорожных вокзалах, музеях и выставках, спортивных площадках, стадионах, офисах, складах, метро, университетах, школах и т.д. Высокой точностью позиционирования внутри помещений (порядка 1 м) обладают системы класса nanoLOC [1], определенные стандартом IEEE 802.15.4a и функционирующие на основе времени распространения сигнала, однако они не развернуты повсеместно, как сети Wi-Fi, а также не интегрированы в массовые абонентские устройства – смартфоны.

Современные смартфоны оснащены чипами с микроэлектромеханическими системами (МЭМС), объединяющими в себе гироскоп и акселерометр,

которые также используются как средство для реализации инерциальной навигационной системы (ИНС) для ориентации пользователя. Известно, что совместное использование методов позиционирования на базе сети Wi-Fi и инерциальной навигации позволяет компенсировать ошибки отдельных систем и увеличить совокупную точность. В настоящей статье предлагается метод построения радиокарты на базе развернутой сети Wi-Fi с одновременным использованием ИНС для позиционирования объекта внутри помещения.

Суть предлагаемого метода заключается в одновременной обработке измерений инерциальной навигации и радиокарт уровней сигналов на основе фильтра Калмана. Радиокарты уровней сигналов строятся в режиме реального времени на основе подхода SLAM (одновременная локализация и построение карты) по принимаемым мобильным устройством сигналам RSSI (от англ. Received Signal Strength Indication) маяков от точек доступа беспроводных локальных сетей Wi-Fi. Измерения инерциальной навигационной системы поступают от встроенных в мобильное устройство МЭМС-датчиков, образующих инерциальный модуль определения траектории IMU. Повышение

точности позиционирования достигается за счет комплексирования измерений инерциальной навигации и радиокарт уровней принимаемых сигналов Wi-Fi. В статье представлены принципы работы методов радиокарт и ИНС, функциональная схема предложенного метода одновременной обработки измерений, а также экспериментальные результаты позиционирования по ИНС, RSSI и с помощью фильтра Калмана.

Принцип работы метода радиокарты

Для экспериментальной реализации позиционирования на базе сети Wi-Fi требуется рассмотреть принцип работы метода радиокарты. Метод радиокарты основан на измерении уровней RSSI в определенном наборе опорных точек с известными координатами. Получаемая база данных и называется радиокарты. Местоположение объекта определяется путем сравнения уровней от измеряемого объекта с набором данных из радиокарты и используется в методе ближайших соседей. Метод ближайших соседей состоит из двух фаз: построения радиокарты и сравнения с данными из базы для нахождения совпадения.

Первая фаза (процесс построения радиокарты) включает в себя, во-первых, определение территории позиционирования и, во-вторых, разметку территории на сетку из одинаковых секторов (обычно $1\text{ м} \times 1\text{ м}$). Каждая ячейка сетки представляет собой опорный пункт для измерений RSSI. Затем делаются соответствующие замеры уровней RSSI в каждом опорном пункте. Каждому опорному пункту измерений соответствует вектор измерений RSSI $R = r_1, r_2 \dots r_N$, где N – количество точек доступа. Учет направления движения улучшает точность позиционирования, поэтому для каждого опорного пункта выполняется 4 измерения.

В таблице 1 приведена структура радиокарты с учетом направления движения, где: $RSSI_{MN}$ – уровень принимаемого сигнала; M – индекс опорного пункта.

ТАБЛИЦА 1. Структура радиокарты

№ опорного пункта	Точка доступа 1	Точка доступа 2	...	Точка доступа N
1	$RSSI_{11-0^\circ}$ $RSSI_{11-90^\circ}$ $RSSI_{11-180^\circ}$ $RSSI_{11-270^\circ}$	$RSSI_{12-0^\circ}$ $RSSI_{12-90^\circ}$ $RSSI_{12-180^\circ}$ $RSSI_{12-270^\circ}$	...	$RSSI_{1N-0^\circ}$ $RSSI_{1N-90^\circ}$ $RSSI_{1N-180^\circ}$ $RSSI_{1N-270^\circ}$
2	$RSSI_{21-0^\circ}$ $RSSI_{21-90^\circ}$ $RSSI_{21-180^\circ}$ $RSSI_{21-270^\circ}$	$RSSI_{22-0^\circ}$ $RSSI_{22-90^\circ}$ $RSSI_{22-180^\circ}$ $RSSI_{22-270^\circ}$	...	$RSSI_{2N-0^\circ}$ $RSSI_{2N-90^\circ}$ $RSSI_{2N-180^\circ}$ $RSSI_{2N-270^\circ}$
...	...	...	...	...
M	$RSSI_{M1-0^\circ}$ $RSSI_{M1-90^\circ}$ $RSSI_{M1-180^\circ}$ $RSSI_{M1-270^\circ}$	$RSSI_{M2-0^\circ}$ $RSSI_{M2-90^\circ}$ $RSSI_{M2-180^\circ}$ $RSSI_{M2-270^\circ}$	...	$RSSI_{MN-0^\circ}$ $RSSI_{MN-90^\circ}$ $RSSI_{MN-180^\circ}$ $RSSI_{MN-270^\circ}$

Вторая фаза (определение местоположения) предполагает сравнение вектора измерений от

абонентского устройства с векторами из радиокарты. Примем, что вектор измерений от абонентского устройства $S(RSSI_1, RSSI_2 \dots RSSI_N)$ сравнивается с векторами из радиокарты. Для того чтобы найти лучшее совпадение используется Евклидова метрика (от англ. Euclidean distance):

$$ED = \text{mindis}(S, R), \text{dis}(S, R) = \sqrt{\sum_{n=1}^N (RSSI_N(x, y) - RSSI_N(x_i, y_i))^2}, \quad (1)$$

где (x, y) – известные координаты опорного пункта, (x_i, y_i) – искомые координаты пользователя.

Основными недостатками метода радиокарты является высокая трудоемкость, связанная с необходимостью большого количества предварительных измерений для конфигурации базы данных уровней принимаемых сигналов RSSI, а также необходимость постоянной реконфигурации базы данных, обусловленной изменениями условий распространения радиоволн внутри помещения, например, добавление/удаление точек доступа, препятствий. В предлагаемом далее методе одновременной обработки инерциальной навигационной системы и RSSI не требуется проводить большого количества первичных измерений, так как ИНС оперирует с мгновенными значениями направления движения и не требует предварительной подготовки. Принцип действия ИНС будет рассмотрен далее.

Принцип работы инерциальной навигационной системы

Инерциальная навигационная система – это комплекс микро-электромеханических устройств, который обеспечивает определение скорости и угла поворота объекта [2]. Движение абонентского устройства отслеживается с помощью 6 параметров, определяемых акселерометром и гироскопом. Акселерометр обеспечивает определение линейного ускорения, гироскоп – азимутального угла в декартовых координатах. Система координат в привязке к смартфону показана на рисунке 1.

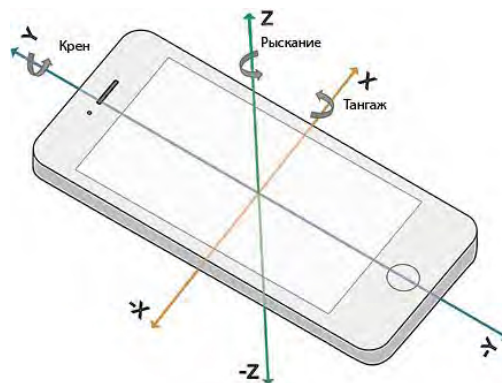


Рис. 1. Система координат в привязке к корпусу смартфона

Важным источником ошибок акселерометра является накапливающееся смещение (дрейф) ε . Смещение акселерометра в отсутствие ускорения при двойном интегрировании вызывает ошибку скорости $\alpha(t)$, пропорциональную времени интегрирования, и ошибку в вычисленном положении, растущую квадратично [3]:

$$\alpha(t) = \varepsilon * \frac{t^2}{2}, \quad (2)$$

где t – время интегрирования.

Постоянное смещение гироскопа определяет ошибку подсчета угловой скорости $\theta(t)$, растущую линейно:

$$\theta(t) = \varepsilon * t, \quad (3)$$

Математическое интегрирование $a(t)$ позволяет подсчитать скорость $v(t)$, двойное интегрирование определит пройденное расстояние:

$$v(t) = v(0) + \int_0^t a(t) dt, \quad (4)$$

$$s(t) = s(0) + \int_0^t v(t) dt. \quad (5)$$

Для компенсации смещений акселерометра и гироскопа в данном исследовании используется алгоритм детектирования шагов пользователя. Алгоритм основан на определении длины шага и подсчете их количества:

$$X_k = X_{k-1} + S_k, \quad (6)$$

где:

X_k, X_{k-1} – векторы положения после и до k -того шага пользователя;

S_k – вектор положения для k -того шага:

$$S_k = [l_k \cos \theta_k, l_k \sin \theta_k]^T, \quad (7)$$

где l и θ длина и угол ориентации для k -того шага пользователя соответственно.

Так как длина шага изменяется (не постоянна), было решено использовать модель динамического изменения длины шага [4]:

$$l_k \approx \sqrt[4]{a_{\max} - a_{\min}} * K, \quad (8)$$

где (на одном шаге):

$a_{\max}$ – максимальное значение ускорения;

$a_{\min}$ – минимальное значение ускорения;

K – константа, определяемая в ходе эксперимента.

Полное ускорение определяется выражением:

$$a_{\Sigma} = \sqrt{a_x^2 + a_y^2 + a_z^2}, \quad (9)$$

где a_x, a_y, a_z – соответствующие значения ускорений по координатам x, y, z , от акселерометра.

Совместное использование вышеобозначенных алгоритмов радиокарты и ИНС реализовано в предложенном методе позиционирования внутри помещения. Далее приведено описание, принцип

работы и функциональная схема метода одновременной обработки измерений ИНС и RSSI.

Принцип работы метода одновременной обработки ИНС и RSSI

На рисунке 2 представлена функциональная схема позиционирования объекта с одновременным использованием данных от инерциальной навигационной системы и RSSI.

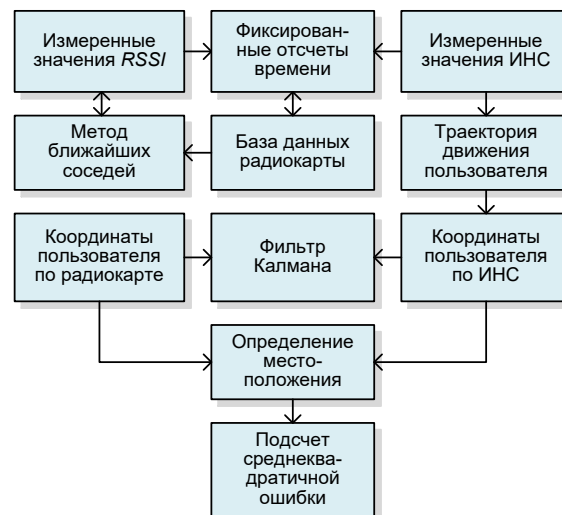


Рис. 2. Функциональная схема позиционирования (по ИНС и RSSI)

На первом этапе при сборе первичных данных формируется база данных радиокарты. Данные ИНС, аналогично данным RSSI, собираются в таблицу первичных измерений. Кроме того, в процессе фиксируются временные отсчеты для правильного формирования набора данных для каждой фиксированной точки. Данные RSSI содержат MAC-адреса, уровни сигналов и отсчеты счетчика времени. Информация от ИНС содержит значения ускорения, угловой скорости, азимутальный угол и также временные отрезки. Результатом первого этапа является база радиокарты, содержащая наборы измерений по инерциальной навигационной системе и RSSI для соответствующих координат. На втором этапе данные наборы сопоставляются с измеренными значениями от мобильного устройства и выбираются подходящих координат по методу ближайших соседей в соответствии с выражением (1). Данные по инерциальной навигационной системе обрабатываются с помощью выражения (6) для определения длины шага. Промежуточные результаты оценки координат каждым из подходов в отдельности комплексируются фильтром Калмана для увеличения точности позиционирования и компенсации случайных выбросов.

Схема, представленная на рисунке 2, программно реализована в среде Matlab, и функционирует в реальном времени, что предоставило возможность экспериментально проверить работу метода одновременной обработки измерений ИНС и RSSI.

Результаты эксперимента

Эксперимент по локальному позиционированию мобильного объекта был проведен на базе сети Wi-Fi Санкт-Петербургского университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича. Позиционирование объекта осуществлялось на одном этаже площадью около 400 м². В качестве мобильного устройства был использован Iphone 6, оснащенный шестиосным чипом для инерциальной навигации InvenSense MP67B [5], позволяющим получать данные от гироскопа и акселерометра с точностью до третьего знака. Работа непосредственно с датчиками потребовала освоения интерфейса прикладного программирования, поставляемого производителем. Чип также оснащен магнитометром и приемником GPS, но в данной работе они задействованы не были.

Информация от *RSSI* и инерциального датчика собиралась с помощью мобильного приложения Matlab mobile [6]. Мобильное приложение Matlab mobile позволяет собирать первичные данные как со всех сенсоров (акселерометра и гироскопа) сразу (рисунок 3), так и с каждого в отдельности, а также мгновенно формировать графики траектории движения пользователя. Таким образом, реализован построение радиокарт уровней в реальном времени на основе подхода SLAM.

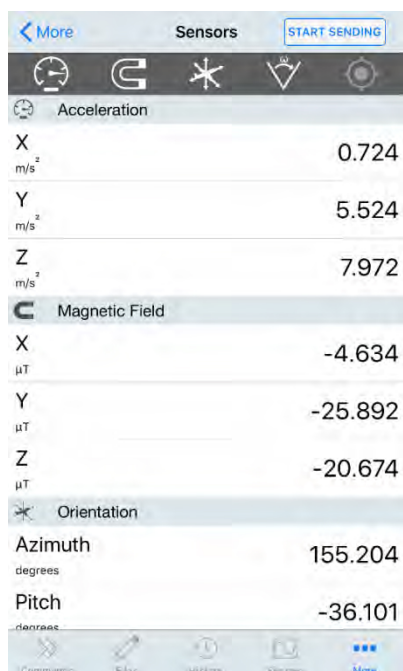


Рис. 3. Интерфейс приложения Matlab mobile

Также необходимо отметить, что данные от ИНС поступают с большей частотой в отличие от *RSSI*, таким образом массивы от указанных двух источников имеют разную размерность, что осложнило реализацию формирования наборов измерений для базы радиокарты. Данная проблема была решена за счет использования временных отсчетов,

то есть была введена фаза калибровки для сопоставления значений *RSSI* и ИНС.

Из-за ограничений мобильного устройства [7], в частности скорости работы процессора, обработка измерений осуществлялась на ноутбуке. Эксперимент проводился по следующей схеме: мобильное устройство было подключено по беспроводной сети Wi-Fi к ноутбуку, массив первичных измерений по команде транслировался в реальном времени в оперативную память ноутбука [8]. По окончании формирования массива первичных измерений на ноутбуке автоматически выполняется программа по обработке и реализации методов позиционирования. Необходимость формирования массивов первичных данных потребовало разработки программного обеспечения (фрагмент на рисунке 4) для Matlab mobile, позволяющего передавать и сохранять накопленные измерения в ПЗУ ноутбука.

```

1 format long
2 [o, t_o] = orientlog(m);
3 [a, t_a] = accellog(m);
4 [av, t_av] = angvellog(m);
5 [mf, t_mf] = magfieldlog(m);
6 mkdir('/Users/artkireev1/Desktop/INS/INS5') %change folder
  name
7 hh1=fopen('/Users/artkireev1/Desktop/INS/INS5/Acc_log+time.csv','w');
8 hh2=fopen('/Users/artkireev1/Desktop/INS/INS5/Orient_log+time.csv','w');
9 hh3=fopen('/Users/artkireev1/Desktop/INS/INS5/Angvel_log+time.csv','w');
10 hh4=fopen('/Users/artkireev1/Desktop/INS/INS5/MF_log+time.csv','w');
11 for n1=1:length(a)
12     jj1=[a(n1,:) t_a(n1,:)];
13     fprintf(hh1,'%s %s %s\n',jj1);
14 end
15 for n2=1:length(o)

```

Рис. 4. Программа формирования массивов измерений

Для определения координат и обработки данных использовалось собственное программное обеспечение, разработанное для исполнения в среде Matlab, реализующее порядок действий функциональной схемы (см. рисунок 2). Для лучшей визуализации результатов реализована автоматизированная отрисовка траектории движения на карте этажа с сохранением всех необходимых пропорций.

Таким образом, результаты эксперимента показаны посредством графиков зависимости (гистограмм) количества измерений, содержащих ошибки от величины ошибок в метрах, а также с помощью сравнения базовой и сформированных траекторий движения на плане этажа.

Точность позиционирования определялась значением среднеквадратичной ошибки, как наиболее распространенным показателем при необходимости подобных оценок:

$$\Delta = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \sqrt{(x_{\text{опр}} - x_{\text{реал}})^2 + (y_{\text{опр}} - y_{\text{реал}})^2}, \quad (10)$$

где $x_{\text{опр}}$, $y_{\text{опр}}$ – координаты местоположения, определенные в ходе эксперимента; $x_{\text{реал}}$, $y_{\text{реал}}$ – реальные координаты мобильного устройства; L – число измерений.

Измерения проводились в следующем порядке:

- позиционирование по ИНС;
- позиционирование по *RSSI*;

– позиционирование предложенным методом с использованием фильтра Калмана.

Реальная (базовая) траектория движения мобильного устройства и траектория, построенная по инерциальной навигационной системе представлены на рисунке 5. Базовая траектория выбиралась таким образом, чтобы проанализировать точность реализованных методов на большом расстоянии, а также при сложных поворотах пользователя. Действительная длина траектории составила 175 м.

Для построения траектории по ИНС использовались значения линейного ускорения, получаемые от акселерометра, и азимутального угла поворота, определяемого гироскопом.

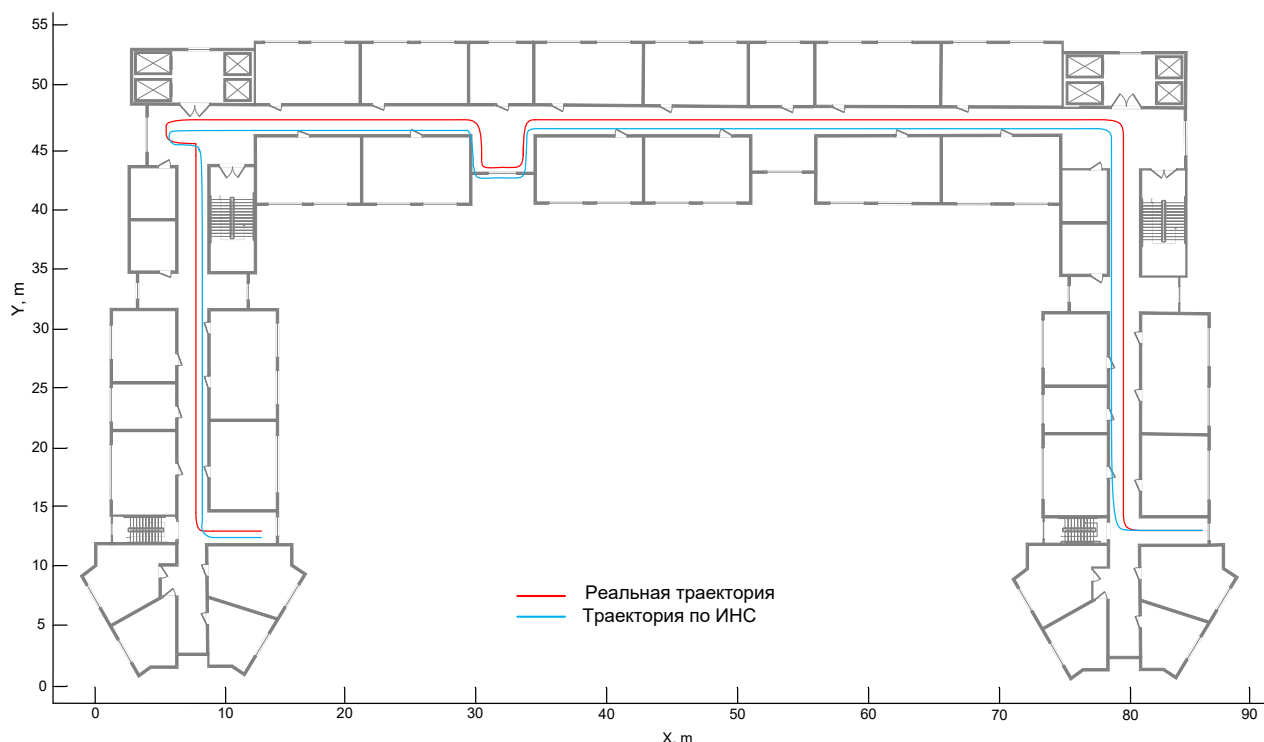


Рис. 5. Позиционирование объекта по ИНС

Длина пути пользователя, построенная с помощью инерциальной навигационной системы, составила 172,5 м. Разница в 2,5 м вызвана неточностью определения длины шага [8]. Ошибка измерения длины шага может быть снижена при использовании более сложного алгоритма динамического обнуления нулевой скорости [9], однако он требует предварительной подготовки и накопления статистики [10], что не отвечает задачи снижения временных затрат по организации системы позиционирования внутри помещений.

Анализируя полученную форму траектории необходимо отметить, что по ходу движения ошибка увеличивается, и линия движения пересекает стены помещений при поворотах, что неприемлемо для позиционирования внутри помещений. Особенно это заметно так как траектории в

начале отслеживания совпадают, а ближе к концу расходятся, и заканчиваются в разных точках. Это явление объясняется вышеуказанным накапливающимся смещением [2], которое вызывает дрейф нуля гироскопа и акселерометра. Также в процессе проведения эксперимента было отмечено, что чем больше скорость движения пользователя, тем быстрее растет ошибка как указано в [3].

При проведении эксперимента горизонтальное положение мобильного устройства было фиксировано для корректного отображения азимута. Подобный сценарий неприменим в условиях обычного использования мобильного устройства. Тем не менее, данный способ позиционирования может быть использован для составления базы радиокарты, так позволяет и снизить ресурсоемкость первой фазы обучения радиокарты.

Далее проанализируем гистограмму зависимости количества ошибочных измерений от величины ошибки по ИНС (рисунок 6).

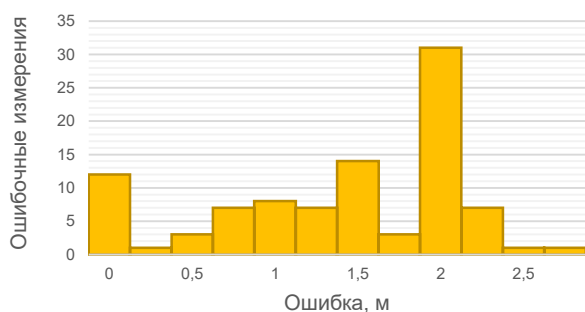


Рис. 6. График распределения ошибок ИНС

Наибольшее количество ошибочных измерений сосредоточено в пределах 1,5–2 метров. Значительное количество измерений с минимальными ошибками (в начале координат) объясняется начальным этапом движения пользователя, пока дрейф гироскопа и акселерометра минимален.

Стабилизация ошибки в пределах 2-х метров обусловлена реализованным алгоритмом определения длины шага (8), а также допущенным упрощением условий эксперимента по фиксации положения мобильного устройства в горизонтальной плоскости.

Эксперимент по позиционированию объекта по *RSSI* проводился в аналогичных ИНС условиях. Измерения проводились без предварительного определения координат точек доступа сетевой инфраструктуры. Всего было продетектировано 127 точек доступа. Развитая беспроводная сеть с одной стороны позволяет значительно улучшить точность определения координат, с другой стороны значительное количество слабых сигналов обуславливает необходимость фильтрации. Так как частота измерения уровней сигналов слишком мала, в случае для движущегося объекта построить полноценную траекторию не удалось, поэтому на рисунке 7 представлены реальная траектория движения, а также отдельные точки предполагаемого местоположения пользователя, вычисленные по методу ближайших соседей.

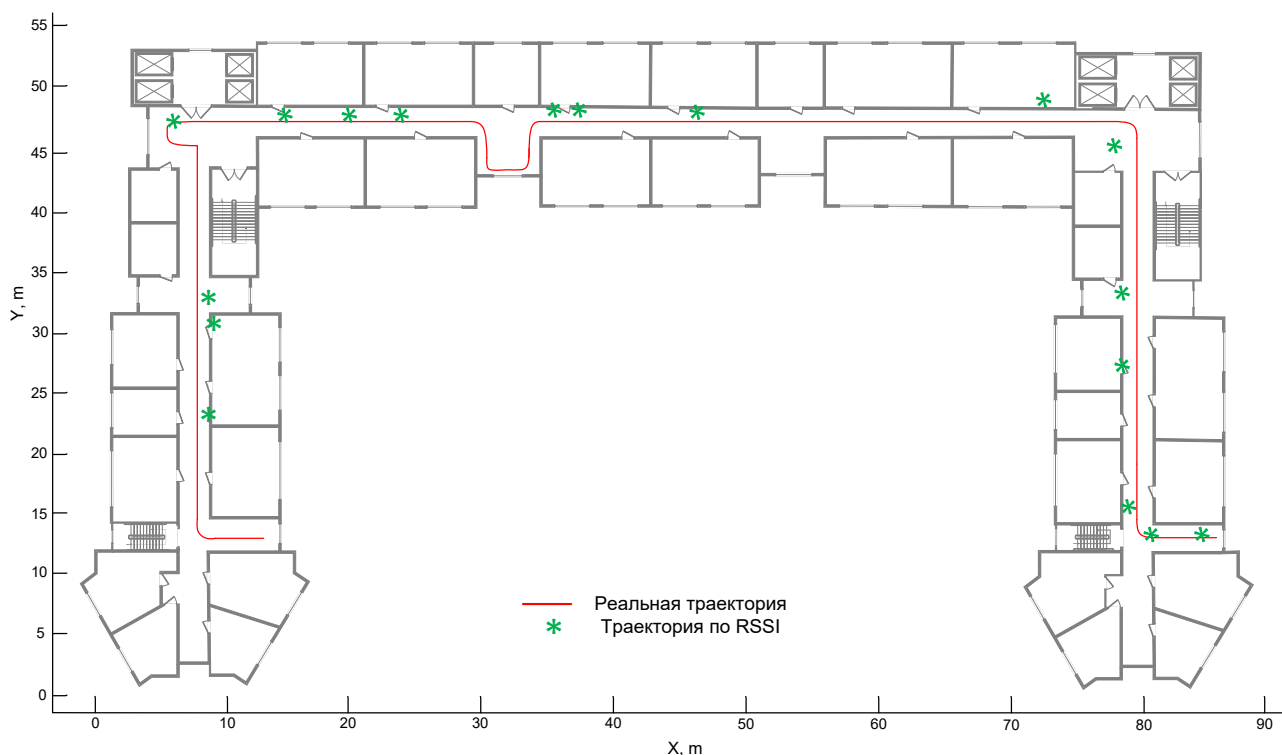


Рис. 7. Позиционирование объекта по *RSSI*

Проблему недостаточной частоты измерений уровней сигналов возможно решить с помощью построения модели распространения сигнала [11], однако ее реализация требует значительного количества предварительных измерений.

Реализация калибровки по времени позволяет сравнить соответствующие координаты на базовой траектории и полученные методом *RSSI* координаты. Необходимо отметить, что значительное

количество точек находится за пределами стен коридора, что обусловлено малым количеством точек доступа в этих областях. Более того, координаты по *RSSI* не позволяют оценить местоположение пользователя при поворотах. Таким образом, использование уровней точек доступа не может быть применимо для движущегося объекта.

Совместное использование ИНС и *RSSI* позволит уменьшить влияние малого количества точек до-

ступа в определенных областях и спрогнозировать траекторию движения пользователя при поворотах за счет азимутального угла.

Далее проанализируем гистограмму зависимости количества ошибочных измерений от величины ошибки по *RSSI* (рисунок 8).

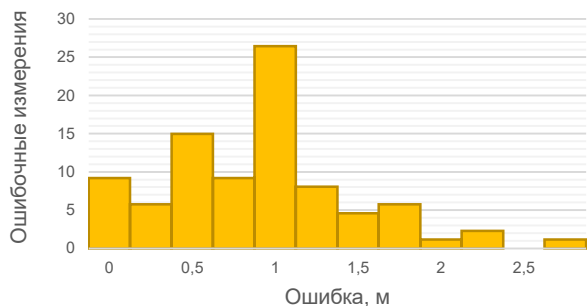


Рис. 8. График распределения ошибок *RSSI*

Пиковое количество ошибочных измерений сосредоточено в пределах 1 метра. В сравнении с ИНС точность вычисления выше, так как отсутствует смещение нуля акселерометра и гироскопа.

Невозможность определения траектории движущегося объекта по *RSSI* является неприемлемым фактором для позиционирования внутри помещения, однако метод может быть использован для формирования базы данных радиокарты.

Далее рассмотрим результаты эксперимента по позиционированию предложенным методом с использованием фильтра Калмана.

Для увеличения точности позиционирования координаты соответствующих точек на траектории попадают на вход фильтра Калмана [12, 13], что позволяет построить полноценную траекторию движения объекта независимо от скорости и количества точек доступа.

Анализ графика распределения ошибок при фильтрации (рисунок 9) показывает, что пиковое количество ошибок находится в пределах 0,75 метров, что в сравнении с позиционированием по *RSSI* является лучшим результатом. Реализация более сложного фильтра Калмана [14, 15] позволит незначительно увеличить точность, но потребует большей вычислительной мощности, а также внедрения методик машинного обучения.

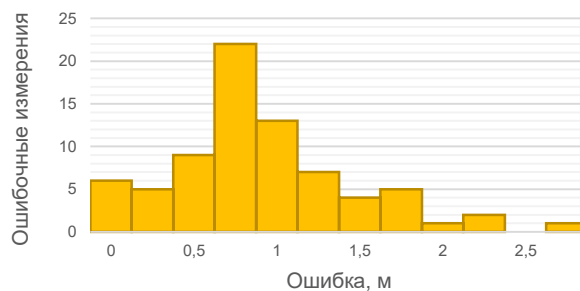


Рис. 9. График распределения ошибок при фильтрации

При анализе сформированной траектории передвижения (рисунок 10) необходимо отметить, что в некоторых случаях имеет место пересечение стен, что неприемлемо для позиционирования внутри помещений.

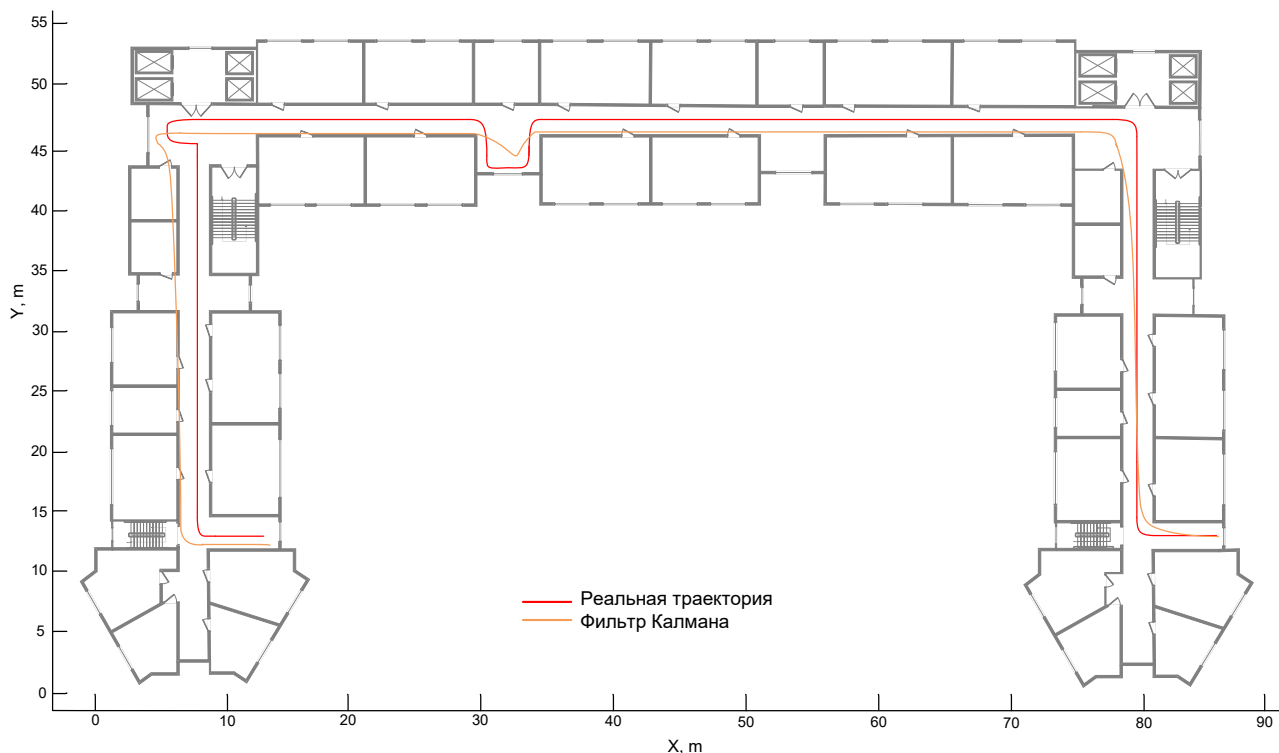


Рис. 10. Позиционирование объекта с использованием фильтра Калмана

Тем не менее, траектория, спрогнозированная предложенным методом совместного позиционирования *RSSI* и ИНС, дает возможность однозначно определить путь следования пользователя даже при резком изменении направления движения.

ТАБЛИЦА 2. Результаты позиционирования по ИНС, *RSSI* и фильтру Калмана

Номер теста п/п	СКО ИНС, м	СКО <i>RSSI</i> , м	СКО Фильтр Калмана, м
1-10	0,73	1,06	0,80
10-20	0,79	0,97	0,78
20-30	0,79	1,03	0,87
30-40	1,87	0,91	0,70
40-50	1,78	0,90	0,69
50-60	1,73	1,00	0,97
60-70	1,1	0,91	0,85
70-80	2,87	1,01	0,86
Среднее значение	2,07	0,97	0,81

Итоговые результаты позиционирования по всем трем методам приведены в таблице 2. Всего было проведено порядка 80 измерений в реальных условиях. В таблице сформированы усредненные СКО последовательно по 10 измерениям.

Точность инерциальной навигационной системы составила 2,07 м. Такая погрешностью для позиционирования внутри помещений чрезмерно велика. Тем не менее, информация о направлении и скорости движения пользователя позволяет формировать траекторию его движения с большей достоверностью.

Точность позиционирования *RSSI* составила 0,97 м, что является неплохим результатом внутри помещений, в то же время в случае движущегося объекта однозначно определить местоположение невозможно.

Точность позиционирования метода одновременной обработки ИНС и *RSSI* с применением фильтра Калмана составила 0,81 м. Таким образом,

точность позиционирования увеличилась на 15 % по сравнению с применением метода *RSSI*. В то же время применение фильтра Калмана позволило предсказать траекторию движущегося объекта.

Заключение

Полученные результаты эксперимента по разработке метода одновременного использования ИНС и *RSSI* подтверждают правомерность данного подхода к решению проблемы позиционирования подвижных объектов внутри помещения.

Анализ результатов позиционирования по инерциальной навигационной системе (точность составляет около 2 м) позволяет сделать вывод о том, что отдельное применение ИНС для локализации пользователя невозможно, так как требует идеальных начальных условий (фиксирования положения датчика). Вместе с тем, инерциальная навигационная система применима для формирования базы радиокарты.

Экспериментальная проверка метода позиционирования пользователя по *RSSI* выявила нецелесообразность его использования для движущегося объекта, так как частота регистрации значений слишком мала. В свою очередь применение ИНС позволяет нивелировать этот недостаток.

Одновременное использование обоих методов увеличило точность позиционирования на 15 %, при этом применение фильтра Калмана дает возможность определить траекторию движения пользователя с большей точностью. Кроме того, в данном случае сбор первичных данных не требует значительных временных затрат в отличие от классического метода составления радиокарты.

Дальнейшие исследования полагается связать с реализацией и моделированием более совершенного фильтра Калмана [16, 17], для обеспечения возможности распознавания границ и объектов на карте. Также целесообразно проанализировать результаты статистически с помощью границы Крамера-Пао [18].

Благодарности

Выражаем благодарность за помощь в разработке программного обеспечения и проведении эксперимента нашему коллеге – Дмитриеву П.Д., аспиранту Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича.

Список используемых источников

1. Silvers M., Fokin G., Dmitriev P., Kireev A. Indoor Positioning in WiFi and NanoLOC Networks // Lecture Notes. Comp. Sciences. 2016. Vol. 9870. PP. 465–476.
2. Woodman O.J. An Introduction to Inertial Navigation. Rep. № UCAM-CL-TR-696. University of Cambridge. Computer Laboratory. 2007.
3. Jimenez A.R., Seco F., Prieto C., Guevara J. A Comparison of Pedestrian Dead-Reckoning Algorithms Using a Low-Cost MEMS IMU. Intelligent Signal Processing. IEEE. 2009. PP. 37–42.
4. Marquardt, D. An Algorithm for Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters // SIAM Journal Applied Math. 1963 Vol. 11. PP. 431–441.
5. InvenSense's 6-axis Family of Motion Sensors. URL: <https://www.invensense.com/products/motion-tracking/6-axis/>
6. Matlab mobile. URL: <https://www.mathworks.com/products/matlab-mobile.html>
7. MATLAB Support Package for Apple iOS Sensors. URL: <https://www.mathworks.com/videos/matlab-mobile-overview>

8. Gonzalez R., Mahulea C., Kloetzer M. A Matlab-based Interactive Simulator for Teaching Mobile Robotics // Proc. IEEE Int. Conf. on Automation Science and Engineering. 2015. PP. 310–315.
9. Zhongyu G., et al. A Comparison of ZUPT Estimation Methods for Inertial Survey Systems // Journal of Chinese Inertial Technology. 1995. Vol. 2. PP. 24–29.
10. Liu Y., et al. Step Length Estimation Based on D-ZUPT for Pedestrian Dead-Reckoning System // Electronics Letters. 2016. Vol. 52. Iss. 11. PP. 923–924.
11. Julier S.J., Uhlmann J.K. A New Extension of the Kalman Filter to Nonlinear Systems // Proc. Int. Symp. Aerospace/Defense Sensing, Simul. and Controls. 1997. Vol. 3. Iss. PP. 182–193.
12. Grewal M.S. Kalman filtering. International Encyclopedia of Statistical Science. Springer, Berlin, Heidelberg. 2011. PP. 705–708.
13. Haykin S.S., et al. Kalman Filtering and Neural Networks. New York: Wiley, 2001. P. 304.
14. Ahmadi H., Bouallegue R. Exploiting Machine Learning Strategies and RSSI for Localization in Wireless Sensor Networks: A Survey // Proc. 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC). 2017. PP. 1150–1154.
15. Sivers M., Fokin G., Dmitriev P., Kireev A. Wi-Fi Based Indoor Positioning System Using Inertial Measurements // Lecture Notes. Comp. Sciences. 2017. Vol. 10531. PP. 734–744.
16. Krakiwsky E.J., Harris C.B., Wong R.V.C. A Kalman Filter for Integrating Dead Reckoning, Map Matching and GPS Positioning // Proc. Position Location and Navigation Symposium. Record. Navigation into the 21st Century (PLANS'88). 1988. PP. 9–46.
17. Song Y., Grizzle J.W. The Extended Kalman Filter as a Local Asymptotic Observer for Nonlinear Discrete-Time Systems // Proc. American Control Conference. 1992. PP. 3365–3369.
18. Киреев А.В., Федоренко И.В., Фокин Г.А. Оценка точности позиционирования объекта с помощью границы Крамера-Рао // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. №. 2. С. 77–83.

* * *

ACCURACY EVALUATION OF LOCAL POSITIONING BY RADIOMAP BUILDING AND INERTIAL NAVIGATION SYSTEM

A.V. Kireev^{1*}, G.A. Fokin¹

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

Article info:

Article in Russian

For citation: Kireev A.V., Fokin G.A. Accuracy Evaluation of Local Positioning by Radiomap Building and Inertial Navigation System // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 54–62.

Annotation: Article is devoted to the proposed method for constructing radiomaps of received Wi-Fi signal levels and inertial navigation signals from the built-in sensors of microelectromechanical devices. Experimental estimation of the positioning accuracy of the mobile device indoors using radio levels of the received levels and built-in inertial navigation systems is performed. The experiment was conducted in the expanded Wi-Fi network of SPbGUT and showed the possibility of increasing the positioning accuracy by 15 % in case of combining Wi-Fi signal and inertial navigation in comparison with the known method of radiomap building.

Keywords: positioning, simulation modelling, radiomap, inertial navigation system.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МИРОВОГО ЦИФРОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ В ФОРМАТЕ DRM

Ю.А. Ковалгин¹, В. Сантуш^{1*}

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

*Адрес для переписки: svirgilio5@gmail.com

Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Ковалгин Ю.А., Сантуш В. Результаты экспериментального исследования мирового цифрового радиовещания в формате DRM // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 63–69.

Аннотация: *Обобщены результаты экспериментального радиовещания в формате DRM в мире, опубликованные национальными администрациями стран в отчетах и рекомендациях ITU-R. На основе их анализа сформулированы условия комфортного прослушивания звуковых программ, требования к оборудованию, необходимые для выполнения этого условия. Приведен перечень программного обеспечения, рекомендуемого для применения при частотном планировании сетей цифрового радиовещания.*

Ключевые слова: *цифровое радиовещание, формат DRM, диапазоны НЧ, СЧ, ВЧ, результаты экспериментального исследования.*

В связи с переходом на цифровые технологии многие страны мира проводили экспериментальное радиовещание в формате DRM (от англ. *Digital Radio Mondiale*) для подтверждения заявленных в стандарте характеристик, уточнения параметров передающего и приемного оборудования, разработки и принятия нормативных документов, регламентирующих его работу, а также и для накопления опыта эксплуатации сетей цифрового радиовещания (ЦРВ) в данном формате.

Изучение отчетов международного союза электросвязи (МСЭ, ITU-R) позволило обобщить сведения, полученные в ходе выполнения этих работ, в таблице 1. Здесь, кроме перечня стран, где выполнялось экспериментальное радиовещание в формате DRM, указаны значения центральных частот радиоканалов, мощности передатчиков, а также отсылки к отчету, представленному национальными администрациями в ITU-R. Наибольшая часть исследований, посвященных изучению возможностей передачи и приема сигналов ЦРВ в формате DRM, проводилась с 2005 по 2012 годы, при этом их большая часть выполнена в диапазоне СЧ, несколько меньшая часть – в диапазоне НЧ и наименьшая часть – в диапазоне ВЧ.

Результаты исследования показали, что сигнал DRM уверенно принимается при 100 % декодиро-

вании звуковых блоков на расстояниях от радиостанции до 440 км (Германия, частота 1485 кГц), до 887 км (Франция, частота 999 кГц), до 708 км (Испания, частота 1359 кГц), до 1630 км (Россия, частота 526 кГц). Экспериментальное радиовещание проводилось девятью радиостанциями, работающими в диапазоне СЧ на частотах: 693 кГц (Италия, мощность передатчика 0,1...100 кВт); 855 кГц и 909 кГц (Германия, мощности передатчиков 0,1...150 кВт и 0,1...100 кВт); 999 кГц (Франция, мощность передатчика 100 кВт); 1296 кГц (Англия, мощность передатчика (не приведена); 1359 кГц (Испания мощность передатчика 100 кВт); 1485 кГц и 1593 кГц (Германия, мощности передатчиков 100 и 150 кВт); 1611 кГц (Италия, мощность передатчика 100 кВт). Исследования, проведенные в Испании в 2004 году с одним передатчиком мощностью 4 кВт на частоте 1359 кГц, показали, что в сельской местности в радиусе до 100 км для 83...100 % точек измерения в зависимости от режима помехоустойчивости с вероятностью 0,98 возможен уверенный радиоприем сигнала DRM.

Кроме отчетов, представленных национальными администрациями, авторами также были изучены комментарии по оценке качества приема этих сигналов слушателями, опубликованные на соответствующих сайтах: www.drmtx.org/forum и www.transradio.de/ru.

ТАБЛИЦА 1. Общие сведения об экспериментальном радиовещании в формате DRM в мире

Страна / город / год / радиостанция	Диапазон частот / центральная частота радиоканала, кГц	Мощность передатчика, кВт	Соответствие стандарту	Публикации / доп. требования к оборудованию
Ю. Африка / Претория / 2015	НЧ / 296 СЧ / 1 440	0,1...100	Да	[1, 2] / Нет
Нигерия / Абуджа / 2012	НЧ / 299	0,1...150	Да	[1] / Нет
Россия / Моск. область / 2012	СЧ / 526 НЧ / 153	0,1...60	Да	[1, 3] / Да [6]
Франция / Париж / 2009-2011	СЧ / 999	0,1...100	Да	[1, 4, 5] / Нет
Испания / Мадрид / 2005	СЧ / 1359	0,1...100	Да	[6] / Нет
Италия / Ватикан / 2007 / Радио Санта-Мария	СЧ / 7320 СЧ / 1611	0,1...100	Да	[1, 7] / Нет
Германия / Ораниенбург, Донебах / 2005	НЧ / 177 СЧ / 1485 СЧ / 1593	0,1...150	Да	[1, 4, 5] / Нет
Индия / Раджкоте / 2013	СЧ / 1368	0,1...200	Да	[2, 4, 5, 7] / Нет
Индия / Нангли и Дели / 2008	СЧ / 666	0,1...100	Да	[2, 4] / Нет
Дания / Калундборг / 2008-2009	НЧ / 243	0,1...200	Да	[4, 5] / Нет
Украина / Киев / 2013	НЧ / 243	0,1...150	Да	[1, 8] / Нет
Мексика / Истапалапа / 2006	СЧ / 1060	0,1...100	Да	[1] / Нет
Италия / Милан / 2007	СЧ / 692	0,1...200	Да	[9, 10] / Нет
Вьетнам / 2007	СЧ / 666	0,1...500	Да	[11] / Нет

При экспериментах измерялись напряженность электромагнитного поля, уровень атмосферных шумов и промышленных помех, отношение сигнал-шум (ОСШ, дБ), оценивались условия, когда качество радиоприема считается слушателями комфортным, рассчитывался с применением рекомендуемого ITU-R программного обеспечения радиус зоны обслуживания передатчика. При этом определяющими факторами для качественного радиоприема были, как и следовало ожидать, уровень промышленных помех и атмосферных шумов, мощность передатчика и, в конечном итоге, значение отношения сигнал-шум в месте радиоприема.

Полученные в разных странах результаты можно обобщить по следующим позициям.

Во-первых, исследователями подтверждены основные характеристики системы DRM, заявленные в стандарте (в частности, величины ОСШ, необходимые для успешного декодирования DRM-сигнала в точке радиоприема для разных уровней защиты).

Во-вторых, цифровое радиовещание по технологии DRM обеспечивает больший охват территории с лучшим качеством аудиоконтента при использовании меньшей мощности передатчиков по сравнению с традиционным аналоговым радиовещанием с амплитудной модуляцией.

В-третьих, в ряде случаев уровень промышленных шумов и помех, проводимость почвы отличались от значений, опубликованных в рекомендациях ITU-R [12, 13, 14]. Например, уровни промышленных радиопомех в Мехико [12] на 40 дБ превышали данные, имеющиеся в рекомендациях ITU-R. В ряде населенных пунктов Италии [9, 15] также имеет место больший уровень промышленных радиопомех, чем по данным ITU-R. Учитывая, что прием сигнала DRM носит пороговый характер, при выборе мощности передающих станций и расчете зон обслуживания необходимы дополнительные измерения фактического уровня промышленных помех, атмосферных шумов и проводимости почвы для подтверждения и уточнения данных, имеющихся в соответствующих рекомендациях ITU-R. Заметим, что уменьшение ОСШ от значения порога всего лишь на 1 дБ вниз приводит к прекращению приема DRM-сигнала.

В-четвертых, определен критерий комфортного прослушивания и установлено, что прием сигнала DRM-радиостанции не вызывает отторжения у слушателей, если процент правильно декодированных звуковых блоков составляет не менее 98 % от их общего числа; данный критерий можно считать условием качественного радиоприема; этот вывод подтверждается данными таблицы 2 [4]. Заметим также, что в качестве другого критерия уверенного радиоприема принято значение вероятности появления ошибки не более чем 10^{-4} .

ТАБЛИЦА 2. Качество радиоприема сигнала DRM для различных значений напряженности поля и ОСШ

Расположение места радиоприема	Напряженность поля, дБмкВ/м	Значение ОСШ, дБ	Доля правильно принятых звуковых блоков, %
1. Индия (STIT)	81,67	30,37	100
2. Индия (Park)	74,63	33,49	100
3. Индия (Gandhi Monument)	75,56	27,01	100
4. Индия (NBH)	72,58	23,48	100
5. Испания, Мадрид	92,83	13,97	98
6. Мексика	83,65	14,17	100
7. Мексика	99,25	16,20	98
8. Россия, Москва	50,70	19,7	98

В-пятых, исследования, выполненные в Мексике [12] с передатчиком мощностью 1,25 кВт, показали, что для качественного радиоприема без прерывания звука (при 100 % декодировании звуковых блоков) в точке радиоприема требуется значение ОСШ не менее 17 дБ, что подтвердило сведения, приведенные в стандарте.

В-шестых, для частотного планирования и при расчете зон обслуживания передатчиков в диапазоне СЧ [12] предлагается использовать значения

напряженности поля, равные 45 дБмкВ/м для поселений с числом жителей менее 1000 человек и 53 дБмкВ/м – более 1000 человек. По данным [9, 15] в диапазоне НЧ в крупных мегаполисах уровень промышленных помех доходит до 70 дБмкВ/м, а в диапазоне СЧ – до 60...70 дБмкВ/м.

В качестве примера на рисунках 1 и 2 показаны кривые изменения напряженности поля DRM-передатчиков, работающих в разных частотных каналах в Германии и в России.

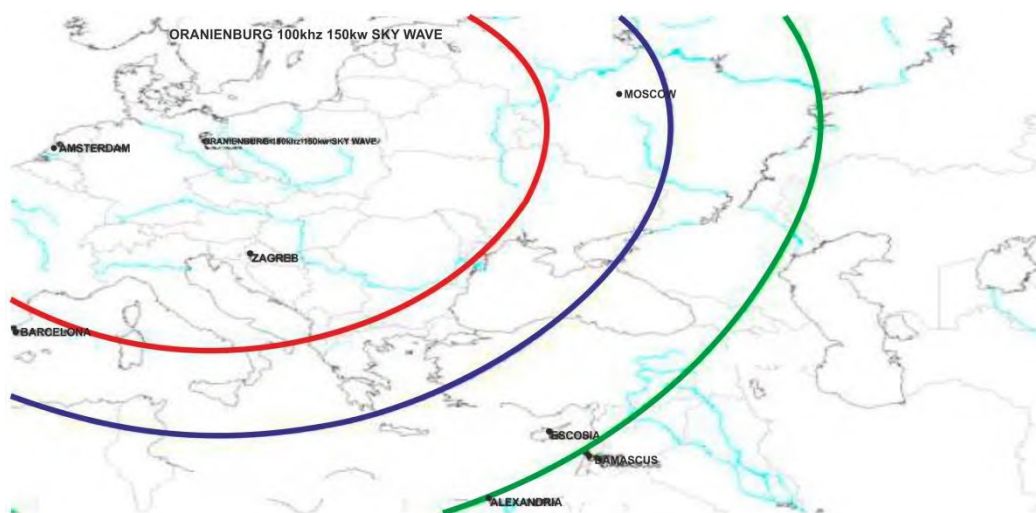


Рис. 1. Расчет напряженности поля для передатчика DRM мощностью 150 кВт, работающего на частоте 180 кГц (Германия, г. Ораниенбург, ночное время): зеленая кривая соответствует напряженности поля 50 дБмкВ/м, синяя – 55 дБмкВ/м, красная – 60 дБмкВ/м

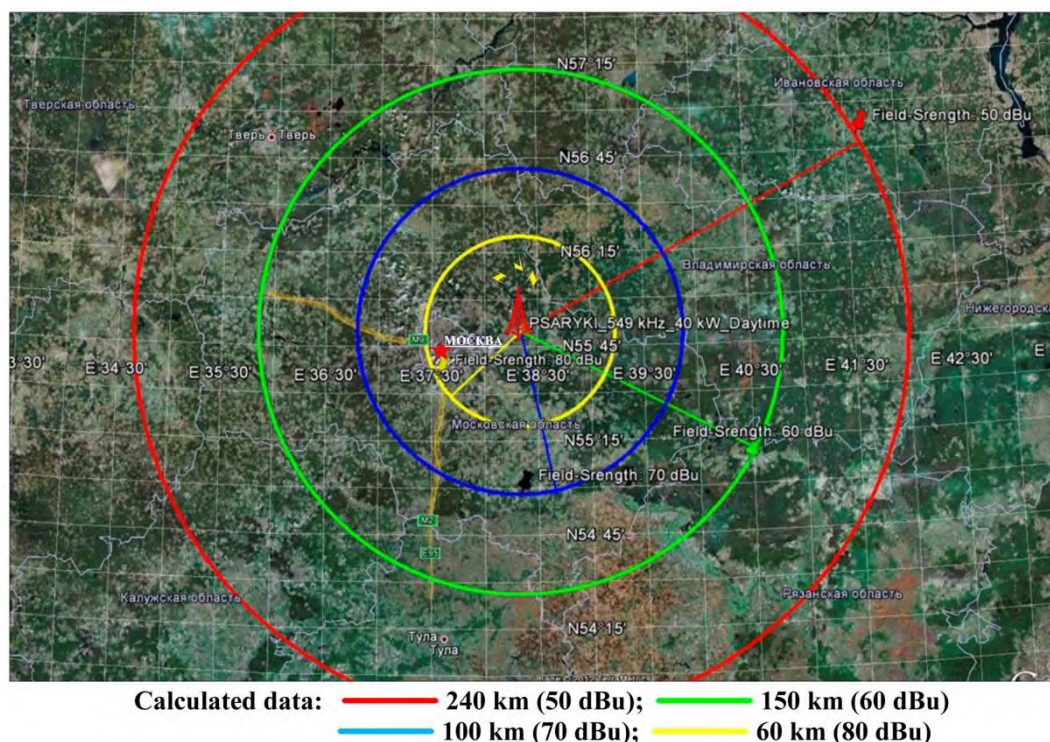


Рис. 2. Расчет напряженности поля передатчика DRM мощностью 549 кВт (Россия, г. Москва, дневное время): 80 дБмкВ/м на расстоянии 60 км (возможен прием в городе); 70 дБмкВ/м – 100 км (гарантированный прием в сельской местности); 60 дБмкВ/м – 150 км (надежный прием во всех местах, но не гарантированное 98 % декодирование звуковых блоков в течение года); 50 дБмкВ/м – 240 км (прием в отдельных «тихих» местах и без гарантированного декодирования). В северо-западном направлении на краю зоны обслуживания возможны взаимные помехи от передатчика (549 кГц), расположенного на расстоянии 625 км

Расчет кривых напряженности поля для двух передатчиков (см. рисунок 2) выполнен с использованием специализированного программного обеспечения «LFMFLOT»; при расчетах проводимость почвы была принята равной 3 мСм/м, а диэлектрическая проницаемость, соответственно, 10.

Цифровые сети передачи программ радиовещания отличаются от аналоговых, как известно, наличием порога при радиоприеме, что требует более тщательного их планирования для обеспечения надежности и стабильности работы. По этой причине при частотном планировании необходимо более тщательно учитывать статистические характеристики распространения радиоволн и уровни распределения шумов и помех в точке радиоприема. В стандарте на систему DRM [16, 17] предлагаются две возможные модели распространения радиоволн, характеризующие радиоканал [18, 19]:

- первая модель предполагает наличие в месте радиоприема только земной волны, что имеет место в течение дня в диапазонах НЧ и СЧ [18, 20];
- вторая модель учитывает наличие земной и ионосферной волн, что имеет место в ночное время в диапазонах НЧ и СЧ [20].

При расчетах для земной и ионосферной волн необходим также учет сезонных изменений напряженности поля [20, 21]. Заметим, что условия распространения ионосферной волны сложнее: для нее необходимо учитывать суточные и краткосрочные изменения в полевых условиях, а также потери с учетом влияния солнечной активности [19, 20, 22]. Интенсивность атмосферного шума должна учитываться даже тогда, когда его уровень превысил среднее значение в 2 % времени в течение часа [13, 19].

Напряженность поля DRM-сигнала [16] может быть вычислена традиционными методами, но для условия, при котором обеспечивается возможность правильного декодирования не менее чем 98 % звуковых блоков. Требуемые для ком-

фортного прослушивания значения ОСШ при радиоприеме зависят от вида модуляции поднесущих частот, выбранной скорости кода и условий распространения радиоволн, то есть выбранной модели радиоканала (см. таблицы 3 и 4).

ТАБЛИЦА 3. Требуемое для комфортного прослушивания значение ОСШ при наличии только земной волны

ВМ	УЗ	СК	Режим устойчивости / уровень защиты (полоса частот радиоканала, кГц)			
			A/0(4,5) A/1(5)	A/2(9) A/3(10)	B/0(4,5) B/1(5)	B/2(9) B/3(10)
16- QAM	0	0,5	8,8	8,6	9,5	9,3
	1	0,62	10,9	10,7	11,5	11,3
64- QAM	0	0,5	14,3	14,1	14,9	14,7
	1	0,6	15,8	15,3	16,2	15,9
	2	0,71	17,5	17,1	17,9	17,7
	3	0,78	19,2	18,7	19,5	19,3

Условные обозначения: ВМ – вид модуляции поднесущих частот; УЗ – уровень защиты; СК – скорость кода

ТАБЛИЦА 4. Требуемое для комфортного прослушивания значение ОСШ при наличии комбинации земной и ионосферной волн

ВМ	УЗ	СК	Режим устойчивости / уровень защиты (полоса частот радиоканала, кГц)			
			A/0(4,5)	A/2(9)	B/1(5)	B/3(10)
16- QAM	0	0,5	9,8	9,4	10,3	10,2
	1	0,62	12,7	12,5	13,2	13,1
64- QAM	0	0,5	15,2	14,9	15,8	15,6
	1	0,6	16,6	16,3	17,3	16,9
	2	0,71	19,7	19,2	20,4	19,7
	3	0,78	22,9	22,0	22,8	22,3

В России был проведен целый комплекс работ по заказу ФГУП РТРС [23, 24, 25], связанных с внедрением стандарта DRM. Большая их часть выполнена при непосредственном участии или под руководством О.В. Варламова [26]. В его работах сформулированы дополнительные требования к передающему и приемному оборудованию, необходимые для успешной эксплуатации данного стандарта ЦРВ [3, 20, 26, 27, 28, 29]; эти требования приведены в таблицах 5 и 6.

ТАБЛИЦА 5. Дополнительные требования к оборудованию передающего тракта системы DRM

Полоса частот радиоканала	Частота дискретизации звукового сигнала	Полоса частот в канале звука с SBR / без SBR	Стандарт кодирования и область его применения	Диапазон воспроизводимых частот звукового давления всего тракта при неравномерности частотной характеристики звукового давления 14 дБ, Гц (не уже):		
				Норма для аппаратов групп сложности		
кГц	кГц	Гц		0	1	2
4,5	16 (8)	50–10000 / 50–7000	MPEG-4 CELP Используется в каналах с большим уровнем помех, при одновременной передаче AM- и DRM- сигналов	80–12500	125–1000	200–10000 (стерео) 315–6300 (моно)
5		50–7000 / 100–3800				
9	24 (12)	20–15000 / 50–10000	MPEG-4 AAC Перспективное звуковое кодирование, включающее средства повышения помехоустойчивости для монофонического и стереофонического радиовещания			
10		50–10000 / 100–6000				
18	Такие же, как при ширине полосы радиочастот 9 и 10 кГц		Используется для организации 2-х высококачественных радиоканалов, передачи стереосигнала, дополнительных сервисов			
20						

ТАБЛИЦА 6. Требования к DRM-приемникам различных групп сложности

1. Чувствительность в диапазонах частот (не хуже):	ДВ	СВ	КВ1 (2,3–6,2 МГц)		КВ2 (6,2–27 МГц)	
Измерения по напряженности поля для носимых приемников со встроенными антеннами, дБмкВ/м	46	40	32		28	
Измерения с эквивалентом антенны № 1 для носимых приемников, дБмкВ/м	68	62	54		50	
Измерения с эквивалентом антенны № 2 для носимых приемников, дБмкВ/м	37	31	23		19	
Для автомобильных и стационарных приемников, дБмкВ/м	8	8	8		8	
2. Динамический диапазон, дБ	84	90	80		80	
3. Избирательность по соседнему каналу	Частотный интервал, кГц		Подавление для всех диапазонов частот (не менее), дБ			
1 канал	9/10		25			
2 канала	18/20		35			
3 канала	27/30		45			
4 канала и более	≥ 36/40 и < 400		50			
Удаленные каналы	≥ 400		≥ 60			
4. Подавление со-канального АМ-сигнала	Более 60 дБ					
5. Динамический диапазон по блокированию	Более –5 дБ					
6. Интермодуляционные искажения	Не менее минус 40 дБ от уровня принимаемого сигнала для частот, отстоящих на 200 и 400 кГц от принимаемого сигнала					
7. Требуемое для декодирования ОСШ в различных каналах распространения (не более), дБ	Номер канала распространения и номер тестового набора					
	1	2	3	4	5	6
	21	22	31	26	20	25
8. Задержка начала декодирования сигнала в различных каналах распространения при заданном ОСШ, дБ:	26	27	39	31	25	30
9. Задержка начала декодирования (не более), мс	3200		4000			

В частности, в России, включая территорию Москвы, была создана зона экспериментального радиовещания в формате DRM. При этом измерялись напряженность электромагнитного поля, уровни шума в городской застройке, внутри зданий городской застройки и в сельской местности, затухание сигнала, отношение сигнал-шум, мощности передатчиков, необходимые для обеспечения условий комфортного прослушивания [25].

Кроме того изучались возможности создания локальных синхронных сетей, включая и полосу частот 25,67...26,10 МГц. Все это позволило разработать практические рекомендации по созданию локальных синхронных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM в крупных городах. По результатам этих работ, выполненных в Московской области, была создана зона синхронного радиовещания с использованием двух передатчиков, расположенных в городах Краснодар (30 кВт) и Калининград (15 кВт) [3, 18, 23].

Качество приема сигнала ЦРВ сравнивалось с FM-радиовещанием диапазона ОВЧ. Это, пожалуй, наиболее полные и комплексные исследования характеристик и возможностей ЦРВ стандарта DRM, подтвердившие преимущества данного стандарта. Они могут быть положены в основу частотного планирования и стратегии перехода к цифровому радиовещанию. Важно, что применение синхронных сетей ЦРВ существенно экономит радиочастотный ресурс.

При прогнозировании требуемой напряженности электромагнитного поля следует, прежде всего, учитывать рекомендации ITU-R, а также опыт, накопленный разными странами в этой области, включая и результаты расчетов зон обслуживания передатчиков. В таблице 7 приведены рекомендации ITU-R для прогнозирования напряженности поля ионосферной и земной волн разных регионах мира [31]; кривые, приведенные в рекомендациях ITU-R P.368 и P.1147, получены с использованием компьютерной программы GRAWE.

ТАБЛИЦА 7. Рекомендации ITU-R для прогнозирования характеристик распространения радиоволн в диапазонах НЧ, СЧ, ВЧ

№	Наименование	Рекомендация ITU-R	Диапазон частот	Тип волны
1.	Прогнозирование характеристик напряженности поля в диапазоне НЧ (до 150 кГц)	ITU-R P.684-7	НЧ	Ионосферная
2	Прогнозирование характеристик напряженности поля в диапазонах НЧ, СЧ (150...1700 кГц)	ITU-R P.1147-4	НЧ, СЧ	Ионосферная
2.	Прогнозирование характеристик напряженности поля в диапазоне ВЧ (2...30 МГц)	ITU-R P.533-13	ВЧ	Ионосферная
3.	Эталонные характеристики ионосферы, разработанные МСЭ-R	ITU-R P.1239-3	СЧ	Ионосферная
4.	Метод расчета напряженности поля при распространении посредством спорадического слоя E	ITU-R P.534-5	Верхняя часть диапазона ВЧ, ОВЧ	Ионосферная
5.	Кривые распространения земной волны (10 кГц ...30 МГц)	ITU-R P.368-9	НЧ, СЧ, ВЧ	Земная

Заключение

1) Международным союзом электросвязи (ITU-R) рекомендованы для применения в диапазонах с амплитудной модуляцией (AM) две системы цифрового радиовещания – это DRM (режимы работы A,B,C,D) и IBOC HD Radio AM. Для более активного продвижения первой технологии создан DRM-консорциум. Экспериментальное радиовещание в формате DRM проведено уже во многих странах: Мексике, Индии, Украине, Германии, Нигерии, Южной Африке, Италии, России, Швейцарии, Франции, Англии, Швеции, Испании и Дании. Полученные при этом результаты представлены как вклады национальных администраций в виде отчетов и рекомендаций ITU-R, а также и в форме обсуждений на форумах в сети интернет. Наиболее существенная часть полученных при этом результатов относится к диапазонам НЧ и СЧ, существенно меньшая часть – к диапазону ВЧ.

2) Тщательный анализ результатов, полученных исследователями в ходе экспериментов по применению технологии DRM в радиовещании, подтвердили характеристики системы DRM, заявленные в стандарте. В отчетах национальных администраций отмечено, что применение технологии DRM создает комфортные условия при прослушивании радиопрограмм благодаря более высокому качеству аудиоконтента и отсутствию слышимых при приеме помех. Немаловажным фактором является также возможность использования стандарта DRM для оповещения населения в условиях чрезвычайных ситуаций, это также удобное и надежное средство при гражданской обороне.

3) Учитывая, что прием программ ЦРВ носит пороговый характер, особое внимание исследователей было обращено на выявление условий, при

которых обеспечивается надежность и качество приема звуковых программ. В результате измерений было установлено, что уровни промышленных и атмосферных шумов, суточные и сезонные изменения условий распространения радиоволн, приводимые в действующих рекомендациях ITU-R, часто не соответствуют фактическим значениям, т. е. нуждаются в уточнении. Это необходимо иметь в виду при выборе архитектуры построения сети ЦРВ, частотном планировании и расчете зон обслуживания отдельных передатчиков; важно, что изменение же самих методик расчета не требуется.

4) Передающее оборудование системы DRM, включающее контент-сервер, модулятор, радиочастотный усилитель мощности, контрольно-измерительное оборудование и программное обеспечение для управления передающим комплексом оборудования, серийно выпускается многими фирмами. Что же касается приемников, то их выбор на рынке пока, к сожалению, крайне ограничен, хотя вся элементная база для их массового производства имеется. Последнее, несомненно, затрудняет быстрое распространение технологии ЦРВ, но это лишь вопрос времени.

5) Применение технологии DRM в радиовещании особенно оправдано в странах с большой территорией и неравномерным распределением населения; в настоящее время сигнал DRM регулярно транслируется в мире радиостанциями с мощностью от 18 до 200 кВт. Значительный интерес к стандарту DRM отмечен в Африканском и Тихоокеанском регионах, в таких странах, как Нигерия, Замбия, Мозамбик, Алжир, Ботсвана и Южная Африка. В качестве национального стандарта он принят уже в трех странах, а именно: Индия, Танзания, Намибия. Аналогичное решение для диапазонов НЧ, СЧ и ВЧ принято также и в России.

Список используемых источников

1. Report ITU-R BS.2384-0 (07/2015). Implementation Considerations for the Introduction and Transition to Digital Terrestrial Sound and Multimedia Broadcasting / BS Series. Broadcasting service (sound).
2. DRM – Digital Radio Mondiale Delivers for all. HFCC 21-25. Cape Town, South Africa. 2017.
3. Report ITU-R doc. 6/228-E. Measurements of DRM Coverage Area in the Medium Frequency Band in the Day-Time, Night-Time and in the Fading Zone. Russian Federation. 2013.
4. Forum's material DRM. URL: www.drmtx.org/forum
5. Material from the network DRM. URL: <http://www.drm.org>
6. Report ITU-R doc. 6E/175 (2005). Digital Radio Mondial (DRM). Daytime MW tests.
7. Report ITU-R, doc. 6D/10-E (2008-03). Digital Radio Mondiale (DRM), Asia-Pacific Broadcasting Union (ABU). Results of DRM Trials in New Delhi: Simulcast Medium Wave, Tropical Band, Nvis and 26 MHz Local Broadcasting.
8. Material from radioactivity. URL: <http://alokeshgupta.blogspot.ru/2013/04/first-drm-test-from-ukraine.html>
9. Report ITU-R Contribution SG6/353 (2007-04). DRM Test in the MF Band in Italy.
10. Report ITU-R doc. 6E/199-E (2002-03). Digital Radio Mondiale (DRM). DRM Simulcast Teste Port to ITU-R V1.0 – 20/02/02 (Including Simulcast Test Plan and Available from Laboratory Test Simulcast Reference Values).
11. Report ITU-R doc. WP6E: Contributions: 390. DRM medium wave reception tests in Vietnam. ABU, 2006.
12. Report ITU-R, doc. 6E/403-E. (2006-08) Digital Radio Mondiale (DRM). MW Simulcast Tests in Mexico D.F.
13. Rec. ITU-R.P.372-11 (09/2013). Radio noise.
14. Varlamov O.V. The Radio Noise Effect on the Coverage Area of DRM Broadcast Transmitter in Different Regions // T-Comm. 2015. № 2. PP. 90-93.
15. Report ITU-R doc.6E/460-E (2007-4). DRM Day Time MW Tests for Frequencies Below 1 MHz.
16. Rec. ITU-R P.1321 (02/2007). Propagation Factors Affecting Systems Using Digital Modulation Techniques at LF and MF.

17. Rec. ITU-R.P.368-9 (2007). Ground-Wave Propagation Curves for Frequencies between 10 kHz and 30 MHz.
18. Rec. ITU-R BS.1615-1 (05/2011). Planning Parameters for Digital Sound Broadcasting at Frequencies Below 30 MHz.
19. Варламов О.В. Особенности частотно-территориального планирования сетей радиовещания DRM диапазонов НЧ и СЧ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. № 9. С. 43-46.
20. Варламов О.В. Разработка требований к приемному оборудованию сетей цифрового радиовещания стандарта DRM // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. № 9. С. 39-42.
21. Rec. ITU-R P.1321-5 (07/2015). Propagation Factors Affecting Systems Using Digital Modulation Techniques at LF and MF.
22. DRM – Digital Radio Mondiale Delivers for all. HFCC 21-25. Cape Town, South Africa. 2016.
23. Material DRM. <http://www.drm.org/russia-drm-in-sw-offers-unique-potential-for-national-coverage>
24. Варламов О.В. Способ организаций глобальной сети цифрового радиовещания в диапазоне ДВ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. № 5. С. 63-68.
25. Постановление Правительства РФ от 3 декабря 2009 г. № 985 «О федеральной целевой программе «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009-2015 годы».
26. Варламов О.В. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации: автореф. дис. ... докт. техн. наук: 05.12.04. М., 2017. 36 с.
27. ETSI ES 201 980. Digital Radio Mondial (DRM). System Specification. V3.1.1.
28. ГОСТ 5651-98. Аппаратура радиоприемная бытовая. Общие технические условия.
29. ГОСТ 9783-88. Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Методы электрических высокочастотных измерений.
30. Материалы Комиссии РСС по регулированию использования радиочастотного спектра и спутниковых орбит. Док. РГ РВ/06/249. Внедрение цифрового звукового вещания в полосах ниже 30 МГц. Отчет Рабочей группы по радиовещанию от 29.01.2016.
31. Material from the network ITU-R. URL: <http://www.itu.int/en/ITU-R/study-groups/rsg3/Pages/iono-tropo-spheric.aspx>

* * *

THE RESULTS OF EXPERIMENTAL RESEARCH OF DIGITAL RADIO BROADCASTING CHARACTERISTICS IN DRM FORMAT IN THE WORLD

Y. Kovalgin¹, V. Santos¹

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

Article info:

Article in Russian

For citation: Kovalgin Y., Santos V. Results of Experimental Research of Digital Radio Broadcasting Characteristics in DRM Format in the World // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 63–69.

Annotation: *The results of experimental radio broadcasting in the DRM format in the world published by the national administrations of the countries in the reports and recommendations of ITU-R, are summarized. On the basis of their analysis, the conditions necessary for comfortable listening to sound programs, as well as the equipment requirements necessary to fulfill this condition are formulated. A list of software recommended for the use in frequency planning of digital broadcasting networks is presented.*

Keywords: *digital broadcasting, DRM format, LF, MF, HF ranges, results of experimental research.*

ОЦЕНКА ТРАФИКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ВЫСОКОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ СЕМАНТИЧЕСКИХ ПРИЗНАКОВ

Л.М. Макаров¹, С.В. Протасеня^{1*}

¹Санкт-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 519.6

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Макаров Л.М., Протасеня С.В. Оценка трафика телекоммуникационной сети в условиях высокой неопределенности обнаружения семантических признаков // Труды учебных заведений связи. 2017. Том 3. № 4. С. 70–78.

Аннотация: В материалах статьи рассмотрена проблема оперативного формирования образа потока событий, в частности, для задач оценки трафика телекоммуникационной сети в условиях высокой неопределенности обнаружения семантических признаков. Рассматриваемую проблему предложено решать методом имитационного моделирования посредством синтеза фрактальных образов, воспроизводимых в реальном масштабе времени на основе массива данных динамического потока событий.

Ключевые слова: компьютерное имитационное моделирование, фрактальные конструкции сигнала.

Успехи в сфере естественнонаучных исследований часто получают значительное развитие и понимание в компьютерной области, где широко используются фундаментальные понятия и определения математики. Типичным примером является развитие теории генетических алгоритмов, общий принцип запуска и продолжительного действия которых был изучен на многих видах живых организмов. Наличие определенных проявлений подобия дискретных процессов в различных живых системах породил идею об универсальности природной концепции формирования цепи событий. Обнаруженные явления «повторения» некоторых фрагментов из цепи прошлых событий, активизировал процесс поиска математических конструкций, составляющих основу построения образа состояний сложной динамической системы.

В этом направлении наибольшее распространение получила модель Пуассоновского процесса. Продолжительное время эта модель использовалась в решении практических задач в различных областях науки. С появлением компьютеров, в частности компьютерной техники, терминальных сетей, такая модель лишь приближенно позволяла оценить динамику смены состояний сети. Рассматривая типовые процедуры организации запросов к Серверу, появились понятия: потока со-

бытий и локальных пакетов. Введенные понятия устанавливались на основе инструментальных измерений, которые свидетельствовали, с одной стороны, о наличии подобия набора элементарных событий, а, с другой стороны, о малой эффективности Пуассоновской модели в оценке сетевого трафика.

На этот период наличие компьютеров и математических конструкций анализа обширного списка задач сформировал новые представления об исследовании потоков данных. Поиск решения задачи стал рассматриваться на поле понятий «самоподобных структур», которые в известном смысле могут позиционироваться набором математических правил построения геометрического – визуального образа. Выделяя эти аспекты анализа случайных наборов сигналов, сформировалось представление о возможности использования фрактальных форм.

Действительно, рассматривая реальные природные процессы, несложно обнаружить элементы подобия, соотносимые с целым организмом или с набором дискретных процессов, присутствующих в системе. Так, например, наблюдения за размером листьев на деревьях одного вида, выявляли подобие графических форм, соотносимых с разной продолжительностью развития зеленой

массы и, одновременно с этим, с разной скоростью образования отдельных фрагментов листа. В таком понимании отчетливо просматривался термин конгруэнтности, характеризующий соизмеримость форм, размеров или иных показателей, соотносимых с графическим образом. Оперирование графическим образом позволяет установить не только подобие нескольких процессов, вложенных в общий пакет события, но и оценить, например, соизмеримость пакетов. Во многих прикладных задачах термин конгруэнтности можно рассматривать как динамический показатель взаимной связи простых событий, входящих в пакет сообщения. Естественным развитием этих представлений стали тематические задачи в области телекоммуникации.

Такие представления хорошо согласуются с теоретической основой построения фрактальных образов. Для построения фрактального образа чрезвычайно важно наличие скейлинга – масштабной инвариантности. Фрактал, обладающий скейлингом, создается по некоторому алгоритму, посредством которого формируется математический образ процесса, объекта или явления. Такой образ отличается от привычных объектов евклидовой геометрии и обладает дробной размерностью.

Фрактальная размерность рассматривается как коэффициент, описывающий геометрически сложные формы, для которых детали являются более важными, чем полный рисунок. Фрактальная размерность отличается от обычной топологической размерности. Так, например, топологическая размерность точки соответствует единице, линии – двойке, а объема – тройке. Топологическая размерность всегда задается целым числом и постулирует возможность рассмотрения объекта с учетом пространственных параметров. В этом отношении фрактал позиционирует иной объект. Такой объект представляется возможным рассматривать в разных масштабах, которые фактически не изменяют графический образ объекта, а лишь раскрывают особенности взаимной связи элементов. То, что элементы и сам объект можно представлять в разных масштабах, принимается в качестве постулата. Применительно к области телекоммуникаций такой подход раскрывает новые возможности понимания семантической составляющей сигнала.

Термин «сигнал» располагается на одном поле понятия с такими терминами, как «данные» (*data*) и «информация» (*information*). В семантическом отношении они обладают близкими атрибутами описания, но в тоже время обладают различиями.

Формально понятие информации формируется на конкретных примерах, иллюстративных образах, отражающих многообразие окружающего пространства событий и явлений. В большей части это понятие закрепляется в научных исследовани-

ях, где требуется системно представить и пояснить сложные проявления природных процессов или модельного исследования. Обращение к моделям, способствующим и развивающим базовые познания о наблюдаемых явлениях и процессах, привнесло новые знания, благодаря компьютерным технологиям.

Для компьютерных технологий чрезвычайно важно наличие некоторого массива данных. Термин «данные» происходит от латинского *datum* – факт. Оперирование этим термином формирует понятие некоторой совокупности операций по регистрации фактов, устанавливающих наличие возможности описания некоторого события или процесса. С позиции компьютерных технологий наличие описания некоторого процесса, например, сигнала, задается амплитудно-временной зависимостью. Это условие является необходимым для фиксации исследуемого процесса, но не достаточным для анализа. Позиционирование некоторого массива данных об исследуемом процессе актуализирует проблему анализа. Анализ сигнальных форм является сложной задачей, решение которой может рассматриваться и в терминах фрактальной геометрии.

Положим, имеется начальная выборка дискретных значений сигнала заданной размерности. Идентифицируем выборку в качестве первого пакета сообщения. Следуя представлениям из фрактальной геометрии, увеличение размерности пакета сообщения должно приводить к явлению скейлинга. Проявление этого эффекта накладывает условия на алгоритм формирования пакетов: каждый последующий пакет обладает большей размерностью, чем предыдущий. Это простое и понятное условие выделяет существо проблемы построения фрактального образа, который рассматривается как сложная композиция элементов. Акцентируя внимание на создании композиционного образа из группы элементов, не забываем о явлении скейлинга. Проявление этого явления во всех возможных построениях фрактальных конструкций убедительно свидетельствует о «скрытой связи» элементов в пакете. Расширяя эти представления, постулируем о наличии связи в серии пакетов, которые образовали семантическое сообщение. Сообщение, позиционируемое серий пакетов с разной размерностью, можно идентифицировать по фрактальному образу, и только в том случае, если дискретные элементы пакетов обладают функциональной связью.

Представление о скейлинге способствует лучшему пониманию реализации, передаче и регистрации большого количества телекоммуникационных сигналов. В частности, постулируем, что для абсолютно идентичных сигналов все возможные фрактальные образы конгруэнтны, а количество образов либо конечно, либо бесконечно. В

основе этого постулата находится базовое понятие: семантическое сообщение, представленное набором пакетов, содержит дискретные элементы, обладающие внутренней функциональной зависимостью. Внутренняя структура пакета рассматривается в виде дробной цепи событий. Как правило, такая функциональная зависимость проявляется при построении фрактального образа – графического портрета.

Наличие этих представлений о фракталах позволяет говорить, о дробной размерности фрактала. Понятие о дроби, дробном числе, как некоторой части от целого числа сформировалось в математике достаточно давно. Наряду с общими представлениями о дробях, позиционируемых числителем и знаменателем, можно выделить понятие цепной дроби.

Положим, имеется два целых неотрицательных числа n и k . Также полагаем, что для любого $i \geq 1$ всегда найдется положительное число a_i , которое является элементом последовательности начинающейся с числа a_0 .

В таком случае конечная n – элементная цепная дробь представляется выражением:

$$a_0 + \frac{1}{a_1 + \frac{1}{a_2 + \frac{1}{a_3 + \dots}}} = [a_0; a_1; a_2; \dots; a_n] = S_0. \quad (1)$$

Естественно, в случае бесконечной цепной дроби имеем: $a_n = \infty$. При условии $0 \leq k \leq n$, имеем:

$$[a_0; a_1; \dots; a_k] = S_k, \quad (2)$$

что рассматривается, как часть цепной дроби, то есть исходная дробь S_0 имеет предельное значение ($a_n \neq \infty$). По аналогии введем понятие остатка цепной дроби, которое определяется выражением:

$$S_0 - S_k = S_r. \quad (3)$$

Используя введенные понятия по индукции, постулируем наличие возможности представить цепную дробь в соответствующем виде:

$$[a_0; a_1; a_2; \dots; a_n] = [a_0; r_1] = a_0 + \frac{1}{r_1}. \quad (4)$$

Такая запись означает наличие возможности позиционировать цепную дробь в виде составного элемента, содержащего целую и дробную часть.

В соответствии с установленными понятиями фрактальной геометрии можно проводить скайлинг цепной дроби, реализуемый по выражению:

$$(a_0 + \frac{1}{r_1})h = S_h, \quad (5)$$

где h – коэффициент масштабирования.

Отмечаем, что увеличение масштаба позиционирования фрактального образа способствует установлению «мелких конструктивных» особен-

ностей. Если в качестве обобщенного объекта рассматривать сообщение, представленное набором пакетов дискретных данных, то построение фрактального образа позволяет выделять особенности отдельных пакетов в общем трафике Сервера.

Общие представления о случайном процессе, в котором можно обнаружить элементы подобия рассматриваются в большом количестве научных исследований по телекоммуникационной тематике [1, 2]. В качестве основы обычно рассматривается итерационный процесс синтеза дискретных пакетов данных, амплитудные значения которых варьируют случайным образом. Так, например, формируется задача о синтезе словоформ [3]. Принимая во внимание различную вероятность встречаемости отдельных букв исходного алфавита, создается словоформа, которая отождествляется с набором дискретных случайных элементов. Расширяя эти представления, можно говорить о трафике сообщений на Сервере, обладающим некоторым фрактальным образом.

Обратимся к рассмотрению понятия случайного процесса, характеризуемого в теории вероятностей семейством случайных величин, индексированных некоторым параметром (временем или амплитудой события).

Функция $X(t)$ называется случайной, если ее значение при любом аргументе t является случайной величиной. Случайные значения функции времени определим случайными процессами. Реализацией случайной функции $X(t)$ (пакетом) называется конкретный набор значений, например, амплитудных, зафиксированных на установленном интервале наблюдения (регистрации). Фиксация случайного процесса на установленном интервале наблюдения, в формате пакета, может рассматриваться как набор дискретных элементов. Совокупность нескольких пакетов случайного процесса будем называть сообщением, которое создано за установленный временной интервал.

В общем случае сообщение может позиционироваться аналоговым или цифровым сигналом. И в том и другом случае в сообщение создается на основе набора фрагментов, которые, например, при цифровой передаче сигналов, отождествляют с пакетами. При этом серия пакетов, передаваемых по сети Интернет, рассматривается как сетевой трафик. Наряду с показателями скорости и объема передаваемой информации, значительный интерес представляет структурный анализ трафика [4]. Такая постановка проблемы хорошо известна в теории анализа сигналов, анализе потока данных.

Структурный анализ сообщения – сложная вычислительная процедура. Наиболее распространен случай, когда информация равномерно распределена по всем пакетам (фрагментам), образующих сообщение. Тогда для выявления наиболее значи-

мых в информационном смысле показателей приходится анализировать весь массив данных.

Наличие в наборе пакетов отдельных семантически не связанных конструкций типично для сложного структурного анализа сигналов. Математические модели и алгоритмы, используемые при анализе структуры сигналов, разнообразны и характеризуются большой сложностью. Выделяя понятие, структура сигнала акцентируется внимание на функциональной связи элементов, а также на возможность существования малоразличимых кластеров элементов внутри пакета или фрагмента сообщения. Следует признать, что такие представления создали обширный класс статистических методов анализа структуры, которые требуют значительных вычислительных затрат и реализуются за большой временной промежуток.

В настоящей работе исследуется базовый сигнал, который рассматривается в паре с наблюдаемым случайным сигналом. В данном подходе воспроизводится представление о фрактальности структуры наблюдаемого сигнала. Это позволяет воспроизвести модель сигнала с учетом наличия малых кластерных групп элементов, обладающих семантической значимостью. При этом, использование методов фрактального построения образа сигнала позволяет значительно уменьшить продолжительность вычислительного процесса. В задаче телекоммуникационного мониторинга решение этой проблемы позволяет своевременно распознать изменение семантического показателя трафика, который можно соотнести с показателем однородности элементов пакета сообщения. Мониторинг семантического показателя трафика, реализованный на представлениях о фрактальной геометрии, позволяет воспроизвести графический образ сигнала, который характеризует структуру пакетов сообщения.

В основе структурного анализа сигнала априорно предполагается, что в сообщении содержится один или несколько пакетов, которые обладают семантической значимостью. Детализируя это представление, признается, что семантическая значимость отдельного пакета или фрагмента сигнала создается группой элементов, образующих пакет или фрагмент сигнала. Накопленный опыт анализа структуры сигналов методами спектрального анализа убедительно свидетельствует в пользу такого тезиса. При этом, принимая во внимание сложность реализации такого подхода на практике, постоянно ведется поиск новых прогрессивных подходов к обнаружению информационно значимых фрагментов сигнала.

Хорошим иллюстративным примером анализа сигнала является поиск информационных фрагментов на однородном случайном массиве. Для такого массива многочисленные математические методы достаточно просто устанавливают нали-

чие «самоподобных фрактальных кластеров» [5]. Систематизация кластеров на временной шкале развертки событий случайного процесса затруднена, по причине отсутствия базовой концепции формирования и связи отдельных элементов массива данных. Однако наличие «самоподобных фрактальных кластеров» свидетельствует о возможности построения фрактального образа, как для «белого шума», так и реального сигнала, полученного в модели и натурном исследовании.

Акцентируя внимание на стационарном (базовом) и нестационарном случайном процессе, представляется актуальным рассмотрение проблемы формирования фрактального образа. Создание алгоритма формирования фрактального образа сообщения в режиме реального времени является основой создания решающего правила обнаружения информационно значимых пакетов и своевременной идентификации потоков сообщений.

Введение в рассмотрение двух канальной конструкции алгоритма обнаружения семантически значимых фрагментов сигнала является каноническим. Представления о канале, воспроизводящем базовый сигнал, традиционно декларируются для случая реализации импульсного режима работы или частотного режима. В соответствии с этим источник сигнала, например, для компьютерной модели, может реализовываться для работы в двух режимах:

– импульсный режим:

$$P_A(t) = A_0 + \alpha q(t), \quad (6)$$

где $P_A(t)$ – амплитудное значение базового сигнала; A_0 – базовый уровень сигнала (в данном случае, const); α – коэффициент вариативности базового сигнала; $q(t) = [0, 1]$ – случайное число в момент времени t ;

– частотный режим:

$$P_F(t) = F_0(f(\varphi) + \gamma q(t)), \quad (7)$$

где $P_F(t)$ – амплитудное значение базового сигнала; F_0 – периодическая функция развертки событий на интервале $[0, 2\pi]$; ψ – коэффициент вариативности базового сигнала; $q(t) = [0, 1]$ – случайное число в момент времени t .

Представление о стационарном случайном сигнале хорошо известно в теории коммуникации. Случайные процессы, протекающие во времени приблизительно однородно и имеющие вид непрерывных случайных колебаний вокруг некоторого среднего значения. При этом ни средняя амплитуда, ни характер этих колебаний не обнаруживают существенных изменений с течением времени. Такие случайные процессы относят к категории стационарных процессов.

Так как изменение стационарной случайной функции должно протекать однородно по време-

ни, естественно потребовать, чтобы математическое ожидание было постоянным:

$$m_x(t) = m_x = \text{CONST}. \quad (8)$$

Второе условие, которому должна удовлетворять стационарная случайная функция, это условие постоянства дисперсии:

$$D_x(t) = D_x = \text{CONST}. \quad (9)$$

Соблюдение условий (8) и (9) представляется несложной задачей в рамках компьютерной модели формирования базового процесса.

Обратимся к процессу фиксации нестационарного случайного процесса. На практике, в телекоммуникационной сети используется устройство – сборщик/разборщик пакетов (PAD, от англ. Packet assembler/disassembler), которое осуществляет преобразование непрерывного символьного потока в пакеты и поддерживает функцию обратного преобразования. Можно рассматривать PAD в качестве базового блока, посредством которого формируется массив элементов нестационарного случайного сигнала.

Рассмотрим структуру модели анализа информационного потока – трафика (рисунок 1). Для определенности рассмотрим импульсный режим работы модели. Опиерируем представлениями о базовом случайном сигнале.

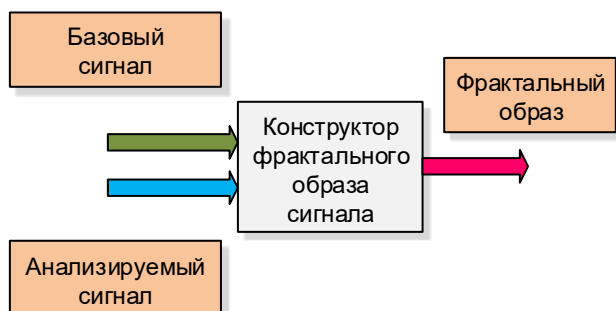


Рис. 1. Структура модели конструктора фрактального образа

Пусть базовый сигнал в компьютерной модели воспроизводится в виде массива данных по выражению:

$$P_Q(t) = hQ_0 + q_i(t_i) + q_{i+1}(t_{i+1}), \quad (10)$$

где: $1 \leq i \leq k$, $k \in [1, \dots, m]$; $P_Q(t)$ – имитационное амплитудное значение исследуемого сигнала; Q_0 – опорное (базовое) значение сигнала (в данном случае, const); h – масштабирующий коэффициент; $q_i(t_i) \in [0, 1]$, $q_{i+1}(t_{i+1}) \in [0, 1]$ – случайная вариативная часть амплитудного значения сигнала на установленный момент времени; k – размер фрагмента (пакета) сообщения.

В общем случае полагаем, что рассматривается массив элементов, соотносимых с сообщением. В таком массиве представляется возможным неко-

торым способом выделить фрагменты, соотносимые с пакетами. Пакеты сообщения содержат элементы, функциональная взаимная связь которых определяет семантическую значимость пакета. Отметим, что различные модификации выражения (10) позволяют воспроизводить сигналы, обладающие аналитическим описанием, либо сигналы, относимые к категории шум: белый, гауссовский, недетерминированный.

Рассмотрим аддитивную композицию сигналов, реализуемую в компьютерной модели по выражению:

$$P_A(t) + P_Q(t) = W(t). \quad (11)$$

Данное выражение дополняет выражение (10) и одновременно является базовым для создания конструктора фрактального образа сигнала. Для создания серии фрактальных образов следует предусмотреть работу как с одним массивом данных, так и несколькими массивами. Эти представления положим в основу выбора конструктора фрактального образа.

При наличии нескольких источников сигнала представляется возможным посредством конструктора осуществить создание фрактального образа по первому сценарию – провести создание серии фрактальных образов. Кроме того, применение конструктора предусматривает построение обобщенного фрактального образа по нескольким одновременно реализуемым, но независимым процессам.

Для случая работы с одним массивом данных, синтез серии фрактальных образов осуществляется по группе пакетов сигнала. То есть исходный сигнал, позиционируемый набором фрагментов, с установленным массивом элементов, посредством работы конструктора трансформируется во фрактальный образ. Если исходный массив данных не ограничен ($n \rightarrow \infty$), реализуется многокомпонентный фрактальный образ. В этом случае выражение для конструктора записывается в виде:

$$P_A(t_k) + P_Q(t_k) = W(t_k), \quad (12)$$

где: $1 \leq k \leq n$.

Реализация процедуры по выражению (12) предусматривает формирование цепи событий, реализуемых в пакете (фрагменте) сообщения по выражению:

$$S(t) = \sum_{k=1}^n W_k(t_k). \quad (13)$$

Для установленной цепи событий вычисляется дисперсия:

$$D_S(t) = \sum \left(\frac{S(t) - S'(t)}{k-1} \right). \quad (14)$$

Параметры, $S(t)$ и $D_s(t)$, характеризующие анализируемый массив данных часто демонстрируют вариативный характер. Другими словами, значения указанных параметров меняются при переходе от одного пакета сообщения к другому. Если такие изменения существенны, то принято говорить о наличии семантической значимости одного или нескольких пакетов в сообщении.

Это условие является необходимым, но недостаточным для выработки суждения о наличии именно сигнала с семантическим содержанием пакетов. Для того чтобы это условие приобрело статус решающего правила необходимо сделать анализ нескольких пакетов сообщения. В этом случае, придавая приращение размеру пакета, реализуется простая процедура:

$$\begin{aligned} k &= k + 1\Delta k; \\ k &= k + 2\Delta k; \\ k &= k + n\Delta k. \end{aligned} \quad (15)$$

На конструкторе инициализируется формирование серии фрактальных образов и набор парных параметров $S(t)$ и $D_s(t)$. Обнаружение в исследуемом массиве данных кластеров (фрагментов сигнала) с семантической значимостью характеризуется «иррациональностью фрактального образа» и характерным изменением значений параметров $S(t)$ и $D_s(t)$. Наиболее часто иррациональность фрактального образа проявляется в нарушении симметрии образа.

Конструктор фрактального образа создается на основе функционала, в котором реализована возможность автоматически устанавливать значения дробного показателя. Дробный показатель, как первичный признак фрактального образа, конструируемого, например, в декартовой системе, позволяет использовать типичные компьютерные вычислительные среды. Выберем в качестве вычислительной среды EXCEL. Относительная простота написания макросов позволяет воспроизвести вариативные фрактальные образы.

Выбор функционала проведем на группе соотносимых объектов, например, окружностей. Типичным функционалом, реализующим сложную плоскую кривую, является уравнение эписиклоиды, где базовыми объектами являются окружности. Эписиклоида позиционируется плоской кривой, которая образуется фиксированной точкой окружности, катящейся по внешней стороне другой окружности без скольжения. Уравнение эписиклоиды запишем в виде:

$$\begin{aligned} X(t) &= (R + r)\cos(t) - r\cos\left(\frac{R + r}{r}t\right), \\ Y(t) &= (R + r)\sin(t) - r\sin\left(\frac{R + r}{r}t\right). \end{aligned} \quad (16)$$

В качестве примера создадим графический образ эписиклоиды: $R = 45r = 15t = (0,2\pi)$ (рисунок 2).

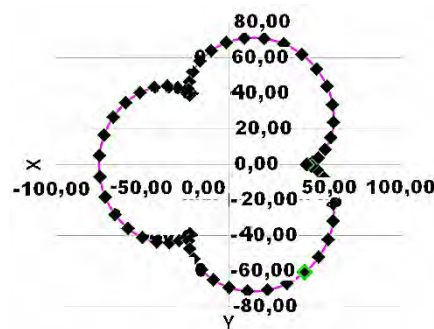


Рис. 2. Эписиклоида $R = 45, r = 15$

При условии $R = r$, имеем образ, который носит название кардиоиды (рисунок 3).

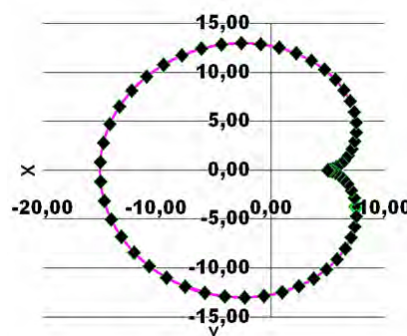


Рис. 3. Эписиклоида (кардиоиды) $R = 5, r = 5$

Соотношение радиусов окружностей ($R/r = e$) можно рассматривать как дробный показатель фрактала. Естественно, при сохранении размера большого радиуса (R) и уменьшении малого радиуса (r) синтезируется цепной узор, охватывающий всю наружную границу большой окружности. При больших значениях показателя e получаем классическую фигуру – окружность с радиусом R .

Развитие этих суждений согласуются с энтропийными показателями разных по своей природе процессов. Для стабильных детерминированных процессов характерно исполнение условий, реализуемых в выражениях (8) и (9). При этом показатель $D \rightarrow 0$, а показатель $m_x \approx \text{const}$.

Действительно, процессы с малой долей вариативности обладают устойчивыми показателями средних значений амплитудного сигнала, а также малыми значениями дисперсии. Напротив, процессы, обладающие высоким уровнем вариативности, например, амплитудных значений, порождают массивы данных с переменными значениями среднего значения амплитуды и значительно отличающимися от нулевых значений уровнями дисперсии.

Принимая это во внимание, можно рассматривать эписиклоиду как конструктор фрактального образа, создаваемого с учетом взаимных связей элементов сигнала.

Проведем формирование фрактального образа сигнального случайного процесса. Рассмотрим основные параметры компьютерной модели. Положим, имеется два случайных процесса: $X_1(t)$ и $X_2(t)$, где $1 < t \leq 27$. Для иллюстрации введенных понятий воспользуемся выбранной вычислительной средой EXCEL, где применим макрос случайного процесса. Воспроизведем случайные процессы. Результат представим в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Численные значения для двух случайных процессов

t	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$X_1(t)$	0,60	0,30	0,39	0,44	0,95	0,09	0,22	0,65	0,63
$X_2(t)$	0,42	0,99	0,35	0,33	0,53	0,92	0,95	0,88	0,68
t	10	11	12	13	14	15	16	17	18
$X_1(t)$	0,37	0,23	0,96	0,80	0,07	0,52	0,00	0,61	0,86
$X_2(t)$	0,61	0,83	0,38	0,99	0,51	0,28	0,08	0,89	0,32
t	19	20	21	22	23	24	25	26	27
$X_1(t)$	0,37	0,23	0,96	0,80	0,07	0,52	0,00	0,61	0,86
$X_2(t)$	0,72	0,90	0,73	0,06	0,63	0,57	0,89	0,07	0,80

Воспользуемся понятием аддитивного сигнала (сообщения) и преобразуем исходные данные по выражению (10). Имеем для процесса $X_1(t)$:

$$X_{1n}(t) = h_1 x_n(t_n) + x_{n+1}(t_{n+1}) + x_{n+2}(t_{n+2}), \quad (17)$$

где: $h_1 = 10$.

Аналогично преобразуем данные процесса $X_2(t)$. Получим:

$$X_{2n}(t) = h_2 x_n(t_n) + x_{n+1}(t_{n+1}) + x_{n+2}(t_{n+2}), \quad (18)$$

где: $h_2 = 20$.

Формально h_1 и h_2 являются масштабными коэффициентами.

Проведем модификацию элементов сигналов согласно выражению (12). Получим модифицированные дискретные элементы сигналов, представленные в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Дискретные элементы пакетов

t	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$X_{1n}(t)$	10,06	10,03	10,04	10,04	10,09	10,01	10,02	10,06	10,06
$X_{2n}(t)$	21,41	21,34	20,68	20,87	21,45	21,87	21,82	21,56	21,28
t	10	11	12	13	14	15	16	17	18
$X_{1n}(t)$	10,04	10,02	10,10	10,08	10,01	10,05	10,00	10,06	10,09
$X_{2n}(t)$	21,44	21,21	21,37	21,50	20,78	20,35	20,97	21,21	20,38
t	19	20	21	22	23	24	25	26	27
$X_{1n}(t)$	10,07	10,09	10,07	10,01	10,06	10,06	10,09	10,01	10,08
$X_{2n}(t)$	20,19	21,05	21,56	21,54	21,52	20,76	20,69	21,48	21,25

С учетом выражения (13) создадим аддитивную модель сигнала, амплитудные значения которого представим в серии таблиц 3.

ТАБЛИЦА 3. Амплитудные значения модельного сигнала

t	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$P_A(t_k)$	31,47	31,37	30,72	30,91	31,55	31,87	31,84	31,62	31,35
t	10	11	12	13	14	15	16	17	18
$P_A(t_k)$	31,47	31,24	31,47	31,57	30,79	30,41	30,97	31,27	30,46
t	19	20	21	22	23	24	25	26	27
$P_A(t_k)$	31,17	31,37	30,72	30,81	31,65	31,77	31,84	31,52	31,35
t	28	29	30	31	32	33	34	35	36
$P_A(t_k)$	30,26	31,14	31,64	31,54	31,58	30,81	30,78	31,48	31,33

В соответствии с условием (15) выберем начальный размер пакета $k = 10$, $\Delta k = 5$. В результате имеем показатели для четырех серий (фрагментов сигнала) данных ($k = 10$; $k = 15$; $k = 20$; $k = 25$). Вычисленные значения показателей приведем в таблице 4.

ТАБЛИЦА 4. Расчетные параметры сигнала

$S_i(t)$	D_1	$S_2(t)$	D_2	$S_3(t)$	D_3	$S_4(t)$	D_4
31,42	0,134	31,31	0,179	31,19	0,219	31,2	0,207

Модифицируем данные таблицы 4 и приведем их в таблице 5.

ТАБЛИЦА 5. Модифицированные расчетные параметры сигнала

$S_i(t)$	D_1	$S_2(t)$	D_2	$S_3(t)$	D_3	$S_4(t)$	D_4
31,42	1,34	31,31	1,79	31,19	2,19	31,2	2,07

Соотнесем расчетные показатели с параметрами эписциклоиды. Полагаем следующее: $S_i \Rightarrow R_i$ и $D_i \Rightarrow r_i$. Построение фрактального образа сигнала проведем на конструкторе, формирующем плоскую кривую – эписцилоиду на интервале $(0, 2\pi)$.

Для первого фрагмента сигнала ($k = 10$) формируем фрактальный образ (рисунок 4).

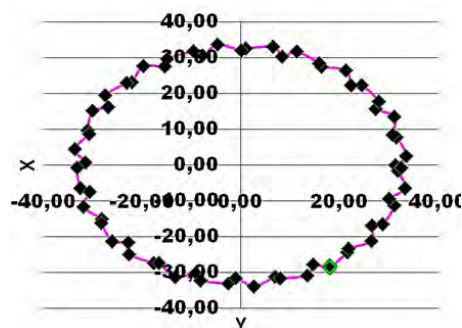


Рис. 4. Фрактальный образ 1-го фрагмента сигнала

Для второго фрагмента ($k = 15$) создаем фрактальный образ, представленный на рисунке 5.

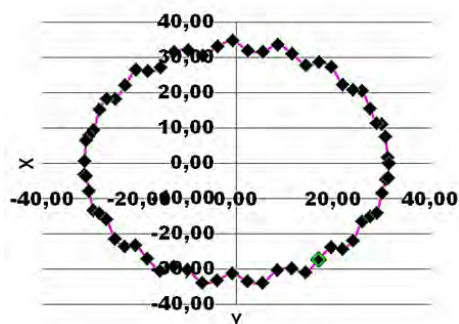


Рис. 5. Фрактальный образ 2-го фрагмента сигнала

Далее, для третьего фрагмента сигнала ($k = 20$) создаем фрактальный образ (рисунок 6).

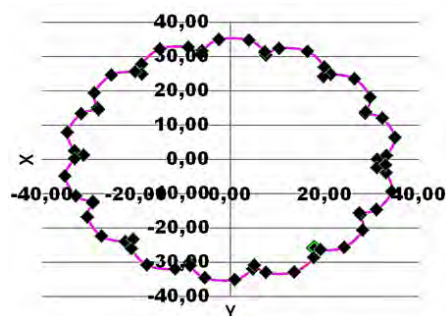


Рис. 6. Фрактальный образ 3-го фрагмента сигнала

На рисунке 7 представлен фрактальный образ, созданный для четвертого фрагмента сигнала ($k = 25$).

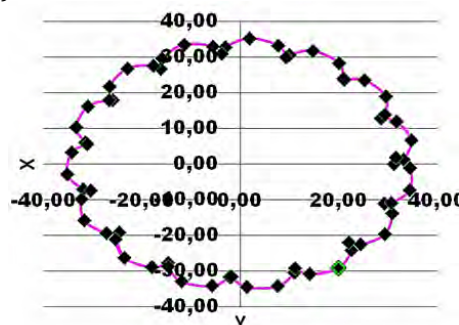


Рис. 7. Фрактальный образ 4-го фрагмента сигнала

Общий фрактальный образ модельного сигнала по четырем фрагментам отображен на рисунке 8.

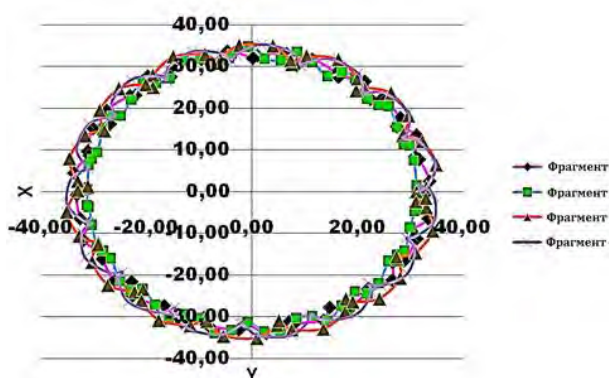


Рис. 8. Общий фрактальный образ сигнала по четырем фрагментам

Концептуальная парадигма фрактального образа постулирует изменение образа сигнала, если в любом фрагменте появляется семантически значимый элемент. В данном случае рассматривается четыре фрагмента. Предположим, что произошло изменение 13-го элемента, в общем массиве данных, представленных в таблице 1.

Изменение 13-го элемента соответствует добавлению 6 единиц. В этом случае наблюдаем изменение фрактального образа сигнала. Результирующий образ представлен на рисунке 9.

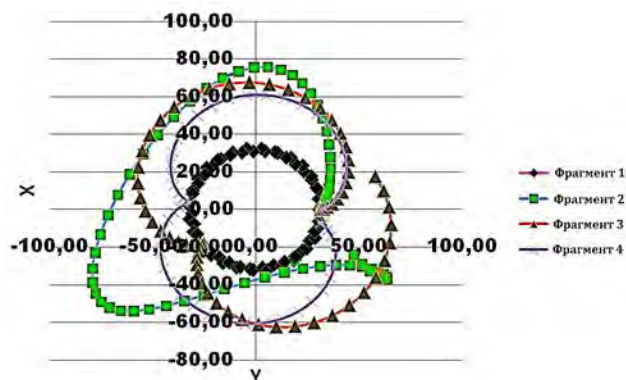


Рис. 9. Фрактальный образ сигнала с модификацией 13-го элемента

По аналогии с рисунком 9 модифицируем 18-ый элемент сигнального массива. Получим фрактальный образ, представленный на рисунке 10.

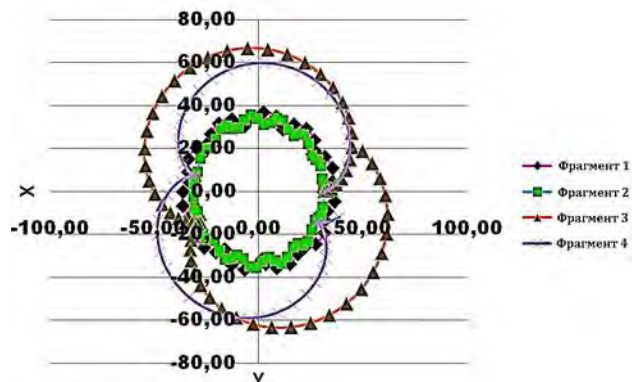


Рисунок 10. Фрактальный образ сигнала с модификацией 18-го элемента

В первом случае (рисунок 9) модификация элементов сигнального набора фактически произошла после первого фрагмента. Поэтому кольцевой овал характерный для первого фрагмента не изменился. Изменение треков образа произошло на втором, третьем и четвертом фрагментах.

Аналогичный результат получен при модификации 18-го элемента сигнального набора данных. Но в этом случае общий образ изменился на третьем и четвертом фрагментах. Первые два фрагмента сигнала не внесли изменений во фрактальный образ. Это справедливо, поскольку границей первого фрагмента является 10 элемент, а границей второго – 15 элемент.

Таким образом, телекоммуникационная сеть, оперирующая понятиями сигнальных пакетов, предоставляет широкие возможности проведения исследований, в том числе и на основе модели фрактальных образов. В рамках классической теории сигналов формулировка аналитических задач обычно рассматривалась с использованием статистических показателей; этот подход сохранен. Расширяя эти представления, с учетом использования современных информационных технологий

позиционирования фрагментов сигнала, на основе фрактальной конструкции построения графического образа, обнаруживается возможность быстрого отслеживания изменения трафика в телекоммуникационной сети. В представленном материале приведены примеры построения модели на основе случайного фрактального процесса, а также тестовые расчеты, которые позволяют установить конгруэнтность фрагментов сигнального пакета.

Список используемых источников

1. Федер Е. Фракталы. М.: УРСС Ленанд, 2014. С. 19–35.
2. Абаймов С.Г. Статистическая физика сложных систем. От фракталов до скейлинг-поведения. М.: Либроком, 2016. С. 52–103.
3. Макаров Л.М., Протасеня С.В. Модель графического образа словоформ // Сборник материалов XIII Международной научно-технической конференции (Распознавание – 2017). Курск. 2017. С. 230–232.
4. Макаров Л.М. Оценка энтропии текстового транспаранта // Сборник материалов XIII Международной научно-технической конференции (Распознавание – 2015). Курск. 2015. С. 229–231.
5. Макаров Л.М. Модель текстового контента анализатора // Информационные технологии и телекоммуникации. 2014. № 4. С. 107–118.

* * *

COMPUTATIONAL ESTIMATION TRAFFIC OF TELECOMMUNICATION NETWORK IN CONDITIONS OF THE HIGH UNCERTAINTY OF SEMANTIC SIGNS DETECTION

L. Makarov¹, S. Protasenya¹

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

Article info:

Article in Russian

For citation: Makarov L., Protasenya S. Computational Estimation Traffic of Telecommunication Network in Conditions of the High Uncertainty of Semantic Signs Detection // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 70–78.

Annotation: *The article considers the problem of rapid formation of the image of the stream of events, in particular, for the purposes of traffic of a telecommunication network, in conditions of high uncertainty of detection of semantic features. The considered problem is proposed to solve by means of simulation through a synthesis of fractal images reproduced in real time on the basis of a dataset of dynamic event flow.*

Keywords: *computer simulation, fractal signal design.*

ПОДХОДЫ К МОДЕЛИРОВАНИЮ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЕТИ СВЯЗИ БОЛЬШОЙ РАЗМЕРНОСТИ В УСЛОВИЯХ ВНЕШНИХ ДЕСТРУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

С.Н. Новиков^{1*}

¹Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Новосибирск, 630102, Российская Федерация

*Адрес для переписки: snovikov@ngs.ru

Информация о статье

УДК 621.391

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Новиков С.Н. Подход к моделированию функционирования однородной ячеистой сети связи большой размерности в условиях внешних деструктивных воздействий // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 79–87.

Аннотация: При анализе методов маршрутизации на сетях связи произвольной структуры, имеющих несколько десятков узлов коммутации, возникают проблемы, связанные с решением задач большой размерности. В данной статье предлагаются подходы, позволяющие проводить анализ методов маршрутизации с целью выявления тех методов, которые будут наиболее эффективно функционировать в предполагаемых сетях связи и в заданных условиях.

Ключевые слова: план распределения информации, метод маршрутизации, внешние деструктивные воздействия.

Введение

Спектр методов маршрутизации, которые можно применить на сетях связи, весьма широк – от простейших, фиксированных процедур, до весьма сложных. Каждый из них имеет свои достоинства и недостатки. В работе [1] предложена классификация методов маршрутизации для сетей связи, учитывающая независимые процедуры: формирование плана распределения информации (ПРИ) на сети (протоколы маршрутизации); выбор исходящих линий, трактов, каналов связи в узлах коммутации (УК) (протоколы сигнализации). Данная классификация позволяет:

- выявить множество вариантов реализации как последовательных, так и параллельных (многопутевых) методов маршрутизации (например: «Детерминированный диффузный последовательный с использованием лавинного метода формирования ПРИ» [1] – RIP, OSPF, BGP, PNNI и др.);

- провести целенаправленный анализ и синтез тех методов маршрутизации, которые будут наиболее эффективно функционировать в предполагаемых сетях связи и в заданных условиях.

Выбор метода маршрутизации в значительной мере влияет на эффективность использования ре-

сурсов сети и качество обслуживания приложений, доступных пользователям. Вместе с тем проведение натурных исследований на действующих сетях сопряжено с существенными техническими, организационными и финансовыми трудностями. Поэтому в качестве инструментария для анализа влияния маршрутизации на QoS (от англ. Quality of Service – качество обслуживания) приложений сети связи применяют имитационное и математическое моделирование.

К настоящему времени в качестве математического аппарата используют теорию графов, массового обслуживания, цепей Маркова, нечетких множеств, нейронных сетей, игр, сетей Петри и др. Применение столь широкого диапазона математических подходов обусловлено сложностью и спецификой предмета анализа [2]. Особенно усложняется задача исследования методов маршрутизации на сетях связи больших размерностей и в условиях внешних деструктивных воздействий на ее элементы.

В данной статье предлагаются подходы моделирования методов маршрутизации на сети связи большой размерности, функционирующей в условиях внешних деструктивных воздействий.

Методика определения плана распределения информации на однородной ячеистой сети связи большой размерности

В тех случаях, когда структура сети связи приобретает некоторую регулярность, что характерно для ячеистых сетей связи, представляется возможным представить ее в виде регулярной правильной решетки. Результаты, полученные на таких структурах, могут дать асимптотические оценки для анализа методов маршрутизации и значительно уменьшить сложность алгоритмов, моделирующих эти методы.

Выберем для анализа методов маршрутизации ячеистую однородную структуру сети связи с квадратной ячейкой.

Вложим граф $G[A_S, M_S]$ ($A_S = \{a_i\}; i = \overline{1, S}$ – множество вершин, соответствующих УК; $M_S = \{m_{ij}\}; i, j = \overline{1, S}; i \neq j$ – ребра, соответствующие линиям связи (ЛС)), описывающий структуру сети, в прямоугольную систему координат так, чтобы координаты вершин графа принимали только положительные целые числа с шагом, равным единице. Тогда каждая вершина $a_i; i = \overline{1, S}$ будет иметь свой адрес с координатами $\{i, j\}$.

Исходную вершину графа, соответствующую узлу-источнику (УИ) анализируемой сети связи, поместим в начало координат. Далее будем рассматривать процедуру нахождения маршрута между любой вершиной графа $G[A_S, M_S]$, соответствующую узлу-получателю (УП), и исходной (УИ).

Пусть β_{ij} определяет число кратчайших (по числу промежуточных вершин) маршрутов между УИ с координатами $\{0, 0\}$ и вершиной $\{i, j\}; i = \overline{1, x_{\max}}; j = \overline{1, y_{\max}}$, где $x_{\max}$ и $y_{\max}$ – максимальные количества УК по осям X и Y соответственно.

Величину β_{ij} будем присваивать вершине с координатами $\{i, j\}$, имея при этом в виду, что она относится к паре УК с координатами $\{0, 0\}$ (УИ), $\{i, j\}$ (УП). Очевидно, что для однородной ячеистой сети связи с квадратной ячейкой величины β_{ij} и β_{ji} равны между собой. Все вершины графа $G[A_S, M_S]$ по отношению к вершине $\{i, j\}$ будем разделять на два подмножества A_1 и A_2 .

В подмножество A_1 входят те узлы, которые не выходят за пределы установленного прямоугольника анализируемой сети связи, ограниченного вершинами с координатами: $\{i, j\}$; $\{i, 0\}$; $\{0, 0\}$ и $\{0, j\}$ (рисунок 1). Справедливо следующее утверждение: число кратчайших маршрутов β_{ij} между УИ с координатами $\{0, 0\}$ и вершиной с координатами $\{i, j\}$ (УП) определяется только вершинами, входящими в подмножество A_1 .

Отдельно изобразим подмножество A_1 с учетом β_{ij} (рисунок 2). В результате получим перевернутый треугольник Паскаля с вершиной в начале прямоугольной системы координат.

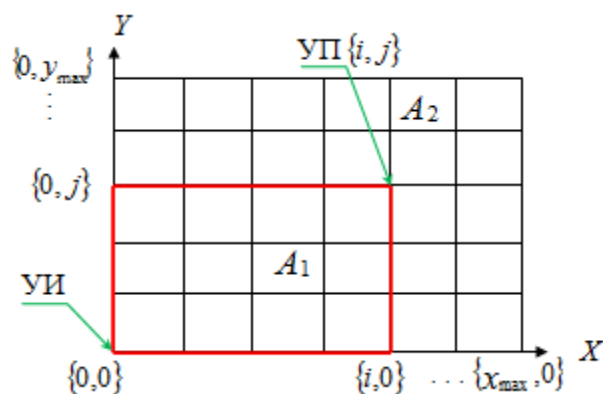
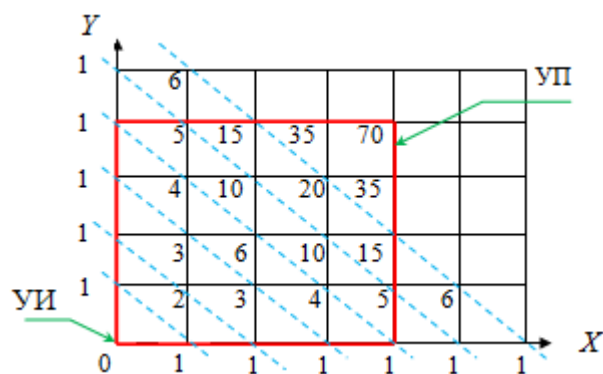


Рис. 1. Определение числа кратчайших маршрутов между УИ и УП

Биномиальные коэффициенты треугольника Паскаля будут соответствовать количеству кратчайших маршрутов между УИ и УП.



Таким образом, для выбора более предпочтительного направления в УК по числу кратчайших маршрутов из данного УК, достаточно сопоставить между собой координаты этого узла и продолжить поиск маршрута по направлению координаты X или Y , имеющей большее значение, p_x или p_y соответственно.

Следовательно, используя простые расчеты в каждом УК, можно последовательно строить маршрут от УИ к УП. Причем величины p_x и p_y представлены в форме, удобной для применения в алгоритме маршрутизации как с детерминированным, так и со стохастическим выбором направления в УК.

Если в алгоритме маршрутизации помимо p_x и p_y учитывать и другие параметры тракта передачи сообщений (ТПС) (вероятностно-временные характеристики, определяющие QoS приложений сети связи) в направлении X и Y соответственно, Ω_{ij}^x и Ω_{ij}^y , исходящих из узла $\{i, j\}$, то тогда коэффициенты, определяющие предпочтительность выбора направления, могут быть получены из следующих выражений:

$$\begin{cases} n_x = \frac{p_x \cdot q_x}{p_x \cdot q_x + p_y \cdot q_y}; \\ n_y = \frac{p_y \cdot q_y}{p_x \cdot q_x + p_y \cdot q_y}, \end{cases} \quad (2)$$

где:

$$\begin{cases} q_x = \frac{\Omega_x}{\Omega_x + \Omega_y}; \\ q_y = \frac{\Omega_y}{\Omega_x + \Omega_y}. \end{cases} \quad (3)$$

Приведем методику формирования ПРИ на сети для некоторых методов маршрутизации, наиболее характерных для каждой группы [1].

«Градиентный вероятностно-детерминированный последовательный с логическим формированием плана распределения информации метод» предусматривает установление маршрутов между парой УИ и УП с минимальным количеством транзитных УК. В случае отсутствия таких маршрутов заявка, поступившая на обслуживание от пользователя УИ, получает отказ. Выбор ТПС в каждом УК осуществляется детерминировано в соответствии с коэффициентами, рассчитанными по формуле (1). Однако в случае $p_x = p_y$ выбор исходящего ТПС осуществляется вероятностно.

Пусть $\{i, j\}$ – прямоугольные координаты УИ; $\{i', j'\}$ – координаты УП ($i, i' = 1, x_{\max}; j, j' = 1, y_{\max}$). Тогда величины $D_x = i' - i$ и $D_y = j' - j$ определяют количество транзитных УК от УИ до УП по осям X и Y соответственно. Причем знаки у D_x и D_y указывают геометрическое расположение УП относительно УИ (рисунок 3).

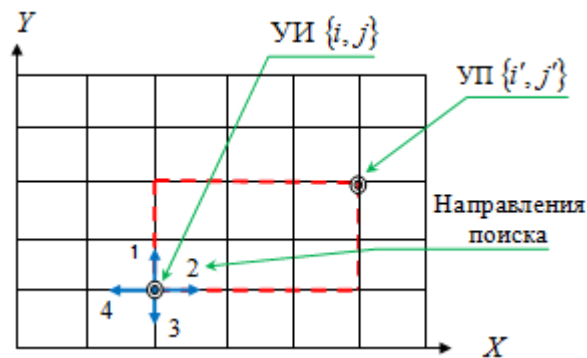


Рис. 3. Определение направлений между УИ и УП

Покажем это следующим образом:

$$\begin{cases} \text{если } D_x > 0, & \text{то 2-е направление;} \\ \text{если } D_x < 0, & \text{то 4-е направление;} \\ \text{если } D_y > 0, & \text{то 1-е направление;} \\ \text{если } D_y < 0, & \text{то 3-е направление.} \end{cases} \quad (4)$$

В этом случае алгоритм маршрутизации состоит в вычислении в каждом транзитном УК, начиная с УИ, выражений:

$$\begin{cases} D_x = i' - j; \\ D_y = j' - j; \\ P_x = \frac{|D_x|}{|D_x| + |D_y|}; \\ P_y = \frac{|D_y|}{|D_x| + |D_y|}. \end{cases} \quad (5)$$

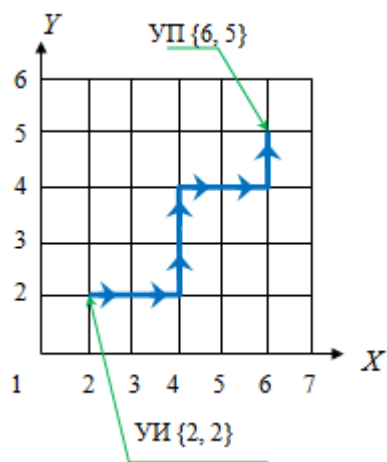
Сравнивая коэффициенты P_x и P_y между собой по алгоритму:

$$\begin{cases} \text{если } P_x > P_y, & \text{то поиск по оси } X; \\ \text{если } P_x < P_y, & \text{то поиск по оси } Y; \\ \text{если } P_x = P_y, & \text{то вероятностный выбор.} \end{cases} \quad (6)$$

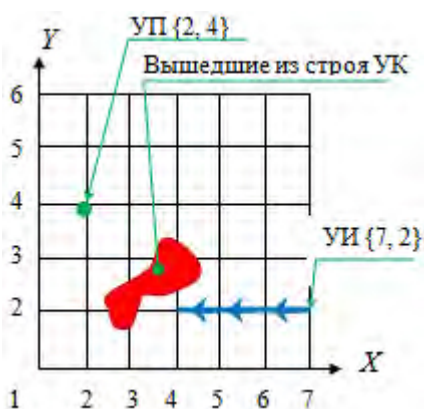
принимается решение о продолжении поиска маршрута между УИ и УП. Затем, определив знак у D_x , если сделан выбор по оси X , или у D_y , если сделан выбор по оси Y , определяется одно из четырех направлений (4) (рисунок 3), которое считается предпочтительным. Если вычисленное направление доступно, то оно подключается к ранее набранному маршруту. В противном случае определяется менее предпочтительное направление. Если и в данном случае ТПС не доступен, то поиск маршрута прерывается и заявке, поступившей на обслуживание от УИ, дается отказ.

На рисунке 4.а приведен пример установления соединения между УИ и УП с координатами, соответственно $\{2, 2\}$ и $\{6, 5\}$. На рисунке 4.б показана попытка организации маршрута между узлами с координатами $\{7, 2\}$ и $\{2, 4\}$. УК, вышедшие из строя, не дают возможности установить маршрут с минимальным числом ТУ между УИ и УП (хотя кратчайший маршрут существует), поэтому заявка, поступившая от пользователя УИ, получает отказ в обслуживании.

Для поддержания параметров QoS приложений необходимо учитывать вероятностно-временные параметры ТПС (время задержки, временной джиттер, вероятность ошибочного приема на символ, пакет и т. д.), участвующих в формировании маршрутов между УИ и УП. В этой связи при расчетах коэффициентов, определяющих предпочтительность выбора исходящих ТПС в каждом УК, необходимо воспользоваться формулами (2) и (3).



а)



б)

Рис. 4. «Градиентный вероятностно-детерминированный последовательный с логическим формированием плана распределения информации» метод маршрутизации

Если один из коэффициентов (n_x или n_y) больше, то выбор исходящего ТПС в УК выполняется детерминировано. В случае равенства n_x и n_y между собой выбор исходящего ТПС осуществляется вероятностно.

Если не существует возможности установления маршрута с минимальным числом транзитных УК между УИ и УП, то заявка, поступившая от пользователя в УИ, получает отказ в обслуживании. Таким образом, в данном случае необходимо последовательно вычислять в каждом УК, начиная с УИ, значения:

$$\left\{ \begin{array}{l} D_x = i' - j; \\ D_y = j' - j; \\ P_x = \frac{|D_x|}{|D_x| + |D_y|}; \\ P_y = \frac{|D_y|}{|D_x| + |D_y|}; \\ q_x = \frac{\Omega_{ij}^x}{\Omega_{ij}^x + \Omega_{ij}^y}; \\ q_y = \frac{\Omega_{ij}^y}{\Omega_{ij}^x + \Omega_{ij}^y}; \\ n_x = \frac{P_x \cdot q_x}{P_x \cdot q_x + P_y \cdot q_y}; \\ n_y = \frac{P_y \cdot q_y}{P_x \cdot q_x + P_y \cdot q_y}, \end{array} \right. \quad (7)$$

где $\{i, j\}$ – прямоугольные координаты УИ; $\{i', j'\}$, $(i, i' = 1, x_{\max}; j, j' = 1, y_{\max})$ – координаты УП; Ω_{ij}^x и Ω_{ij}^y – параметры ТПС (вероятностно-временные характеристики, определяющие QoS приложений мультисервисной сети связи) в направлении оси X и оси Y соответственно.

Затем, сравнивая n_x и n_y между собой по алгоритму:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{если } n_x > n_y, & \text{то продолжение поиска по оси X;} \\ \text{если } n_x < n_y, & \text{то продолжение поиска по оси Y;} \\ \text{если } n_x = n_y, & \text{то выбор поиска осуществляется} \\ & \text{вероятностно,} \end{array} \right.$$

принимается решение о предпочтительности выбора направления (по оси X или по Y) поиска маршрута.

Знак у D_x (если сделан выбор по оси X) или у D_y (если сделан выбор по оси Y) определяет согласно (4) одно из четырех направлений, которое считается предпочтительным в сравнении с остальными по числу кратчайших маршрутов и по ВВХ трактов передачи сообщений между УИ и УП. Если вычисленное направление доступно, то оно подключается к ранее набранному маршруту. В случае недоступности ТПС вычисляется второе, менее предпочтительное. Если в данном случае ТПС не доступен, то данной заявке дается отказ в обслуживании.

«Диффузный без возвращения назад вероятностно-детерминированный последовательный с логическим формированием плана распределения информации» метод маршрутизации позволяет организовать маршрут между УИ и УП с неограниченным числом транзитных УК. Однако максимальное число выбора исходящих ТПС в УК не превышает трех. Маршрут от УИ к УП ищется по всем направлениям кроме тех, которые: ведут в противоположную сторону от УП; при данном поиске ранее были пройдены.

Таким образом, процедура поиска маршрута данным методом состоит в последовательном выполнении операций во всех транзитных УК, начиная с УИ, по правилам (4), (5) и (6).

Если вычисленное направление доступно, то соответствующий исходящий ТПС подключается к ранее выбранному маршруту. В противном случае вычисляется второе по предпочтительности направление. При необходимости определяется и третье. Если и в последнем случае исходящий ТПС недоступен, то данной заявке дается отказ в обслуживании. Вычисленные направления не должны прокладывать маршрут в противоположную сторону от УП и участвовать при данном поиске маршрута более одного раза.

На рисунке 5а приведен пример установления маршрута данным методом между УИ и УП с координатами {2, 5} и {6, 3} соответственно. На рисунке 5б показана попытка организации маршрута между узлами с координатами {7, 5} и {2, 4}. УК, вышедшие из строя, не дают возможности установить маршрут, в результате чего заявка, поступившая от пользователя УИ, получает отказ в обслуживании.

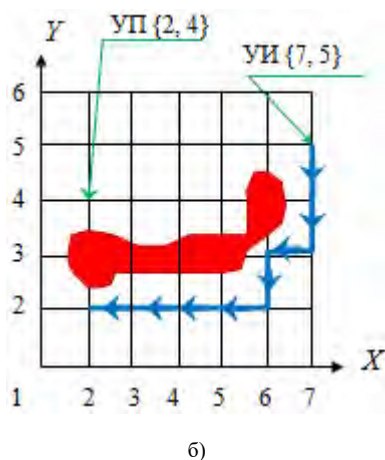
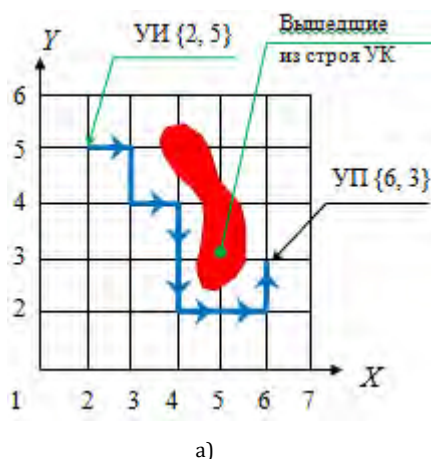


Рис. 5. «Диффузный без возвращения назад вероятностно-детерминированный последовательный с логическим формированием плана распределения информации» метод маршрутизации

Формулы расчета вероятностей перехода по трем направлениям будут иметь вид:

$$P_1 = \frac{L+1}{3 \cdot L+2}; P_2 = \frac{L+1}{3 \cdot L+2}; P_3 = \frac{L}{3 \cdot L+2},$$

где $L = |D_x| + |D_y|$; P_1, P_2 и P_3 – вероятности перехода по первому, второму и третьему направлениям поиска маршрута соответственно.

«Диффузный вероятностно-детерминированный последовательный с логическим формированием плана распределения информации» метод маршрутизации позволяет организовать маршрут между УИ и УП с неограниченным числом транзитных УК. Последовательно выполняя операции (4), (5) и (6) вычисляется наиболее предпочтительное направление (одно из четырех) по числу кратчайших маршрутов. Если выбранное направление доступно, то оно подключается к ранее набранному маршруту. В противном случае вычисляется новое, менее предпочтительное направление. Данная процедура повторяется до тех пор, пока не найдется доступный, исходящий ТПС. Если же доступные, исходящие ТПС во всех направлениях отсутствуют, то заявке, поступившей от пользователя УИ, дается отказ в обслуживании.

На рисунке 6 приведен пример организации маршрута между УИ и УП с координатами {3, 3} и {6, 2} соответственно. Формулы расчета вероятностей перехода по четырем направлениям будут иметь вид:

$$P_1 = \frac{L+1}{4 \cdot L+2}; P_2 = \frac{L+1}{4 \cdot L+2}; P_3 = \frac{L}{4 \cdot L+2}; P_4 = \frac{L}{4 \cdot L+2},$$

где $L = |D_x| + |D_y|$; P_1, P_2, P_3 и P_4 – вероятности перехода по первому, второму, третьему и четвертому направлениям поиска маршрута соответственно.

«Локально-волновой с детерминированным выбором зоны поиска маршрута и логическим формированием плана распределения информации» метод маршрутизации позволяет организовать маршрут между УИ и УП с минимальным количеством транзитных УК. При этом на сети организуется «лавинный» поиск, но не во всех направлениях, а лишь в сторону УП. Поиск распространяется в пределах зоны, охватывающей только кратчайшие маршруты (рисунок 1). Если на сети связи между УИ и УП нет кратчайших маршрутов, то заявке, поступившей от УИ, дается отказ в обслуживании.

Таким образом, данный метод состоит в определении всех направлений (используя последовательно операции (4), (5) и (6)), которые могут установить кратчайшие маршруты между парой УК. В случае отсутствия доступных ТПС в вычисленных направлениях, для узлов, расположенных в зоне поиска маршрута, процесс поиска маршрута начинает «сворачиваться».

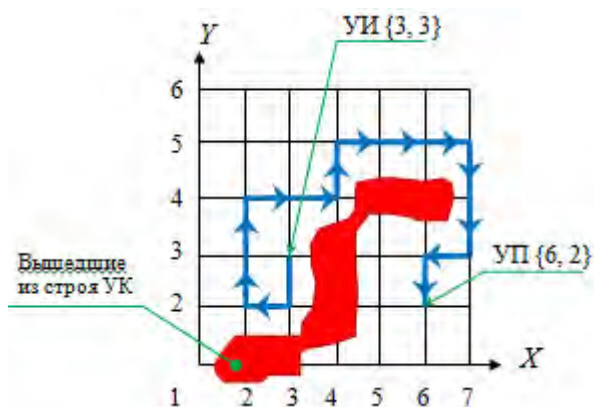
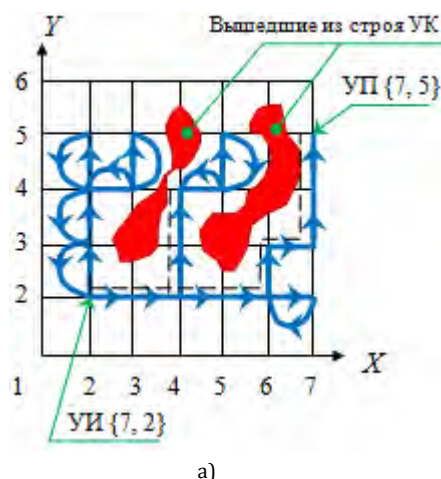
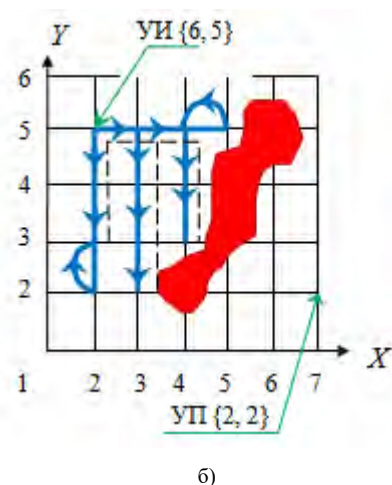


Рис. 6. Пример организации «Диффузного вероятностно-детерминированного последовательного с логическим формированием плана распределения информации» метод маршрутизации

На рисунке 7.а показан пример организации маршрута между УИ и УП с координатами {2, 2} и {7, 5}. Пунктиром указаны те ТПС, которые остались подключенными на момент установления маршрута между заданной парой УК; остальные ТПС, участвующие в поиске маршрута, освободились.



а)



б)

Рис. 7. «Локально-волновой с детерминированным выбором зоны поиска маршрута и логическим формированием плана распределения информации» метод маршрутизации

Рисунок 7.б показывает попытку установления соединения между парой УК. Однако вышедшие из строя УК не дают возможности организовать такой маршрут и данной заявке, поступившей от УИ {2, 5}, дается отказ в обслуживании.

В силу сложности данного метода маршрутизации (параллельность распространения процессов поиска маршрута от УИ до УП; «сворачивание» отдельных направлений; выделение одного маршрута из множества просмотренных) расчет (7) не пригоден.

Упрощенная имитационная модель анализа маршрутизации

Опишем упрощенную имитационную модель сети связи, в которой выделим процедуру маршрутизации и сгладим процесс передачи пользовательской информации.

Каждый из методов маршрутизации использует часть ресурса сети связи для нахождения маршрутов между УИ и УП. Следовательно, количество одновременно установленных соединений (Ξ) с применением различных методов маршрутизации будет различно. Таким образом, в качестве критерия сравнения методов маршрутизации можно использовать способность сети связи пропустить максимальную нагрузку между парами УИ и УП, выраженную в количестве одновременно установленных соединений (Ξ).

Введем следующие обозначения:

$\bar{\Xi}$ – среднее количество установленных соединений за N_0 испытаний методом статистического моделирования;

$\Xi_{\max}$ – максимально возможное количество соединений на сети, которое рассчитывается следующим образом:

$$\Xi_{\max} = \frac{R_0}{L_{\text{ср}}},$$

где R_0 – сетевой ресурс сети связи, совокупность ТПС анализируемой сети связи; $L_{\text{ср}}$ – средняя длина маршрута между УИ и УП.

Тогда выражение:

$$W = \frac{\bar{\Xi}}{\Xi_{\max}} \quad (8)$$

будет определять коэффициент пропускной способности сети.

Представим граф сети $G[A_S, M_S]$ матрицей виртуальных каналов (ВК) $K = \|k_{i,j}\|_{S,S}$, где элемент матрицы $k_{i,j}$; $i, j = \overline{1, S}$; $i \neq j$ указывает количество ВК между УК a_i и a_j .

Алгоритм (рисунок 8) упрощенной имитационной модели маршрутизации в условиях внешнего деструктивного воздействия на элементы сети связи методом статистического моделирования состоит из следующих шагов.

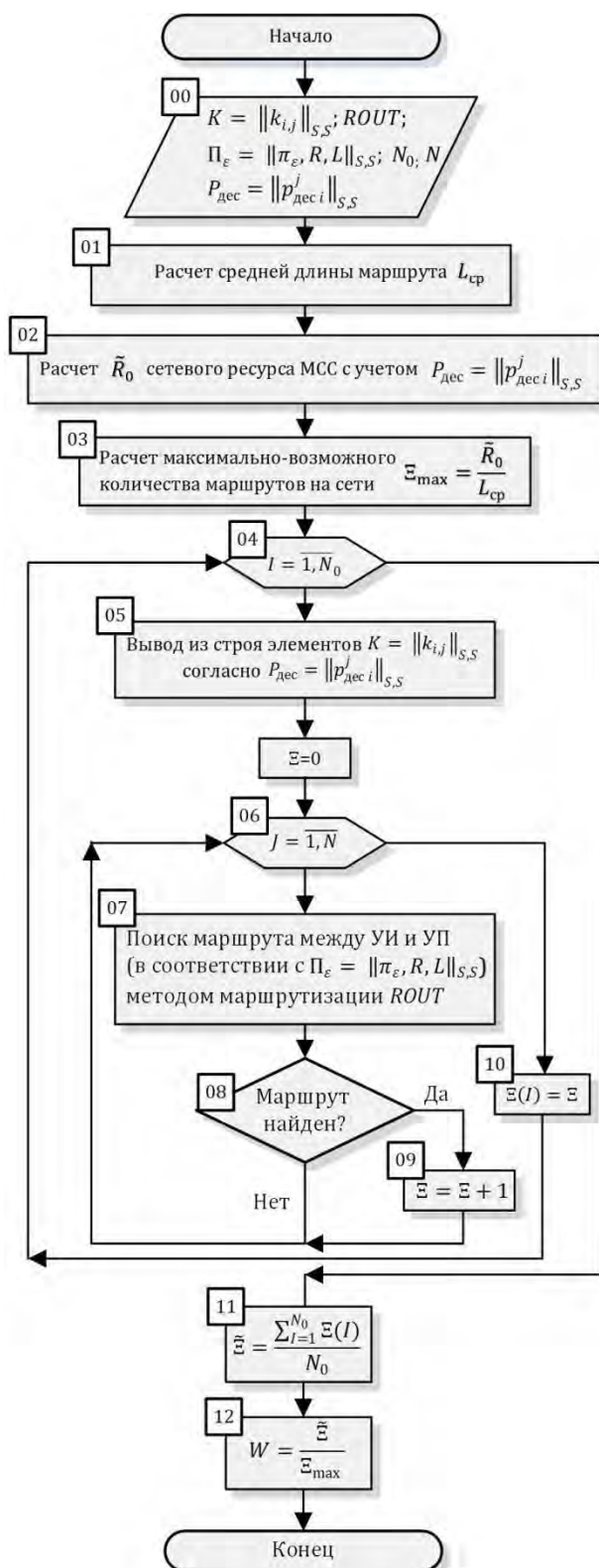


Рис. 8. Алгоритм упрощенной имитационной модели маршрутизации

1. Исходными данными для работы алгоритма являются (оператор 00): $K = \|k_{i,j}\|_{S,S}$ – матрица виртуальных каналов анализируемой сети связи; $ROUT$ – метод маршрутизации; $\Pi_\epsilon = \|\pi_{\epsilon,R,L}\|_{S,S}$ –

матрица тяготений между УИ и УП; $P_{\text{дес}} = \|p_{\text{дес}i}^j\|_{S,S}$ – матрица деструктивных воздействий на элементы сети связи; N – количество заявок, поступающих в сеть связи; N_0 – количество испытаний методом статистического моделирования [3].

2. В соответствии с матрицей тяготений $\Pi_\epsilon = \|\pi_{\epsilon,R,L}\|_{S,S}$ рассчитывается средняя длина маршрута между УИ и УП ($L_{\text{ср}}$) на сети $G[A_S, M_S]$ (оператор 01).

3. Оператором 2 определяется сетевой ресурс анализируемой сети (R_0) путем суммирования всех ВК преобразованной сети $K = \|k_{i,j}\|_{S,S}$ (с учетом заданной матрицы деструктивных воздействий на элементы сети связи $P_{\text{дес}} = \|p_{\text{дес}i}^j\|_{S,S}$). Преобразованием матрицы $K = \|k_{i,j}\|_{S,S}$ (с учетом заданных параметров $P_{\text{дес}} = \|p_{\text{дес}i}^j\|_{S,S}$) осуществляется вывод из строя элементов сети, т. е. генерируется k независимых случайных равномерно распределенных в интервале $(0, 1)$ чисел X_ϕ . Затем значения X_ϕ последовательно сравниваются с величинами матрицы $P_{\text{дес}} = \|p_{\text{дес}i}^j\|_{S,S}$ по следующему правилу:

$$\begin{cases} \text{если } p_{\text{дес}i}^j \geq p_\phi \Rightarrow \text{элемент графа } k_{ij} \text{ считается} \\ \text{выведенным из строя;} \\ \text{если } p_{\text{дес}i}^j < p_\phi \Rightarrow \text{элемент графа } k_{ij} \text{ находится} \\ \text{в исправном состоянии,} \end{cases} \quad (9)$$

где $k_{ij} = 0$ – элемент выведен из строя, $k_{ij} = 1$ – элемент находится в исправном состоянии.

Учитывая, что процесс вывода из строя виртуальных каналов $K = \|k_{i,j}\|_{S,S}$ носит вероятностный характер, то данную процедуру необходимо выполнить N_0 раз. После чего вычисляется среднее значение сетевого ресурса сети связи:

$$\bar{R}_0 = \frac{\sum_{i=1}^{N_0} R_0^{(i)}}{N_0},$$

где $R_0^{(i)}$ – сетевой ресурс сети связи в i -ом испытании; N_0 – количество испытаний (определяется точностью результата моделирования [3]).

4. Оператором 03 вычисляется максимально возможное количество маршрутов на сети $G[A_S, M_S]$:

$$\Xi_{\text{max}} = \frac{\bar{R}_0}{L_{\text{ср}}}.$$

5. Начиная с 04 оператора по 10 оператор выполняется процесс формирования статистических данных за N_0 испытаний; каждое испытание состоит из следующих процедур.

6. Оператором 05 имитируется внешнее деструктивное воздействие на элементы сети связи. Для этого по правилу (9) выводятся из строя элементы матрицы $K = \|k_{i,j}\|_{S,S}$.

7. Операторы 06 ÷ 09 выполняют на преобразованной матрице (по окончании процедуры воздействия внешних деструктурирующих факторов на элементы сети связи) N действий: поиск маршрутов; в случае нахождения маршрута осуществляется занятие соответствующих ВК; подсчет количества установленных маршрутов. Для этого случайным образом в соответствии с матрицей тяготений $\Pi_{\varepsilon} = \|\pi_{\varepsilon,R,L}\|_{S,S}$ производится выбор УИ и УП. Методом маршрутизации *ROUT* устанавливается соединение между УИ и УП. Если соединение не установлено, то выбирается новая пара УИ и УП и попытка установления повторяется. В случае установления соединения значение переменной Ξ увеличивается на единицу. Установленное соединение между УИ и УП остается занятым до конца испытания. То есть, соответствующие ВК в преобразованной матрице $K = \|k_{i,j}\|_{S,S}$ (по окончании процедуры воздействия внешних деструктивных факторов на элементы сети связи) считаются занятыми. По окончании действия операторов 06 ÷ 09 подсчитанное значение количества установленных соединений в данном испытании запоминается оператором 10.

8. Оператором 11 рассчитывается среднее значение установленных соединений за N_0 испытаний:

$$\bar{\Xi} = \frac{\sum_{I=1}^{N_0} \Xi(I)}{N_0}.$$

9. Оператором 12 вычисляется искомое значение (8).

Таким образом, если при моделировании анализируемые методы маршрутизации получили разные W , то предпочтительным считается тот, у которого коэффициент пропускной способности выше.

Результаты статистического моделирования маршрутизации на упрощенной имитационной модели сети связи

На рисунке 9 приведены результаты статистического моделирования процедур маршрутизации на упрощенной имитационной модели сети связи при следующих условиях:

- при определении плана распределения информации использовалась методика для однородной ячеистой сети связи большой размерности;
- максимальное количество УК по оси X $X_{\max} = 10$;
- максимальное количество УК по оси Y $Y_{\max} = 5$;
- количество УК в анализируемой сети связи $S = X_{\max} \cdot Y_{\max} = 50$;
- $k_{i,j} = 8$; $i, j = \overline{1,50}$;
- $p_{\text{дес}} = p_{\text{дес}}^j$; $i, j = \overline{1,5}$, значение которой изменялось от 0 до 0,8 с шагом $\Delta p_{\text{дес}} = 0,2$;

- равновероятный выбор УИ и УП, т.е. значения элементов матрицы тяготений $\pi_{i,j} = \frac{1}{S^2}$; $i, j = \overline{1, S}$;
- $N_0 = 1000$, обеспечивающих относительную погрешность результатов статистического моделирования не более 8 процентов.

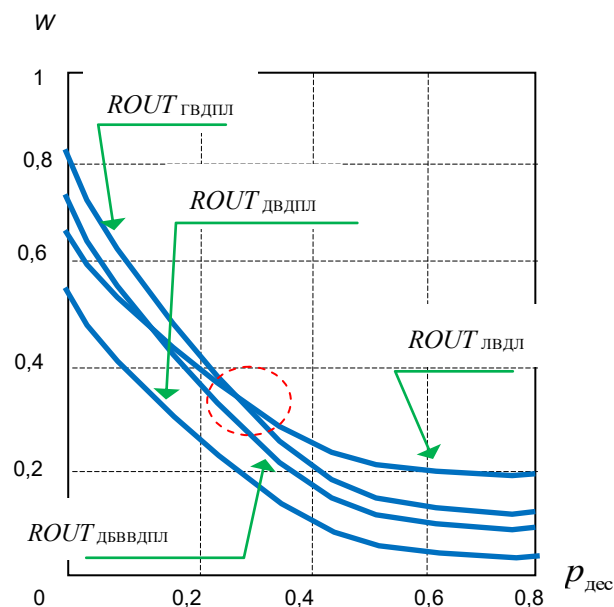


Рис. 9. Зависимость коэффициента пропускной способности сети связи от деструктивных воздействий на ее элементы для различных методов маршрутизации

При выше перечисленных исходных данных анализировались следующие методы маршрутизации [1]:

*ROUT*_{ГВДПЛ} – «Градиентный вероятностно-детерминированный последовательный с логическим методом формирования плана распределения информации»;

*ROUT*_{ДБВВДПЛ} – «Диффузный без возвращения назад вероятностно-детерминированный последовательный с логическим методом формирования плана распределения информации»;

*ROUT*_{ДВДПЛ} – «Диффузный вероятностно-детерминированный последовательный с логическим методом формирования плана распределения информации»;

*ROUT*_{ЛВДЛ} – «Локально-лавинный с детерминированным выбором зоны поиска маршрута и логическим методом формирования плана распределения информации».

Анализ результатов моделирования методов маршрутизации показал, что при отсутствии или незначительном внешнем деструктивном воздействии (в условиях, при которых до 20 % сетевых ресурсов выходит из строя) целесообразно применять «последовательные» методы маршрутизации: *ROUT*_{ГВДПЛ}, *ROUT*_{ДБВВДПЛ} и *ROUT*_{ДВДПЛ}. В случае выхода из строя более 20 % сетевых ресурсов необходимо использовать «лавинные» методы маршрутизации, а именно – *ROUT*_{ЛВДЛ}.

Заключение

Результаты статистического моделирования (с использованием предложенных в статье подходов) совпадают с результатами применения:

- более сложных математических моделей [4];
- коммерческого продукта имитационного моделирования [5].

Данное обстоятельство позволяет утверждать, что предложенные подходы дают возможность

проводить экспресс анализ функционирования предполагаемых сетей связи большой размерности в заданных условиях.

Особого внимания заслуживает возможность применения данных подходов для моделирования функционирования программно-конфигурируемых сетей (SDN, *от англ.* Software-defined Networking).

Список используемых источников

1. Новиков С.Н. Классификация методов маршрутизации в мультисервисных сетях связи // Вестник СибГУТИ. 2013. № 1. С. 57–67.
2. Новиков С.Н., Жарикова В.О. Математическая модель анализа многоадресной маршрутизации в мультисервисной сети связи // Доклады ТУСУР. 2012. № 1. Ч. 2. С. 92–96.
3. Бусленко Н.П. Моделирование сложных систем. М.: Наука, 1968. 356 с.
4. Буров А.А. Исследование влияния маршрутизации на качество обслуживания в мультисервисных сетях связи, функционирующих в экстремальных условиях: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13. Новосибирск, 2009. 22 с.
5. Новиков С.Н., Петров С.А. Исследование влияния внешних деструктивных воздействий на элементы мультисервисной сети связи // Вестник СибГУТИ. 2016. № 1. С. 108–117.

* * *

THE APPROACH TO MODELING OF A LARGE-DIMENSION NETWORK FUNCTIONING IN CONDITIONS OF EXTERNAL DESTRUCTIVE EFFECTS

S. Novikov¹

¹Siberian State University of Telecommunications & Informatics,
Novosibirsk, 630102, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Novikov S.N. The Approach to Modeling of a Large-Dimension Network Functioning in Conditions of External Destructive Effects // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 79–87.

Abstract: *When analyzing routing methods on communication networks of arbitrary structure that have several dozen switching nodes, problems arise related to solving large-scale problems. This article proposes an approach that allows analysis of routing methods to identify those methods that will most effectively function in the intended communication networks and in specified conditions.*

Keywords: *information distribution plan, routing method, external destructive effects.*

МУЛЬТИДОМЕННЫЙ ПОДХОД И МОДЕЛИ ОБЪЕКТОВ КИБЕРФИЗИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА В ЗАДАЧАХ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Г.Г. Рогозинский^{1,2*}

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

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

²Институт проблем транспорта им. Н.С. Соломенко Российской академии наук,

Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

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

Информация о статье

УДК 004.62

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Рогозинский Г.Г. Мультидоменный подход и модели объектов киберфизического пространства в задачах отображения информации // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 88–93.

Аннотация: *Использование методов отображения информации в киберфизических системах сопряжено с рядом проблем в силу значительных объемов информации и нагрузки на человека-оператора. Одним из способов решения этой проблемы является использование полимодальных интерфейсов представления информации. Статья рассматривает общий подход к киберфизическим системам на основе мультидоменной модели, а также ряд моделей киберфизического пространства.*

Ключевые слова: мультидоменная модель, киберфизические системы, сложные системы, системы отображения информации.

Введение

Киберфизические системы – новая технологическая парадигма, объединяющая различные информационно-телекоммуникационные системы с позиций выделения и интеграции в единое целое слоя физических элементов и их информационных (кибернетических) отображений (цифровых теней). Наряду с Интернетом вещей, технологиями *BigData* и всепроникающими сенсорными сетями киберфизические системы образуют технологическую платформу для *Industry 4.0* или Четвертой промышленной революции, с приходом которой связывают большие надежды не только специалисты информационно-телекоммуникационной сферы, но и представители экономики, медицины, экологии, транспорта и других сфер [1], [2].

С учетом всепроникающего распространения киберфизических систем разработчики специализированных программно-аппаратных решений занимаются поиском унифицированных подходов, которые позволили бы упростить разработку различных решений в области киберфизических систем и сократили бы затраты на создание специализированных систем контроля и мониторинга. Кроме того, существование унифицированного подхода позволит упростить проблемы, связанные с масштабированием, которое возникнет при

дальнейшем расширении рассматриваемых систем в обозримом будущем технологий *Industry 4.0* на пути к предполагаемой технологической сингулярности. Данные обстоятельства обуславливают необходимость разработки методов описания элементов киберфизических систем.

С ростом увеличивающейся информационной нагрузки одним из наиболее слабых звеньев сложных систем становится человек-оператор. Полное исключение человеческого фактора по-прежнему невозможно в силу очевидных причин. При этом в условиях современной высокотехнологичной среды взаимодействие человека с информационными системами становится все более сложным и многообразным, что может привести к значительной нагрузке на оператора системы и к ошибочным реакциям и действиям в контуре управления.

Рассматриваемые в статье проблемы актуализируют класс задач, направленных на разработку полимодальных интерфейсов, которые позволяют обеспечить близкое к оптимальному распределение информационных потоков между различными сенсорными системами оператора, отвечающими за восприятия различных типов сигналов (модальностей). На сегодняшний день кроме «традиционной» зрительной модальности и, в некоторых

случаях, аудиальной модальности, появляются приложения, использующие тактильные ощущения и ольфакторную компоненту (запахи) [3].

Одной из проблем разработки полимодальных систем представления данных является отсутствие интегрирующих моделей и средств универсального описания процессов, происходящих в различных средах – в физической среде, в среде кибернетической (или информационной) и в когнитивной области. В данной статье мы рассмотрим несколько моделей, формирующих теоретическую основу для будущих исследований в области полимодальных систем.

1. Мультидоменная модель коммуникаций

Проектирование эффективных (с точки зрения оптимального демультиплексирования информационных потоков между органами чувств человека – оператора системы) полимодальных интерфейсов взаимодействия в человеко-машинных системах требует разработки соответствующих методов описания, анализа и конструирования представлений, свойств и характеристик объектов и процессов в киберфизических системах.

В качестве фундаментальной основы для описания и анализа проблемы предлагается использовать модифицированную доменную модель инфокоммуникаций [4], [5], позволяющую формально описать процессы информационного взаимодействия, обслуживаемые соответствующими интерфейсами участников процесса.

Рассматриваемая модель инфокоммуникаций предполагает разделение пространства взаимодействия на три уровня (домена), каждый из которых связан с группами объектов общей природы – физическими, информационными (кибернетическими) и когнитивными. Перечисленные выше объекты представляют сущности соответствующих доменов – физического (ФД), информационного (ИД) и когнитивного (КД).

На границах доменов реализуются соответствующие интерфейсы, позволяющие осуществ-

лять взаимодействие между элементами системы. Каждый элемент системы обладает конечным упорядоченным набором состояний, определяющих собственный тезаурус элемента.

Для объекта A , принадлежащего физическому домену и обладающего множеством состояний собственного тезауруса $\langle A \rangle^{\xi^A}$, существует множество информационных представлений в тезаурусе ξ^B , являющихся сущностями информационного домена. Информационное взаимодействие состоит в изменении состояния объекта-приемника в ответ на воздействие сигнала, сформированного в соответствии с изменением состояния объекта-передатчика:

$$\langle A \rangle^{\xi^A} \xrightarrow{\text{Signal}} \langle \langle A \rangle^{\xi^A} \rangle^{\xi^B}. \quad (1)$$

Возникающее в процессе функционирования системы взаимодействие человека с информационной средой и, через нее, с физической средой, затрагивает все три домена. Выражение (1) в этом случае принимает вид (2):

$$\langle A \rangle^{\xi^A} \xrightarrow{Q_1} \langle C \rangle^{\xi^B} \xrightarrow{Q_2} \left\langle \left\langle \langle A \rangle^{\xi^A} \right\rangle^{\xi^B} \right\rangle^{\xi^C}, \quad (2)$$

где Q_1, Q_2 – операторы преобразования представлений объекта ФД при формировании сигнала, его трансформациях в процессе передачи и приема; ξ^B, ξ^C – тезаурусы сигнала и приемника.

На рисунке 1 представлена обобщенная интерпретация мультидоменной модели, в которой отдельно выделена подсистема мониторинга внутри информационного домена, где: Q_1 и Q_2 – операторы преобразования представлений на границах физического и информационных доменов, а также информационного и когнитивного доменов, соответственно; Q^I – оператор сокращения тезауруса на входе в систему мониторинга; M – блок мэппинга; $N_1 - N_i$ – набор интерфейсов (полимодальный мультиплекс), представляющих данные в той или иной модальности.

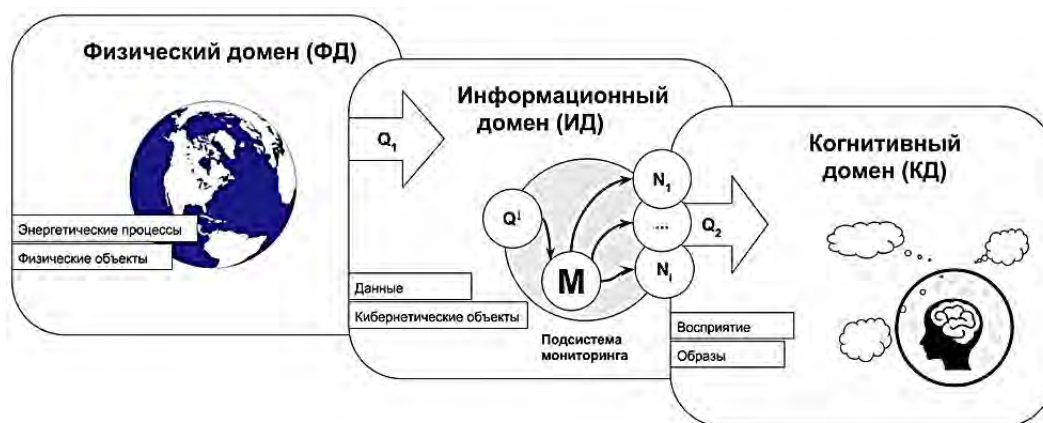


Рис. 1. Мультидоменная модель с выделенной подсистемой мониторинга

В соответствии с рассматриваемой моделью объектами подсистемы мониторинга являются сущности информационного (кибернетического) домена, являющиеся отображениями физических объектов или существующие только в виртуальном пространстве. Очевидно, любая система мониторинга будет использовать тезаурус, меньший, чем общий тезаурус информационного домена, так как среди всего множества возможных параметров, описывающих состояние некой наблюдаемой системы, человеку-оператору для решения задач мониторинга требуется только определенное подмножество параметров.

Для дальнейшего формального описания будем использовать оператор *редукции* или сокращения тезауруса, такой, что:

$$Q^{\downarrow}: \xi^C \subset \xi^{\bar{C}}, \quad (3)$$

то есть сокращенный тезаурус $\xi^{\bar{C}}$ будет являться подмножеством тезауруса системы в информационном домене ξ^C .

В терминах доменной модели редукция тезауруса объекта будет записана формально в виде выражения:

$$\langle A \rangle^{\xi^A} \xrightarrow{Q^{\downarrow}} \langle A \rangle^{\xi^{\bar{A}}}, \quad (4)$$

что эквивалентно выражению (5):

$$\langle C \rangle^{\xi^C} \xrightarrow{Q^{\downarrow}} \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}}, \quad (5)$$

где C – кибернетический объект, являющийся цифровой тенью физического объекта A .

В обобщенном случае полимодального представления информации введем векторный оператор $\bar{Z}$, каждым элементом которого является оператор преобразования тезауруса объекта ИД к тезаурусу соответствующего интерфейса представления информации.

Для четырехмодального случая, включающего, зрительную Q^V , аудиальную Q^A , тактильную Q^T и ольфакторную Q^O компоненты, имеем:

$$\bar{Z} = \{Q^A; Q^V; Q^O; Q^T\}. \quad (6)$$

В результате воздействия векторного оператора $\bar{Z}$ на тезаурус объекта в информационном домене в общем случае имеем:

$$\langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \xrightarrow{\bar{Z}} \left\{ \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \right\}_{i=1 \dots M_{\max}}^{\xi^{M_i}}, \quad (7)$$

где M_i – i -ая модальность; $M_{\max}$ – максимальное количество модальностей данных в рассматриваемой системе.

В соответствии с выражением (7) переход от объектов ИД к КД для восприятия сенсорными органами человека-оператора будет записано следующим выражением (8):

$$\left\{ \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \right\}_{i=1 \dots M_{\max}}^{\xi^{M_i}} \xrightarrow{Q_i^N} \left\{ \left\{ \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \right\}_{i=1 \dots M_{\max}}^{\xi^{M_i}} \right\}_{i=1 \dots M_{\max}}^{\xi^{U_i}}, \quad (8)$$

где ξ^{U_i} – тезаурус оператора в когнитивном домене.

Раскрывая выражение (8), имеем:

$$\left| \langle C \rangle^{\xi^C} \xrightarrow{Q^{\downarrow}} \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \xrightarrow{\bar{Z}} \left\{ \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \right\}_{i=1 \dots M_{\max}}^{\xi^{M_i}} \right|_{ID} \xrightarrow{Q_i^N} \left| \left\{ \left\{ \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \right\}_{i=1 \dots M_{\max}}^{\xi^{M_i}} \right\}_{i=1 \dots M_{\max}}^{\xi^{U_i}} \right|_{CD}. \quad (9)$$

где ID – информационный (кибернетический) домен; CD – когнитивный домен.

Для какой-либо отдельной модальности, например, аудиальной, выражение (9) преобразуется к следующему виду (10):

$$\left| \langle C \rangle^{\xi^C} \xrightarrow{Q^{\downarrow}} \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \xrightarrow{Q^A} \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \right|_{ID} \xrightarrow{Q^A} \left| \left\{ \langle C \rangle^{\xi^{\bar{C}}} \right\}_{i=1 \dots M_{\max}}^{\xi^{U_A}} \right|_{CD}. \quad (10)$$

На рисунке 2 представлена модель полимодального мультиплекса данных в киберфизической системе, базирующаяся на модифицированной мультидоменной модели.

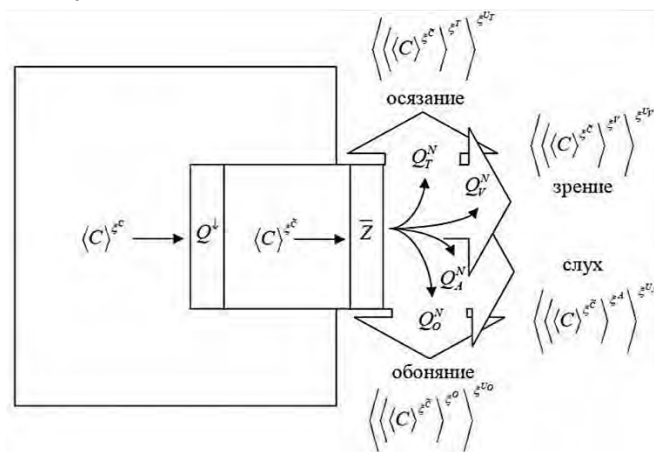


Рис. 2. Модель полимодального мультиплекса данных в киберфизической системе

Представленные выше выражения (7)–(10) дают формальное описание процессам, имеющим место в различных доменах и позволяют использовать единый символический аппарат, что важно с позиций разработки методов и теоретических моделей, формирующих унифицированный комплекс средств проектирования полимодальных интерфейсов представления данных.

Двигаясь от общего к частному и имея наиболее общую модель междоменного взаимодействия,

нам необходимо далее сфокусироваться на построениях в физическом и информационном доменах, описывающих в терминах мультидоменной модели ряд моделей киберфизических систем.

Введем понятие киберфизического пространства (КФП) для обозначения условной среды, в которой существуют в неразрывной связи физические тела (элементы физического домена) и их информационные сущности (элементы информационного домена) и представим ниже четыре типа киберфизических объектов (КФО), начиная с наиболее простого типа и заканчивая более сложными.

2. Четыре типа киберфизических объектов

2.1. Киберфизический атом

Модель киберфизического атома (КФА или А-модель) лежит в основе любой киберфизической системы. Атом, как следует из названия, представляет собой наименьший неделимый элемент системы. Соответственно, КФА описывает одну (неделимую с точки зрения киберфизического пространства) сущность физического домена и соответствующую ей кибернетическую часть (цифровую тень), относящуюся к информационному домену. Обе эти сущности образуют единый комплекс, существующий в ФД и ИД.

Здесь можно отметить интересную параллель с множеством комплексных чисел, каждое из которых может быть представлено в виде реальной (Re) и мнимой (Im) части. При этом в отдельных случаях возможно наличие только мнимой или только реальной компоненты, как и в киберфизической системе, где ряд компонентов могут не иметь цифровых теней, или некоторые кибернетические сущности не имеют физического тела, а лишь выполнять ряд программных задач в ИД.

Пусть X – киберфизический атом. Тогда $\langle X \rangle^{\xi^X}$ это данный киберфизический атом, представленный в собственном тезаурусе ξ^X . Введем два оператора – Ph и Cy , которые выделяют физическую часть тезауруса и информационную, соответственно:

$$Ph[\langle X \rangle^{\xi^X}] = \langle X \rangle^{Ph(\xi^X)}, \quad (11)$$

$$Cy[\langle X \rangle^{\xi^X}] = \langle X \rangle^{Cy(\xi^X)}. \quad (12)$$

Таким образом, $\langle X \rangle^{Ph(\xi^X)}$ – физический объект, или часть киберфизического атома, представленная в физическом домене, и $\langle X \rangle^{Cy(\xi^X)}$ – кибернетическая сущность, или часть КФА, представленная в информационном домене.

На рисунке 3 дано графическое изображение описываемой А-модели. Переход из физического домена в информационный реализуется с помощью различных устройств-сенсоров (*sensor*). Обратный переход выполняется устройствами-актуаторами (*actor*).

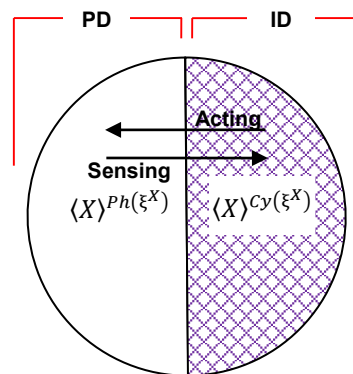


Рис. 3. А-модель. Киберфизический атом

А-модель необходимо рассмотреть для формального описания поведения или состояния отдельного киберфизического объекта, например, в случае, если оператор системы ставит перед собой цель проанализировать отдельный объект, действующий внутри системы. Тем не менее, киберфизическая сеть традиционно представляется сетью взаимодействующих КФО, и в этом случае А-модель будет являться основой для дальнейших, более сложных абстракций.

2.2. Киберфизическая топология

Вторая модель, рассматриваемая нами, описывает киберфизическую топологию и называется Т-модель или КФТ. В основе данной модели лежит топологическое описание сети КФА. Т-модель определяет граф сети киберфизического атома. Основным дескриптор Т-модели – матрица связности, в которой главная диагональ содержит единичные элементы. Связи между i -ым и j -ым КФА, отображаемые в рассматриваемой модели, описываются операторами связи Q^{C-C} , Q^{P-P} и Q^{P-C} . Нулевые элементы в матрице связности означают отсутствие связи в соответствующем домене (информационном или физическом) между рассматриваемыми киберфизическими атомами.

Оператор физической связи Q^{P-P} определяет связь типа «физический объект – физический объект», или обмен тезаурусами, происходящий только в ФД. Отметим, что на практике любой из операторов Q^{C-C} , Q^{P-P} или Q^{P-C} может являться макрооператором и включать в себя последовательность преобразований в соответствующих доменах: $Q = Q1 \cdot Q2 \cdot \dots \cdot QN$.

Обмен тезаурусами в физическом домене подразумевает физический контакт между физическими компонентами КФА $\langle X_1 \rangle^{Ph(\xi^{X_1})}$ и $\langle X_2 \rangle^{Ph(\xi^{X_2})}$:

$$\langle X_1 \rangle^{Ph(\xi^{X_1})} \xrightarrow{Q_{1-2}^{P-P}} \langle X_2 \rangle^{Ph(\xi^{X_2})} \xrightarrow{Q_{2-1}^{P-P}} \langle X_1 \rangle^{Ph(\xi^{X_1})}. \quad (13)$$

Кибернетический или информационный обмен реализуется посредством различных протоколов и его особенности описываются оператором инфор-

мационной связи типа «кибер-объект – кибер-объект». По аналогии с выражением (13) имеем:

$$\langle \langle X_1 \rangle_{Cy(\xi^{X_1})} \rangle^{Cy(\xi^{X_2})} \xleftrightarrow{Q_{1-2}^{C-C}} \langle \langle X_2 \rangle_{Cy(\xi^{X_2})} \rangle^{Cy(\xi^{X_1})}. \quad (14)$$

Третий оператор, Q^{P-C} , является оператором междоменной связи, т. е. описывающим смешанное взаимодействие типа «физический объект – кибер-объект». Здесь мы должны исключить практический смысл объекта другого междоменного объекта Q^{C-P} , так как прямое взаимодействие типа «кибер-объект – физический объект», при условии, что речь идет о разных объектах, невозможно. Что касается оператора Q^{P-C} , то примером такого воздействия может служить работа различных датчиков, например, видеокамеры.

На рисунке 4 приведено графическое отображение описываемой Т-модели.

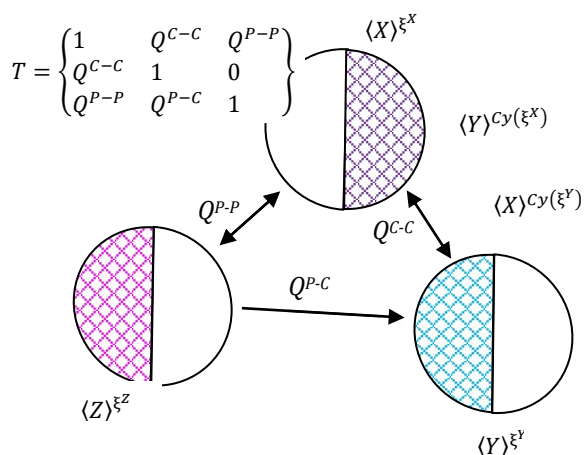


Рис. 4. Т-модель. Киберфизическая топология

Т-модели совместно с набором А-моделей теоретически способны полностью описать любую киберфизическую сеть, однако может потребоваться еще несколько абстракций для удобства моделирования.

2.3. Киберфизический кластер

Следующая модель описывает киберфизический кластер (КФК) и называется по аналогии с предыдущими К-моделью. Данная модель проявляет свои полезные свойства в задачах масштабирования сетей КФО. В случае если требуется оперировать значительным числом киберфизических атомов и киберфизической типологии, когда целые созвездия КФА и сегменты общей киберфизической типологии требуется рассматривать как единую сущность, целесообразно использовать К-модель. Соответственно, сложная сеть киберфизического объекта может быть упрощена до описания соединения между несколькими киберфизическими кластерами (рисунк 5).

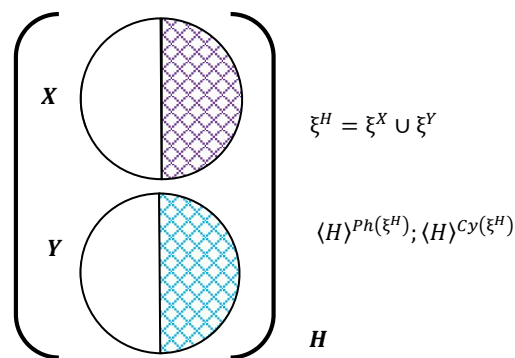


Рисунок 5. К-модель. Киберфизический кластер

2.4. Киберфизическая иерархия

Хотя любая КФС может быть описана в терминах киберфизической топологии или с использованием базиса Т-моделей, данный подход не позволит отразить наследственные связи внутри киберфизической сети, а также процессы эволюционных переходов, подпроцессы и т.д. Одновременно с этим, такая информация является существенной, так как выделение классов и экземпляров классов позволит установить соответствующие параллели в тезаурусе подсистемы мониторинга и структурировать процесс представления информации оператору. Таким образом, для описания наследственных связей внутри КФС будем использовать киберфизическую иерархию или Х-модель (рисунк 6).

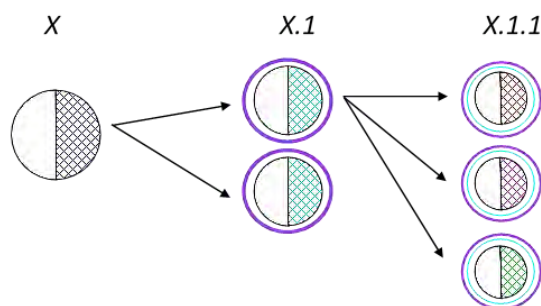


Рис. 6. Х-модель. Киберфизическая иерархия

Х-модель завершает комплекс моделей, используемых для описания КФС. Тем не менее, дальнейшие исследования, направленные на моделирование КФС, могут привести к необходимости создания дополнительных классов моделей.

Заключение

Подводя итог и обобщая представленные положения, следует сформулировать следующие основные задачи при разработке человеко-машинных интерфейсов.

Во-первых, это определение набора характеристик объектов, как источников информационных потоков, и анализ, включающий в себя выявление диапазонов их изменения, характерных особенностей изменения и т.д.

Во-вторых, это определение параметров и характеристик различных сенсорных систем человека, образующих полисенсорный комплекс. Данная задача представляется в значительной степени решенной, если опираться на существенный объем исследований в физиологии. Тем не менее, ряд вопросов, касающихся психологических аспектов восприятия по-прежнему нельзя считать полностью исследованными.

И в-третьих, это адекватное и корректное отображение множества элементов тезауруса киберфизических объектов (ФД-ИД компоненты) на множество элементов тезауруса системы отображения информации (ИД) для последующего отображения на множество образов когнитивного домена. Следует отметить, что последняя задача не может быть эффективно решена формальным соотнесе-

нием элементов двух тезаурусов, так как не учитывает психоэмоциональных аспектов восприятия сигналов различной природы, и, в силу этого, требует специфических междисциплинарных подходов и формирования нетривиальных критериев оценки возможных решений.

Доменная модель инфокоммуникаций обеспечивает общую методологию, которая включает в себя методы формального описания физических, кибернетических и киберфизических процессов, а также способы количественного анализа параметров и характеристик используемых систем. В то же время данная модель инфокоммуникаций предоставляет возможность учитывать слабо формализованные компоненты интерфейсов, связанные с психофизиологическими и эмоциональными аспектами восприятия.

Список используемых источников

1. Малыгин, И.Г., Комашинский В.И., Королев О.А. Информационно-управляющие системы водного транспорта в период четвертой индустриальной революции // Транспорт: наука, техника, управление. 2017. № 8. С. 3–12.
2. Киберфизическая система управления стивидорным предприятием CPS Stevedore Eye. URL: <http://www.plm.pw/2017/06/cps-stevedore-eye.html>
3. Basov O., Ronzhin A., Budkov V., Saitov I. Method of Defining Multimodal Information Falsity for Smart Telecommunication Systems // Lecture Notes in Computer Science. 2015. Vol. 9247. PP. 163–173.
4. Sotnikov, A.D., Rogozinsky G.G. The Multi-Domain Infocommunication Model as the Basis of an Auditory Interfaces Development for Multimedia Informational Systems // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. № 5. С. 77–82.
5. Сотников А.Д. Принципы анализа прикладной области в инфокоммуникационных системах здравоохранения // Труды учебных заведений связи. 2004. № 171. С. 174–183.

* * *

MULTI-DOMAIN APPROACH AND MODELS OF CYBER-PHYSICAL OBJECTS IN INFORMATION REPRESENTATION SYSTEMS

G. Rogozinsky^{1,2}

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

²Solomenko Institute of Transport Problems of the Russian academy of sciences,
St. Petersburg, 199178, Russian Federation

Article info:

Article in Russian

For citation: Rogozinsky G. Multi-Domain Approach and Models of Cyber-Physical Objects in Information Representation Systems // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 88–93.

Annotation: *The usage of information representation methods in cyber-physical systems features several problems due to a large amount of data and informational overload. One possible solution is the polymodal representation of the information. The paper reviews a generalized approach to the cyber-physical systems, which is based on multi-domain model and several models in cyber-physical space.*

Keywords: *multi-domain model, cyber-physical systems, complex systems, information representation systems.*

РАЗВИТИЕ ТЕХНОЛОГИИ NB-IoT

А.Е. Рыжков¹

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

Информация о статье

УДК 621.396.9

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Рыжков А.Е. Развитие технологии NB-IoT // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 94–101.

Аннотация: Рассмотрены характеристики физического уровня технологии NB-IoT на основе релизов 13–15 спецификаций стандарта LTE, включая сигналы синхронизации и преамбулу запроса на доступ к сети. Представлены форматы транспортных блоков, обсуждаются особенности передачи трафика вниз и вверх. Дана оценка пропускной способности каналов передачи трафика NB-IoT.

Ключевые слова: NB-IoT, физический уровень, передача трафика, транспортный блок, пропускная способность.

Введение

Технология узкополосного беспроводного интернета вещей (NB-IoT, от англ. Narrowband Internet of Things) введена в Rel.13, 14 спецификаций стандарта LTE (E-UTRA). В сравнении с ранее предложенной в LTE технологией интернета вещей LTE-M с полосой радиоканала 1,4 МГц полоса канала в NB-IoT составляет 180 (200) кГц, что соответствует полосе, занимаемой одним ресурсным блоком в широкополосных сетях LTE. Полоса в 200 кГц совпадает с полосой радиоканала стандарта GSM.

Появление этой технологии открывает новые возможности для реализации узкополосного беспроводного доступа в сетях IoT с выходом на всемирную пакетную сеть LTE. Первые обзоры по технологии NB-IoT появились в конце 2016 г. [1, 2]. С выходом новых версий спецификаций LTE возрастает число диапазонов для развертывания сетей NB-IoT, введена новая категория абонентского оборудования NB2, рассчитанная на передачу и прием пакетов увеличенного объема.

Хотя в основу физического уровня стандарта NB-IoT положены базовые принципы широкополосного стандарта LTE (технологии OFDM при передаче вниз и SC-FDMA при передаче вверх с сохранением многих параметров радиоинтерфейса), в NB-IoT изменены временные и спектральные характеристики. Особенно это относится к каналам передачи вверх, где наряду с «классической» сеткой поднесущих в 15 кГц используют сетку с расстоянием между поднесущими в 3,75 кГц. Принципиальные изменения произошли в механизме передачи транспортных блоков. Передача одного пакета вниз может растягиваться на не-

сколько субкадров, а в направлении вверх вообще введена новая характеристика канального ресурса – ресурсная единица (RE), временные характеристики которой зависят от числа выделенных абоненту поднесущих частот. Частичное использование канального ресурса при передаче вверх позволяет одновременно обслуживать в этом направлении несколько устройств.

Поэтому представляется важным рассмотреть определяющие функционирование сети NB-IoT характеристики физического уровня в динамике их развития. Следующей задачей является оценка пропускной способности каналов NB-IoT. При написании статьи были использованы материалы спецификаций LTE Rel.14, 15, опубликованные в декабре 2016 – ноябре 2017 гг.

Основные характеристики физического уровня технологии NB-IoT

Устройства NB-IoT работают в полосе 180 (200) кГц, что потребовало изменений на физическом уровне в сравнении с классическими сетями LTE с шириной полосы 1,4–20 МГц. Прежде всего, это относится к передаче синхронизирующих сигналов, каналу передачи системной информации, запросам на доступ к сети, поскольку эти сигналы и каналы в LTE занимают полосу в 1,4 МГц.

Возможны следующие варианты реализации сетей NB-IoT (рисунок 1):

- работа внутри выделенной оператору LTE рабочей полосы;
- работа внутри защитного интервала между выделенными полосами рабочих частот;

- одиночный режим работы в стандартном частотном канале 200 кГц;
- внутри диапазона частот сети GSM.

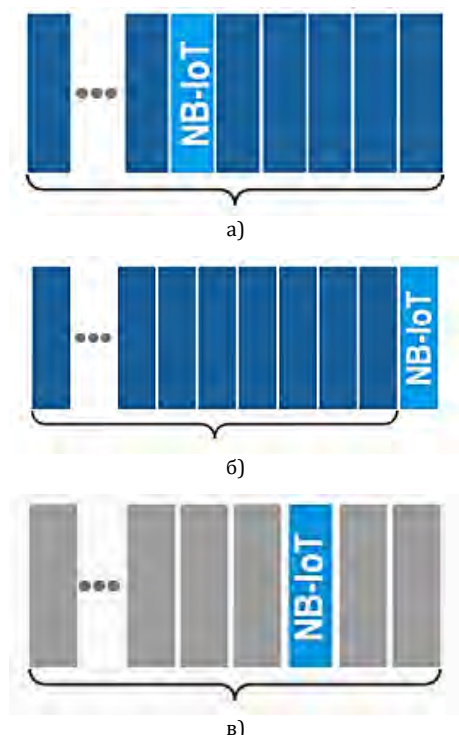


Рис. 1. Выделение каналов для NB-IoT (режим работы / несущие):
 а) внутри полосы / LTE;
 б) внутри защитного интервала / LTE;
 в) одиночный / GSM

Предусмотрены 2 варианта передачи трафика в сетях NB-IoT (рисунок 2). В стандартном варианте сообщения трафика формируют в виде Интернет-дейтаграмм и его передают в пользовательской плоскости через шлюзы S-GW и PDN-GW. В другом варианте трафик следует как псевдо-сигнальные сообщения через MME и шлюз SCEF (Service Capability Exposure Function), специально введенный для обмена небольшой по объему информацией без «излишеств» формата Интернет-пакетов.

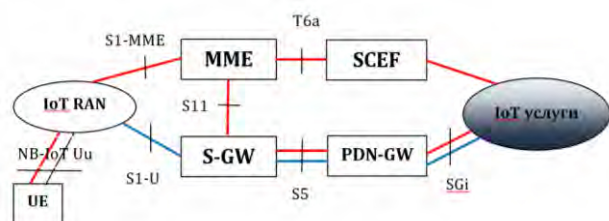


Рис. 2. Варианты передачи трафика в NB-IoT

Диапазоны частот для NB-IoT в соответствии с [3] приведены в таблице 1. Черным цветом в таблице 1 помечены диапазоны, специфицированные в Rel.13, синим – добавленные в Rel.14, и красным – в Rel.15.

Передача трафика идет в режиме полудуплекса. Терминал UE, находящийся в активном состоянии, либо принимает трафик, либо его передает.

При передаче вниз на физическом уровне NB-IoT определены каналы синхронизации NPSS: первичный и вторичный, а также каналы:

- передачи данных NPDSCH (от англ. Narrowband Physical Downlink Shared Channel);
- управления NPDCCH (от англ. Narrowband Physical Downlink Control Channel);
- передачи системной информации NPBCH (от англ. Narrowband Physical Broadcast Channel).

ТАБЛИЦА 1. Диапазоны частот для NB-IoT

Номер диапазона	Частоты передачи вверх (↑) UE → eNB (МГц)	Частоты передачи вниз (↓) eNB → UE (МГц)
	F _{↑мин} – F _{↑макс}	F _{↓мин} – F _{↓макс}
1	1920 – 1980	2110 – 2170
2	1850 – 1910	1930 – 1990
3	1710 – 1785	1805 – 1880
4	1710 – 1755	2110 – 2155
5	824 – 849	869 – 894
8	880 – 915	925 – 960
11	1427,9 – 1447,9	1475,9 – 1495,9
12	699 – 716	729 – 746
13	777 – 787	746 – 756
14	788 – 798	758 – 768
17	704 – 716	734 – 746
18	815 – 830	860 – 875
19	830 – 845	875 – 890
20	832 – 862	791 – 821
21	1447,9 – 1462,9	1495,9 – 1510,9
25	1850 – 1915	1930 – 1995
26	814 – 849	859 – 894
28	703 – 748	758 – 803
31	452,5 – 457,5	462,5 – 467,5
66	1710 – 1780	2110 – 2200
70	1695 – 1710	1995 – 2020
71	663 – 698	617 – 652
72	451 – 456	461 – 466
74	1427 – 1470	1475 – 1518

Структура кадра вниз LTE сохраняется. Кадр длительностью 10 мс состоит из 10 субкадров по 1 мс (два слота по 0,5 мс). Канальный ресурс выделяют на ресурсный блок (РБ), где в полосе 180 кГц передача идет на 12 поднесущих с разномом между частотами 15 кГц. Во временной области в каждом слоте передают 7 OFDM-символов (14 в субкадре) Распределение каналов показано на рисунке 3.

Каждый кадр начинается передачей канала NPBCH, который занимает нулевой субкадр. В каждом 5-м субкадре передают сигнал NPSS, а в последнем субкадре каждого четного кадра сигнал NSSS. В оставшихся свободных субкадрах размещают каналы NPDSCH или NPDCCH.

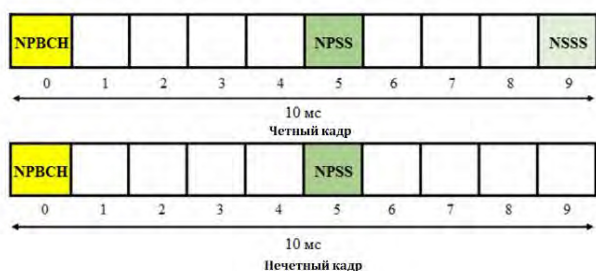
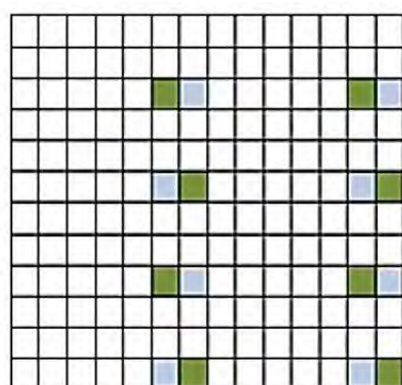


Рис. 3. Выделение канального ресурса для NB-IoT

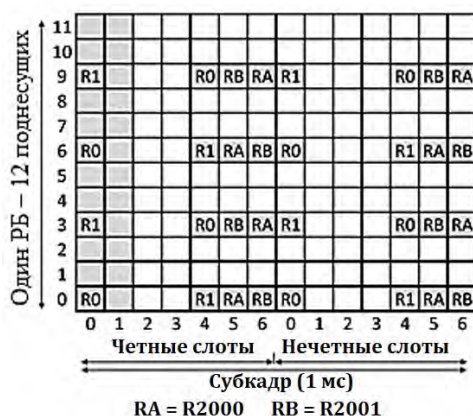
Базовая станция в сетях NB-IoT может работать с одной или двумя антеннами (антенные порты R2000 и R2001). Через эти порты передают специальные для NB-IoT опорные сигналы (рисунок 4а). Если канальный ресурс для NB-IoT выделен в полосе действующей сети LTE, то в РБ передают также опорные сигналы широкополосной сети R0, R1, а при размещении символов канала NPDSCH резервируют 1–3 OFDM-символа слева для передачи канала управления PDCCCH широкополосной сети (2 OFDM-символа на рисунке 4б).



Субкадр

■ R2000 ■ R2001

а)



б)

Рис. 4. Структуры РБ при передаче трафика вниз в NB-IoT

И первичный NPSS, и вторичный NSSS синхронизирующие сигналы построены на основе ZC-последовательностей. ZC-последовательности ши-

роко используют в стандарте LTE [4]. Исследование корреляционных свойств сигналов на основе ZC-последовательностей в широкополосном (классическом) варианте стандарта LTE произведено в [5, 6]; корреляционные характеристики сигналов NPSS и NSSS оценены в [7].

Позиционирование сигнала NPSS в субкадре показано на рисунке 5. Он занимает площадь, ограниченную OFDM-символами $l = 3-13$ и поднесущими $n = 0-10$, всего 121 ресурсный элемент. Три OFDM-символа слева остаются пустыми, что позволяет размещать в них канал PDCCCH при выделении канального ресурса для NB-IoT внутри рабочей полосы широкополосного канала LTE. Черным цветом на рисунке 5 показаны опорные сигналы широкополосной LTE. В этих ресурсных элементах символы сигнала NPSS «выкалывают».

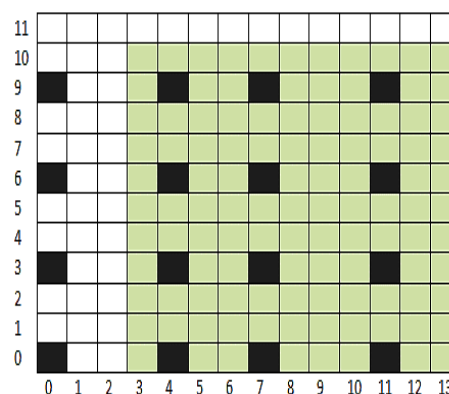


Рис. 5. Структура субкадра с каналом NPSS

Сигнал NSSS размещают аналогичным образом, разница в том, что он занимает поле с $l = 3-13$ и поднесущими $n = 0-11$ (132 ресурсных элемента).

Сигнал NPSS генерируют в виде ZC-последовательности длиной в 11 символов с корневым индексом $u = 5$:

$$d_l(n) = S(l) \cdot e^{-j\frac{\pi u n(n+1)}{11}}, \quad n = 0, 1, \dots, 10. \quad (1)$$

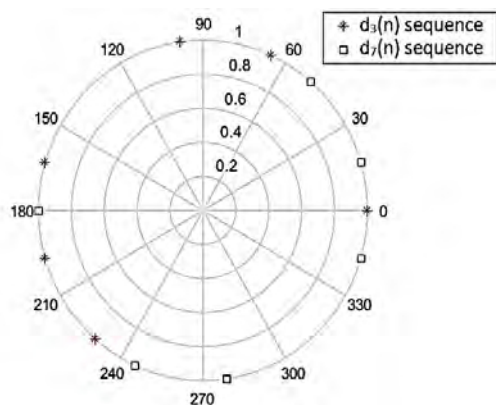
Эту последовательность повторяют 11 раз в OFDM-символах $l = 3-13$ с коэффициентами $S(l)$, приведенными в таблице 2 [8].

ТАБЛИЦА 2. Коэффициенты $S(l)$

l	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$S(l)$	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	-1	1

Расположение отсчетов сигналов $d_3(n)$ и $d_7(n)$ с коэффициентами $S(l)$ равными +1 и -1 показано на рисунке 6.

Прием сигнала NPSS позволяет UE определить границы кадра. В отличие от сигнала PSS в LTE сигнал NPSS не содержит информации об идентификаторе соты N_{ID}^{cell} . Эту информацию UE получает из сигнала NSSS.

Рис. 6. $d_i(n)$ -последовательности сигнала NPSS

В качестве сигнала NSSS используют ЗС-последовательность $d(n)$, формируемую по следующему закону:

$$d(n) = b_q(m) e^{-j2\pi\theta_f n} e^{-j\frac{\pi u'(n'+1)}{131}}, \quad (2)$$

где:

$$n = 0, 1, \dots, 131;$$

$$n' = n \bmod 131;$$

$$m = n \bmod 128;$$

$$u = N_{ID}^{cell} \bmod 126 + 3;$$

$$q = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{cell}}{126} \right\rfloor.$$

Как и в широкополосных сетях LTE, в NB-IoT определены 504 идентификатора соты N_{ID}^{cell} . При этом, если соединения NB-IoT организованы внутри широкополосного канала LTE, то N_{ID}^{cell} обеих сетей могут совпадать, а могут и различаться.

В качестве коэффициентов $b_q(m)$ используют двоичные взаимноортогональные последовательности длиной в 128 бит, представленные в таблице 3 [8].

ТАБЛИЦА 3. Определение значений $b_q(m)$

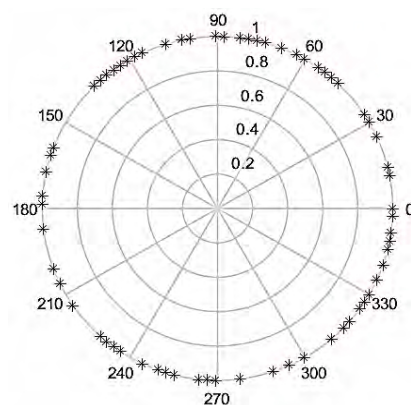
q	$b_q(0), \dots, b_q(127)$
0	[1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 ... 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1]
1	[1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 ... 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1]
2	[1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 ... -1 -1 1 1 -1 1 -1 1]
3	[1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 ... 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1]

Циклический сдвиг θ_f определяется номером передаваемого кадра n_f по формуле:

$$\theta_f = \frac{33}{132} (n_f/2) \bmod 4.$$

Пример смоделированной последовательности $d(n)$ при $N_{ID}^{cell} = 0$ ($q = 0, u = 3$) приведен на рисунке 7.

Рассмотрим передачу данных по каналу NPDSCH. В [8, 9] специфицированы возможные варианты передач транспортных блоков вниз.

Рис. 7. $d(n)$ -последовательность сигнала NSSS

Максимальный размер транспортного блока определяется категорией мобильного терминала. К настоящему моменту специфицировано 2 категории терминалов для NB-IoT: NB1 и NB2. Их характеристики приведены в таблице 4.

ТАБЛИЦА 4. Характеристики терминалов NB-IoT

Категория	NB1	NB2
Релиз	Rel.13	Rel.14
Максимальный размер транспортного блока вниз, бит	680	2536
Максимальный размер транспортного блока вверх, бит	1000	2536
Максимальный размер буфера на уровне L2, байт	4000	8000

При передаче вниз в канале NPDSCH используют модуляцию 4-ФМ. При этом в отличие от широкополосных сетей LTE, где транспортный блок размещают в одном субкадре, в NB-IoT его передача может растягиваться на несколько последовательных субкадров, от 1 до 10.

В таблице 5 представлены размеры транспортных блоков в битах при передаче вниз в зависимости от модуляционно-кодирующих схем I_{MCS} и числа занимаемых при передаче субкадров N_{SF} . В таблице 5 цветом выделены форматы транспортных блоков, реализуемые при использовании терминалов категории NB1.

Передача трафика вниз может идти как с подтверждением, так и без подтверждения принятых блоков. Для обеспечения необходимой надёжности возможна повторная передача информационных блоков. Предусмотрено 15 вариантов повторов передачи блока по каналу NPDSCH: 2, 4, 8, ... 2048 раз.

Более серьезные нововведения в NB-IoT относятся к организации физических каналов вверх. В полосе 180 кГц используют 2 варианта формирования ресурсной сетки поднесущих. В первом, как и в широкополосных сетях LTE, временной слот длительностью 0,5 мс содержит 12 поднесущих с разнесом по частоте $\Delta F = 15$ кГц и 7 ресурсных элементов (РЭ) на каждой поднесущей. Во втором варианте в полосе 180 кГц размещают 48 поднесущих с сеткой частот $\Delta F = 3,75$ кГц и с 7 РЭ ($l = 0 \dots 6$) на

одной поднесущей (рисунок 8). Длительность слота составляет 2 мс. В обоих вариантах при передаче вверх используют технологию SC-FDMA.

ТАБЛИЦА 5. Форматы передач трафика вниз

I _{MSC}	N _{SF}							
	1	2	3	4	5	6	8	10
0	16	32	56	88	120	152	208	256
1	24	56	88	144	176	208	256	344
2	32	72	144	176	208	256	328	424
3	40	104	176	208	256	328	440	568
4	56	120	208	256	328	408	552	680
5	72	144	224	328	424	504	680	872
6	88	176	256	392	504	600	808	1032
7	104	224	328	472	584	680	968	1224
8	120	256	392	536	680	808	1096	1352
9	136	296	456	616	776	936	1256	1544
10	144	328	504	680	872	1032	1384	1736
11	176	376	584	776	1000	1192	1608	2024
12	208	440	680	904	1128	1352	1800	2280
13	224	488	744	1128	1256	1544	2024	2536

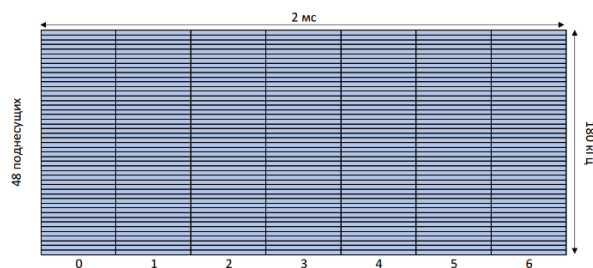


Рис. 8. Структура слота с 48 поднесущими

При передаче вверх на физическом уровне NB-IoT определены каналы:

- передачи данных NPUSCH (от англ. Narrowband Physical Uplink Shared Channel);
- доступа к сети NPRACH (от англ. Narrowband Physical Random Access Channel).

По каналу NPRACH UE посылает преамбулу запроса на доступ к сети. Трафик вверх передают по каналу NPUSCH. В отличие от передачи вниз при передаче вверх можно использовать часть поднесущих частот радиоканала. При этом специфицировано 2 формата передачи вверх: *формат 1* и *формат 2* (таблица 6). Формат 2 используют только для передачи управляющей информации. РЕ формируют на одной поднесущей длиной в 4 слота. При $\Delta F = 3,75$ кГц длительность РЕ составляет 8 мс, а в первых трёх РЕ каждого слота размещают опорные сигналы демодуляции ($l = 0, 1, 2$ на рисунке 8). При $\Delta F = 15$ кГц передача РЕ занимает 2 мс, под опорные сигналы демодуляции занимают 2, 3 и 4 РЕ каждого слота. В каналах NPUSCH в формате 2 применяют модуляцию 2-ФМ.

ТАБЛИЦА 6. Варианты формирования ресурсных единиц

Форматы передачи NPUSCH	Ширина поднесущей, кГц	Число поднесущих	Число слотов в РЕ	Длительность РЕ, мс
Формат 1	3,75	1	16	32
		1	16	8
		3	8	4
		6	4	2
		12	2	1
Формат 2	3,75	1	4	8
	15	1	4	2

При передаче в формате 1 в случае $\Delta F = 3,75$ кГц РЕ составляет одна поднесущая и 16 слотов со временем передачи 32 мс. Опорный сигнал демодуляции размещают в РЕ $l = 4$ на рисунке 8. При передаче используют модуляцию $(\pi/2)2$ -ФМ.

При работе с сеткой $\Delta F = 15$ кГц в таблице 6 специфицированы 4 варианта формирования РЕ. Фактически это означает, что при использовании последних трех вариантов передают одно и то же число символов, растягивая передачу во времени. При выборе РЕ с одной поднесущей число символов в РЕ снижается вдвое. Во всех вариантах РЕ расположение опорных сигналов демодуляции в слотах соответствует принятому в широкополосных сетях LTE ($l = 3$).

Модуляция при использовании РЕ из одной поднесущей может быть $(\pi/2)2$ -ФМ или $(\pi/4)4$ -ФМ. Во всех других вариантах при работе с $\Delta F = 15$ кГц модуляция 4-ФМ.

Модуляционно-кодирующие схемы при передаче вверх такие же, как и при передаче вниз, но максимальный объем транспортного блока увеличен до 1000 бит для станций NB1 и составляет 2536 бит для станций NB2 (таблица 7).

ТАБЛИЦА 7. Форматы передач трафика вверх

I _{MSC}	N _{RU}							
	1	2	3	4	5	6	8	10
0	16	32	56	88	120	152	208	256
1	24	56	88	144	176	208	256	344
2	32	72	144	176	208	256	328	424
3	40	104	176	208	256	328	440	568
4	56	120	208	256	328	408	552	680
5	72	144	224	328	424	504	680	872
6	88	176	256	392	504	600	808	1000
7	104	224	328	472	584	712	1000	1224
8	120	256	392	536	680	808	1096	1384
9	136	296	456	616	776	936	1256	1544
10	144	328	504	680	872	1000	1384	1736
11	176	376	584	776	1000	1192	1608	2024
12	208	440	680	1000	1128	1352	1800	2280
13	224	488	744	1128	1256	1544	2024	2536

Передача одного транспортного блока может занимать от одного до 10 РЕ. Варианты транспортных блоков в таблице 7 для терминалов NB1 выделены цветом. Максимальная скорость передачи данных вверх соответствует максимальной скорости при передаче вниз. Для повышения надежности связи предусмотрена повторная передача блоков, где число повторов может составлять от 2 до 128.

Сравнивая таблицы 5 и 7, легко заметить, что они заполнены одинаковыми числами. Однако между этими таблицами существует принципиальная разница. Если в таблице 5 в строках время передачи транспортного блока вниз определяется в 1 мс субкадрах, то в таблице 7 в строках время указано в РЕ, длительность которых зависит от выделенного числа поднесущих вверх.

Для сетей NB-IoT разработана совершенно новая преамбула запроса на доступ к сети, передаваемая по каналу NRACH. Преамбула построена в виде конструкции, состоящей из 4 *символьных групп*, формируемых на разных поднесущих в сетке из 48 поднесущих. При этом 48 частот разбиты на 4 подгруппы с номерами поднесущих {0–11}, {12–23}, {24–35} и {36–47} соответственно. Все символьные группы в одном цикле преамбулы передают на разных поднесущих, но *только в пределах одной подгруппы*.

На рисунке 9 показаны 3 цикла повторно передаваемой преамбулы, где каждая символьная группа представлена синим прямоугольником. Сама символьная группа состоит из 5 символов сетки из 48 поднесущих (длительность символа 266,66 мкс) и циклического префикса длиной 66,7 или 266,7 мкс. Следовательно, передача одной символьной группы составляет 1,4 или 1,6 мс, а одного цикла преамбулы – 5,6 или 6,4 мс. В зависимости от уровня покрытия сота может дать указание UE повторно передавать 2, 4, 8, 16, 32, 64 или 128 циклов преамбулы.

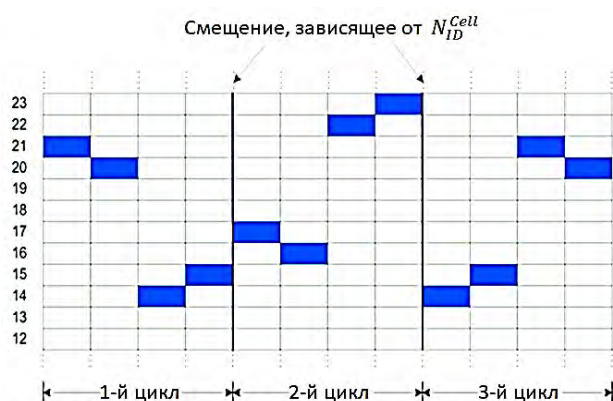


Рис. 9. Структура преамбулы в сети NB-IoT в подгруппе {12–23}

Алгоритм выбора подгруппы поднесущих для формирования преамбулы и поднесущих в подгруппе приведен в [8, subclause 10.1.6]. Его можно

пояснить следующим образом. Выбор подгруппы поднесущих производит UE на основе информации, полученной от eNB. Поднесущую для передачи первой символьной группы n_{SF1} в первом цикле передачи внутри подгруппы UE выбирает случайно; на рисунке 9 $n_{SC1} = 21$. Далее в каждом цикле преамбулы следуют жесткие правила смены поднесущих частот. Номер поднесущей для передачи второй символьной группы $n_{SC2} = n_{SC1} \pm 1$. Знак «+» используют в том случае, если n_{SC1} был четным и знак «–», если n_{SC1} был нечетным. Номер поднесущей для передачи третьей символьной группы $n_{SC3} = n_{SC2} \pm 6$. Знак «+» используют, если n_{SC2} находился в нижней половине подгруппы, а знак «–», если в верхней. Наконец, номер поднесущей для передачи четвертой символьной группы определяют по правилу выбора номера поднесущей для второй символьной группы: $n_{SC4} = n_{SC3} \pm 1$. При передаче повторных циклов преамбулы номер поднесущей для передачи первой символьной группы в каждом новом цикле определяется номерами поднесущих предыдущего цикла и идентификатором N_{ID}^{Cell} .

Качественные характеристики каналов NB-IoT

При организации сетей NB-IoT, естественно, требуется обеспечение таких характеристик, как пропускная способность, надежность, задержки.

Пропускную способность сети NB-IoT можно оценить числом передаваемых пакетов за единицу времени (1 секунду). Для определения средней длины пакетов воспользуемся статистикой трафика в Интернете, основанной на распределении Парето с ограничениями [10]. Плотность распределения вероятности для ограниченного распределения Парето:

$$f_k(x) = \frac{\alpha k^\alpha}{1 - \left(\frac{k}{L}\right)^\alpha} \cdot x^{-\alpha-1}, \quad k \leq x \leq L, \quad (3)$$

$$0 < \alpha < 2,$$

где k – минимальная, а L – максимальная длина пакета.

Математическое ожидание длины пакета равно:

$$M[x] = \frac{\alpha(Lk^\alpha - L^\alpha k)}{(1 - \alpha)(L^\alpha - k^\alpha)}, \quad (4)$$

и при заданных k и L зависит от параметра прогиба кривой плотности распределения α .

Максимальную длину дейтаграммы L примем равной 1500 байт. Минимальная длина информационной части сообщения может составлять 1 байт. Однако при передаче пакетов по радиоканалу к ней необходимо добавить объем сжатых IP/TCP (UDP) заголовков (3 байта) и минимальную суммарную длину заголовков подуровней PDCP, RLC, MAC (3 байта). С учетом этого минимальное $M[x]$ составляет 9 байт (72 бита). Сообщения, которые передаются в виде псевдо-сигнального

трафика Non Access Stratum, не обрабатывают на подуровне PDCP, но к ним, кроме заголовков подуровней RLC и MAC, будет присоединено поле проверки целостности длиной в 32 бита.

При расчете числа передаваемых пакетов вниз введем следующие параметры и допущения. В соответствии с рисунком 3 около 25 % времени отведено на передачу синхронизирующих сигналов и канала управления NPBSCH. Загрузку канала ρ принимаем равной 0,5 и 0,7. На передачу канала NPDCCH, под который выделяют отдельные субкадры, отведем 30 % времени передачи трафика вниз. В соответствии с таблицей 5 выбираем модуляционно-кодирующие схемы I_{MCS} и указываем число субкадров N_{SF} , необходимых для передачи одного пакета. Результаты расчетов пропускной способности вниз для однократной передачи сообщения N_{mes} , двукратной передачи N_{mes}^{rep2} и четырехкратной передачи N_{mes}^{rep4} при $M[x] = 366$ бит и 72 бита сведены в таблицу 8.

ТАБЛИЦА 8. Пропускная способность канала NB-IoT вниз

$M[x]$	360 бит				72 бита		
I_{MCS}	11	6	4	2	5	2	1
N_{SF}	2	4	6	10	1	2	4
ρ	0,5						
N_{mes}	122	61	40	24	245	122	61
N_{mes}^{rep2}	61	30	20	12	122	61	30
N_{mes}^{rep4}	30	15	10	6	61	30	15
ρ	0,7						
N_{mes}	183	91	61	36	366	183	91
N_{mes}^{rep2}	91	45	30	18	183	91	45
N_{mes}^{rep4}	45	22	15	9	91	45	22

Для передачи трафика вверх существует множество различных сценариев в зависимости от того, сколько поднесущих выделено в РЕ и какую модуляционно-кодирующую схему используют. При оценке пропускной способности канала вверх необходимо учитывать время, отводимое на передачу преамбул запросов на доступ к сети. При загрузке канала $\rho = 0,7$ и размещении одного пакета в одном РЕ можно передать до 500–600 одиночных пакетов трафика в секунду.

Надежность передачи в сетях NB-IoT обеспечивается:

- HARQ с повторной передачей непринятых пакетов;
- многократной передачей сообщений трафика и сигнализации.

Задержка в доставке трафика определяется:

- выбором формата передачи (минимальное время передачи 1 мс;
- задержкой начала передачи после получения сообщения по каналу NPDCCH;
- загрузкой сети (ожиданием в очереди).

Необходимо также учитывать задержки, обусловленные процедурой запросов на доступ UE к сети и подключения к ней.

В [11] приводится прогноз статистики соединений IoT в сотовых сетях и соединений NB-IoT, представленный Technology&Telecommunications (рисунок 10).

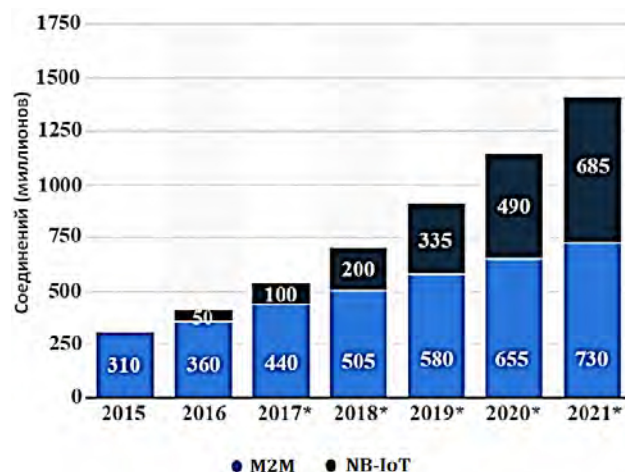


Рис. 10. Статистика соединений беспроводного сотового интернета вещей

Заключение

Технология NB-IoT предоставляет большие возможности для широкого развертывания самых разных структур интернета вещей. В настоящее время сети NB-IoT проходят стадию испытаний во многих странах Европы (включая Россию), Юго-Восточной Азии, в Китае, Австралии и США, хотя в США операторы более ориентированы на использование технологии LTE-M с полосой радиоканала в 1,4 МГц. Согласно отчету GSA к ноябрю 2017 г. фирмами-производителями аппаратуры выпущены 33 устройства категории NB1, обеспечивающих передачу данных со скоростями от 10 до 100 кбит/с. В процессе проводимых испытаний операторы совместно с представителями фирм отрабатывают важнейшие характеристики KPI: уровни покрытия территории, включая проникновение сигналов в здания, доступность сетей для пользователей, надежность передачи информации, пропускную способность и задержки. Отметим, что в сравнении с сетями LTE-M при той же номинальной мощности передатчиков терминалов (23; 20 дБм) допустимые потери на трассах в сетях NB-IoT возрастают на 8 дБ. Выпуск аппаратуры категории NB2 даст возможность увеличить скорость передачи данных вниз до 120 кбит/с, а вверх – увеличить до 160 кбит/с.

Дальнейшее развитие технологии NB-IoT предполагает ужесточение режима экономии энергии, в частности, увеличение времени отключения устройств от сети в режиме DTX с 2,56 секунд до десятков минут и удлинение пауз при приеме сигналов пейджинга.

В целом перспективы развития сетей NB-IoT напрямую связаны с модернизацией структур радиодоступа при переходе к сетям 5G. Здесь прежде всего следует указать на использование многослойных структур (network slicing), позволяющих организовывать для сетей NB-IoT вертикальные слои, в свою очередь, разделенные на горизонтальные для разных операторов, организаций и отдельных групп аппаратных устройств (например,

устройств с групповым вызовом – *multicast service*). Многослойные структуры позволяют упростить ядро сети, оптимизируя использование сетевых ресурсов. Появляется также информация о создании выделенных и частных сетей NB-IoT, работающих как в лицензированных, так и в нелицензированных диапазонах спектра аналогично сетям LTE MulteFire Alliance.

Список используемых источников

1. Алексеев В. Технология мобильной связи для IoT стандарта 3GPP Rel.13 // Беспроводные технологии. 2016. № 4. С. 44–55.
2. Narrowband Internet of Things. Whitepaper. Rohde&Schwarz. 2016. URL: https://cdn.rohdeschwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma266/1MA266_0e_NB_IoT.pdf
3. 3GPP TS 36.101 V15.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). User Equipment (UE) radio transmission and reception. 2017. 1547 p.
4. Рыжков А.Е., Сиверс М.А., Бабкин А.С., Пыленок А.М., Трофимов А.П. Сети стандарта LTE. Развитие технологий радиодоступа. СПб: СПбГУТ, 2015. 256 с.
5. Lavrukhin V.A., Lazarev V.O., Ryjkov A.E. Correlation Properties Comparative Analysis of Pseudorandom Binary Sequences and LTE standard ZC sequences // Lecture Notes in Computer Science. 2016. Vol. 9870. P. 414–425.
6. Лазарев В.О., Рыжков А.Е. Исследование ZC-последовательностей, используемых в стандарте LTE // Информационные технологии и телекоммуникации. 2016. Т. 4. № 1. С. 79–86.
7. Лазарев В.О., Рыжков А.Е. Исследование ZC-последовательностей в сетях NB-IoT LTE // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных статей в 4-х т. СПб.: СПбГУТ. 2017. Т. 1. С. 223–228.
8. 3GPP TS 36.211 V14.4.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Physical Channels and Modulation. 2017. 197 p.
9. 3GPP TS 36.213 V14.4.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Physical Layer Procedures. 2017. 461 p.
10. Галкин А.М., Симонина О.А., Яновский Г.Г. Анализ характеристик сетей NGN с учетом свойств самоподобия трафика // Электросвязь. 2007. № 12. С. 23–26.
11. Number of Cellular Internet of Things (M2M and NB-IoT) Connections Worldwide from 2015 to 2021 (in millions). 2017. URL: <https://www.statista.com/statistics/671216/global-m2m-and-nb-iot-connections-forecast/>

* * *

NB-IoT TECHNOLOGY IN PROGRESS

A. Ryzhkov¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Ryzhkov A. NB-IoT Technology in Progress // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol 3. Iss. 4. PP. 94–101.

Abstract: *On the basis of LTE specifications (Releases 13–15) NB-IoT technology physical level channels and signals are considered, including synchronization signals and preamble for random access procedure. Transport block formats are presented, differences in downlink and uplink traffic channel structures are discussed. NB-IoT traffic channel throughput is estimated.*

Keywords: *NB-IoT, physical level, traffic, transport block, channel throughput.*

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

- АВГАРИ** кандидат технических наук, ассистент кафедры физики Аденского университета (Йемен), fogari@mail.ru
Файз Салех Али
- БУРДИН** доктор технических наук, доцент, помощник ректора по инновациям, профессор кафедры линий связи и измерений в технике связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, bourdine@yandex.ru; bourdine-av@psuti.ru
Антон Владимирович
- БУРДИН** доктор технических наук, профессор, проректор по науке и инновациям Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, burdin@psati.ru
Владимир Александрович
- 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
Мария Сергеевна
- ГАТЧИН** доктор технических наук, профессор, профессор кафедры проектирования и безопасности компьютерных систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, gatchin@mail.ifmo.ru
Юрий Арменакович
- 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
Сергей Федорович
- ГОРДЕЙЧУК** адъюнкт кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru
Алексей Юрьевич
- ДЕМИДОВ** научный сотрудник АО «Научно-исследовательский и технологический институт оптического материаловедения Всероссийского научного центра «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», demidov@goi.ru
Владимир Витальевич
- ДВОРНИКОВ** доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru
Сергей Викторович
- ДУКЕЛЬСКИЙ** кандидат технических наук, доцент, проректор по научной работе Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, доцент кафедры проектирования и безопасности компьютерных систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, vicerector.sc@sut.ru
Константин Владимирович
- ДЮБОВ** кандидат технических наук, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, blip@bk.ru
Андрей Сергеевич
- ЗЛОБИН** кандидат технических наук, старший научный сотрудник АО «Научно-исследовательский и технологический институт оптического материаловедения Всероссийского научного центра «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», zlopit@goi.ru
Петр Андреевич
- ИВАНОВ** адъюнкт кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru
Владимир Александрович
- КАНАЕВ** доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электрическая связь» Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I, kanaevak@mail.ru
Андрей Константинович

- КИРЕЕВ**
Артем Валерьевич аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kireyev@list.ru
- КОВАЛГИН**
Юрий Алексеевич доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kowalgin@sut.ru
- КУБАЛОВА**
Анна Рудольфовна кандидат технических наук, доцент кафедры теории электрических цепей и связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kubalovaap@mail.ru
- МАКАРОВ**
Леонид Михайлович 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
- МАКСИМОВ**
Алексей Павлович аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, apmaksimov@gmail.com
- МАТРОСОВА**
Александра Сергеевна младший научный сотрудник АО «Научно-исследовательский и технологический институт оптического материаловедения Всероссийского научного центра «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», matrosova@goi.ru
- НОВИКОВ**
Сергей Николаевич доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой безопасности и управления в телекоммуникациях Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, snovikov@ngs.ru
- ОПАРИН**
Евгений Валерьевич кандидат технических наук, инженер II категории «Гипротрансиналсвязь» – филиал АО «Росжелдорпроект», onapuh@mail.ru
- 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
- РОГОЗИНСКИЙ**
Глеб Гендрихович кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, заместитель начальника НОЦ «Медиацентр»; старший научный сотрудник лаборатории проблем экологии транспортных систем Института проблем транспорта им. Н.С. Соломенко РАН, gleb.rogozinsky@gmail.com
- РУСИНОВ**
Максим Александрович адъюнкт кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru
- РЫЖКОВ**
Александр Евгеньевич кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, aryikov@mail.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
- СЕМИСОШЕНКО**
Михаил Александрович доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru
- ФОКИН**
Григорий Алексеевич кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, harley_84@mail.ru

Учредитель и издатель:

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича"

E-mail: tuzs@spbgut.ru Web: tuzs.sut.ru VK: vk.com/spbtuzs



ISSN: 1831-324X

Подписной индекс по каталогу "Межрегионального агентства подписки" – 35664