



Том 3. № 3
2017

научный журнал

ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

- ✓ Оптические волокна и оптические сигналы
- ✓ Анализ трафика в мультисервисных и беспроводных сетях
- ✓ Теоретическое и экспериментальное исследование DG-криптосистемы

■ 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

№ 3

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, экономики 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
Nošek 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., доц., 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
Выпускающий редактор Яшугин Д.Н.

Регистрационная информация

Свидетельство о регистрации СМИ: № 77-17986 от 07.04.2004
 Подписной индекс по каталогу МАП: 12073 (СПб и ЛО), 35664 (РФ)
 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, редакции: пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2
Тел.: +7 (964) 375-9970
E-mail: tuzs@spbgut.ru
Web: http://tuzs.sut.ru
BK: http://vk.com/spbtuzs |
|-------------------------------|---|---|

Выходные данные

Подписано в печать 26.09.2017	Усл.-печ. л. 14,13	Формат 60×841/8	Тираж 1000 экз.	Заказ № 2463
----------------------------------	-----------------------	--------------------	--------------------	-----------------

Отпечатано: Санкт-Петербургский университет ГПС МЧС России.
 196105, Санкт-Петербург, Московский пр., д. 149

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENS

<i>Андреев В.А., Бурдин А.В., Бурдин В.А.</i> Метод расчета параметров схемы прецизионного пространственного позиционирования каналов системы MDM на торце сердцевины волоконного световода линии электропередачи	5	<i>Andreev V., Bourdine A., Burdin V.</i> Method for computing of precision positioning scheme parameters for MDM channels placement on optical fiber core end
<i>Былина М.С., Глаголев С.Ф., Дюбов А.С.</i> Сравнительный анализ методов энергетического и когерентного приема цифровых информационных оптических сигналов. Часть 1. Энергетический прием	12	<i>Bylina M., Glagolev S., Diubov A.</i> Comparative analysis of direct and coherent detection methods for digital information optical signals. Part 1. Direct detection
<i>Викулов А.С., Парамонов А.И.</i> Анализ трафика в сети беспроводного доступа стандарта IEEE 802.11	21	<i>Vikulov A., Paramonov A.</i> IEEE 802.11 WLAN traffic analysis
<i>Владимиров С.С., Когновицкий О.С.</i> Широкополосные сигналы данных с расширением спектра прямой троичной М-последовательностью и их характеристика	28	<i>Vladimirov S., Kognovitsky O.</i> Wideband data signals with direct ternary maximum length sequence spread spectrum and their characteristics
<i>Гатчин Ю.А., Демидов В.В., Дукельский К.В., Тер-Нерсисянц Е.В.</i> Квазимоноמודовые световоды с увеличенным размером сердцевинки на основе микроструктур негексагонального типа	37	<i>Gatchin Y., Demidov V., Dukelskii K., Ter-Nersesyants E.</i> Quasi-single-mode fibers with increased core size based on non-hexagonal type microstructures
<i>Герасимович А.С., Коржик В.И., Старостин В.С.</i> Исследования бесключевой криптосистемы Дина-Голдсмита	43	<i>Gerasimovich A., Korzhik V., Starostin V.</i> Investigation of keyless cryptosystem proposed by Dean and Goldsmith
<i>Дворников С.В., Духовницкий О.Г., Федоренко И.В.</i> Динамическая модель вектора состояний подвижных объектов при их позиционировании в сетях беспроводного доступа	51	<i>Dvornikov S., Dukhovnitsky O., Fedorenko I.</i> Dynamic model of the vector of mobile objects status for their positioning in wireless access networks
<i>Елагин В.С.</i> Динамическое управление нагрузкой в программно-конфигурируемых сетях	60	<i>Elagin V.</i> Dynamic load balancing in software-defined network
<i>Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В.</i> Диверсификация полосы частот 174...240 МГц в период перехода к цифровому телевидению и радиовещанию	68	<i>Kovalgin Y., Myshyanov S.</i> 174...240 MHz band diversification during the transition to digital television and broadcasting
<i>Ковальский А.А.</i> Исследование адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи. Часть 3. Алгоритмы диспетчеризации	78	<i>Kovalsky A.</i> Research of adaptive multiplexing and shedulings of the multiservice traffic in the channeling equipment of terrestrial stations of satellite communication. Part 3. Scheduling algorithms
<i>Одоевский С.М., Хоборова В.П.</i> Методы прогнозирования качества обслуживания самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети	86	<i>Odoevskiy S., Khoborova V.</i> Methods of predicting self-similar traffic's quality of service in multiservice network's switching devices
<i>Симонина О.А.</i> Исследование нагрузочных характеристик сети UMTS	93	<i>Simonina O.</i> The UMTS load characteristics study
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ	100	AUTHORS INDEX

Уважаемые читатели!

Представляем Вашему вниманию очередной, третий номер научного журнала «Труды учебных заведений связи» за 2017 год. По своему содержанию он является мультитематическим и отражает мнение и наработки ученых по широкому кругу проблемных вопросов, стоящих перед наукой в области связи и телекоммуникаций.

В этом номере мы продолжаем раскрывать тему прошлых выпусков – «**Оптические волокна и оптические сигналы**», которая пополнилась оригинальными материалами, любезно предоставленными проф. Андреевым В.А. и др. (ПГУТИ), доц. Былиной М.С. и др. (СПбГУТ), проф. Гатчиним Ю.А. и др. (НИУ ИТМО + СПбГУТ + НИТИОМ ВНИИ ГИИ им. С.И. Вавилова).

Здесь приводятся результаты оригинальных исследований как свойств собственно световодов, так и методов приема/передачи по ним цифровых сигналов, а именно:

- ♦ Разработка и апробация метода расчета параметров схемы прецизионного пространственного позиционирования каналов системы MDM.
- ♦ Сравнительный анализ методов энергетического приема цифровых информационных оптических сигналов.
- ♦ Возможности кварцевых микроструктур по передаче лазерного излучения в условиях макроизгиба.

Наша профессиональная традиционная тема – «**Анализ трафика в мультисервисных и беспроводных сетях**» – представлена трудами проф. Одоевского С.М. в соавторстве (ВАС им. С.М. Буденного), с.н.с. Ковальского А.А. (ВКА им. А.Ф. Можайского), проф. Парамонова А.Н. в соавторстве и доц. Симоновой О.А. (все – СПбГУТ). В них освещается целый спектр вопросов, касающихся сетевого трафика, среди которых:

- ♦ Методы прогнозирования качества обслуживания самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети;
- ♦ Алгоритмы диспетчеризации мультисервисного трафика с учетом приоритетов в обслуживании и нестационарности входящих информационных потоков;
- ♦ Статистический анализ трафика в сети беспроводного доступа стандарта IEEE 802.11;
- ♦ Имитационное моделирование мультимедийного трафика в сети UMTS и исследование ее нагрузочных характеристик.

Отдельной темой проходит «**Теоретическое и экспериментальное исследование DG-криптосистемы**», которое выполнено проф. Коржином В.И. с коллегами из СПбГУТ и являет собой принципиально новую для нашего журнала рубрику, а именно – заочную дискуссию с ведущими (в том числе, и зарубежными) учеными по ключевым проблемам современной технической науки – в данном

случае с двумя исследователями из Стэнфордского университета – Т. Дином и А. Голдсмитом. В статье развенчивается миф о, так называемой, «революции в криптографии», на которую претендует предлагаемая ими криптосистема.

Особо стоит выделить статью, в которой представлены результаты совместной работы междисциплинарного и меведомственного научного коллектива (СПбПУ + Россвязь + ВАС им. С.М. Буденного) под руководством проф. Дворникова С.В. Она носит ярко выраженный прикладной характер и посвящена моделированию подхода, обеспечивающего позиционирование подвижных объектов в сетях широкополосного доступа.

Также на страницах текущего выпуска журнала можно ознакомиться с результатами научных исследований ученых СПбГУТ по отдельным вопросам построения и эксплуатации систем и сетей связи, телевидения и радиовещания, в частности:

- ♦ Возможность построения широкополосной системы на базе троичной M-последовательности – в статье проф. Когновицкого О.С. в соавторстве.
- ♦ Российское и европейское частотное планирование в период перехода к цифровому телевидению и радиовещанию – в материале проф. Ковальгина Ю.А. в соавторстве.
- ♦ Балансировка нагрузки в программно-конфигурируемых сетях ЦОД – в статье доц. Елагина В.С.

Журнал продолжает редакторскую политику публикации цикла авторских статей. В этом номере статья с.н.с. Ковальского А.А. завершает серию из 3-х частей с результатами исследования адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи, а статья доц. Былиной М.С. и др., наоборот – открывает новую серию материалов, посвященных методам приема цифровых информационных оптических сигналов.

* * *

Уважаемые коллеги!

Приглашаем вас активно включаться в работу нашего журнала: не только присылать свои научные труды, но и давать оценки статьям, которые были напечатаны в «Трудах учебных заведений связи». Уверены, что обмен мнениями и идеями на страницах журнала сделает наше издание более живым, динамичным и современным.

Ждем ваших материалов для публикации в следующих выпусках!

Редакция журнала 

МЕТОД РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ПРЕЦИЗИОННОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ MDM НА ТОРЦЕ СЕРДЦЕВИНЫ ВОЛОКОННОГО СВЕТОВОДА ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

В.А. Андреев¹, 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: Андреев В.А., Бурдин А.В., Бурдин В.А. Метод расчета параметров схемы прецизионного пространственного позиционирования каналов системы MDM на торце сердцевинного волоконного световода линии передачи // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 5–11.

Аннотация: В работе представлен метод расчета параметров схемы пространственного прецизионного позиционирования каналов мультиплексора, реализующего технологию модового уплотнения (MDM – Mode Division Multiplexing), на торце возбуждаемого маломодового оптического волокна (ОВ) линии передачи. Предлагаемое решение базируется на совместном использовании известного метода интеграла перекрытия полей и ранее разработанной модификации приближения Гаусса, обобщенной на случай анализа кварцевых слабонаправляющих ОВ с одной внешней сплошной оболочкой и произвольным осесимметричным профилем показателя преломления. С помощью предложенного метода проведен расчет параметров ввода 5 мод системы MDM в торец маломодового ОВ с диаметром сердцевинки 42 мкм и уменьшенной дифференциальной модовой задержкой. Показано, что при соответствующем сочетании значений радиуса пятна моды канала MDM и радиального рассогласования на вводе удается добиться передачи практически всей мощности вводимой моды MDM отдельной направляемой моде ОВ этого же азимутального порядка.

Ключевые слова: модовое мультиплексирование, маломодовые оптические волокна, маломодовый режим передачи оптического сигнала, пространственное позиционирование поля моды, дифференциальная модовая задержка, прецизионное радиальное рассогласование, диаметр пятна моды, коэффициенты связи мод.

На сегодняшний день нелинейный предел Клода Шеннона является ключевым фактором, ограничивающим реализацию сверхвысокоскоростных транспортных сетей связи нового поколения, ориентированных на передачу данных со скоростью сотни Тбит/с и более [1]. Очевидным способом подавления нелинейных эффектов в оптическом тракте является уменьшение нелинейности самого волоконного световода непосредственно за счет существенного увеличения площади эффективно сечения оптического волокна (ОВ). Неслучайно переход на маломодовые световоды (FMMF, от англ. Few Mode Fibers) с экстремально увеличенным, по сравнению с традиционными телекоммуникационными коммерческими одномодовыми и ма-

ломодовыми ОВ, диаметром сердцевинки, обеспечивающим практически полное устранение нелинейности ОВ, в сочетании с технологией модового мультиплексирования (MDM, от англ. Mode Division Multiplexing) и MIMO (от англ. Multiple Input Multiple Output – множественные входы/множественные выходы), считается в настоящее время одним из перспективных подходов для решения данной задачи [1–3].

Очевидно, что существенное увеличение диаметра сердцевинки FMMF, необходимое для практически полного устранения нелинейности ОВ, неизбежно приводит к появлению еще большего числа новых модовых составляющих высших порядков, удовлетворяющих условию отсечки рас-

смаатриваемого световода. Это требует проведения дополнительных мероприятий по уменьшению дифференциальной модовой задержки (ДМЗ), которая, в общем случае, является основным негативным линейным фактором искажения оптического сигнала при распространении по ОВ в маломодовом режиме [4]. И в этом смысле при разработке конструкций FMF ключевой проблемой является поиск компромисса между эффективной площадью сечения (непосредственно связанной с диаметром сердцевинки) ОВ, который, в том числе, определяет модовый состав волоконного световода, и минимизацией ДМЗ на заданной оптической несущей или в определенном выделенном диапазоне длин волн [2, 3].

Известны работы [5, 6], в которых было экспериментально продемонстрировано, что если изначально подобрать условия ввода сигнала с выхода лазера в торец волокна таким образом, чтобы практически вся мощность поступающего излучения передавалась непосредственно одной определенной моде заданного порядка, то и амплитуды новых компонентов, возбуждаемых в процессе распространения по ОВ, обусловленных его нерегулярной структурой, а также наличием микро/макро-изгибов и механических напряжений, будут пренебрежимо малы, по сравнению с ней. Таким образом, можно предположить, что использование данного подхода для «размещения» каналов системы MDM с выхода мультиплексора на торце FMF линии с некоторым заданным пространственным смещением относительно центра сердцевинки ОВ при одновременном согласовании радиусов пятна мод (MFR, от англ. Mode Field Radius) искомого порядка, позволит реализовать селективное возбуждение заданных направляемых мод, характеризующихся минимальным разбросом задержки из всего модового состава данного ОВ и, тем самым, исключить сильное проявление ДМЗ.

Для проверки данной гипотезы на первом этапе был разработан метод расчета параметров схемы пространственного прецизионного позиционирования каналов мультиплексора MDM на торце возбуждаемого ОВ. Предлагаемое решение базируется на сочетании известного метода интеграла перекрытия полей (ИПП) [7] и ранее разработанной модификации приближения Гаусса, обобщенной на случай расчета параметров передачи направляемых мод произвольного порядка, распространяющихся в слабонаправляющем ОВ с произвольным осесимметричным профилем показателя преломления (ОМПГ) [8]. ОМПГ базируется на совместном применении модификации приближения Гаусса [7] и методе стратификации [9]. В результате слабонаправляющий волоконный световод с произвольным осесимметричным профилем показателя преломления, ограниченным одной внешней сплошной оболочкой, рассматривается как слабонаправляющий волоконный световод с много-

слойным профилем показателя преломления. При этом искомым профилем в области сердцевинки ОВ представляется в виде конечного числа N слоев, в пределах которых значение показателя преломления остается постоянным:

$$n(R) = \begin{cases} n_k, & R_k = \frac{k}{N}, \quad 0 \leq k \leq N-1, \\ n_N, & 1 < R \leq +\infty \end{cases} \quad (1)$$

а сама функция $f(R)$, описывающая профиль показателя преломления:

$$n^2(R) = n_{max}^2 [1 - 2\Delta \cdot f(R)], \quad (2)$$

записывается в виде:

$$f(R) = \begin{cases} h_k, & R_k = \frac{k}{N}, \quad 0 \leq k \leq N-1, \\ 1, & 1 < R \leq +\infty \end{cases} \quad (3)$$

где $h_k = (n_{max}^2 - n_k^2) / (n_{max}^2 - n_N^2)$ – локальный параметр профиля; n_k – показатель преломления k -го промежуточного слоя ($k = 0, 1, 2 \dots N-1$); n_{max} – максимум показателя преломления в области сердцевинки; n_N – показатель преломления внешней сплошной оболочки; $\Delta = (n_{max}^2 - n_N^2) / 2n_{max}^2$ – параметр высоты профиля; $R_k = r_k/a$ – нормированная радиальная координата k -го промежуточного слоя; r_k – радиальная координата k -го промежуточного слоя; a – радиус сердцевинки исследуемого ОВ.

Таким образом, при задании исходных данных расчета обеспечивается детализированное воспроизведение профиля показателя преломления исследуемого ОВ, что существенно снижает погрешность вычислений при решении прямой задачи расчета параметров передачи модового состава волоконного световода с увеличенным, по сравнению с одномодовыми ОВ, диаметром сердцевинки и сложной формой профиля показателя преломления.

Кроме того, в отличие от ряда известных модификаций приближения Гаусса, базирующихся на представлении профиля одной или набором простых гладких функций, вынужденных по этой причине для уменьшения ошибки вычислений использовать несколько вариационных параметров и, соответственно, вводить набор аппроксимирующих выражений для описания радиального распределения поля моды на разных интервалах сечения сердцевинки ОВ, в разработанном ОМПГ, также, как и в классическом методе, подробно изложенном в монографии А. Снайтера и Дж. Лава [7], предлагается ограничиться одним вариационным параметром – нормированным эквивалентным радиусом пятна моды R_0 (MFR, от англ. Mode Field Radius), который в рамках данного приближения является базовым и полностью определяет искомые характеристики моды. Здесь для представле-

ния радиального распределения поля моды заданного порядка исследуемого ОВ используется известное аппроксимирующее выражение, соответствующее точному решению скалярного волнового уравнения для слабонаправляющих ОВ с идеальным неограниченным параболическим профилем показателя преломления, записанное в базисе функций Лагерра-Гаусса [7]:

$$F_m^{(l)}(R) = \left(\frac{R}{R_0}\right)^l L_{m-1}^{(l)}\left(\frac{R^2}{R_0^2}\right) \exp\left(-\frac{R^2}{2R_0^2}\right), \quad (4)$$

где $R = r/a$ – нормированная радиальная координата; r – радиальная координата; a – радиус сердцевин; $R_0 = \rho_0/a$ – нормированный эквивалентный, в рамках приближения Гаусса, MFR; ρ_0 – эквивалентный MFR; $L_{m-1}^{(l)}$ – полином Лагерра; l – азимутальный, m – радиальный порядок моды LP_{lm} .

Все это позволяет перейти к аналитической форме записи вариационного выражения для квадрата волнового параметра моды в сердцевине U^2 в виде конечных вложенных сумм вида:

$$U^2 = \frac{(m-1)!}{(l+m-1)!} \times \left\{ \frac{M}{R_0^2} + V^2 \left[X_0 + \sum_{k=0}^{N-1} h_k (X_1 - X_2) \right] \right\}, \quad (5)$$

$$X_j = \begin{cases} \exp\left(-\frac{1}{R_0^2}\right) x_1, & j = 0; \\ \exp\left(-\frac{(k+j-1)^2}{N^2 R_0^2}\right) x_2, & j = 1, 2; \end{cases}$$

где

$$x_1 = \sum_{q=0}^{2m-2} D_q \sum_{p=0}^{l+q} \frac{(l+q)!}{p! R_0^{2p}},$$

$$x_2 = \sum_{q=0}^{2m-2} D_q \sum_{p=0}^{l+q} \frac{(l+q)! (k+j-1)^{2p}}{p! R_0^{2p} N^{2p}};$$

$$M = \frac{(l+m-1)! (3l+2m-1)}{(m-1)!} + 2l^2 \sum_{q=0}^{2m-2} D_q (q+l-1)! - 4l \sum_{q=0}^{2m-2} C_q (q+l)!;$$

$$D_q = \sum_{p=\max(0, q-m+1)}^{\min(q, m-1)} b_p^{(l, m-1)} b_{q-p}^{(l, m-1)};$$

$$C_q = \sum_{p=\max(0, q-m+1)}^{\min(q, m-1)} b_p^{(l, m-1)} b_{q-p}^{(l+1, m-1)};$$

где $b_p^{(l, m)}$ – соответствующие коэффициенты степенного ряда формулы явного выражения полинома Лагерра $L_m^{(l)}(x)$ [10]; $V = k_0 a n_{\max} \sqrt{2\Delta}$ – нор-

мированная частота (волноводный параметр), определяемая первичными параметрами ОВ; $k_0 = 2\pi/\lambda$ – волновое число для оптической волны в вакууме; λ – рабочая длина волны.

Характеристическое уравнение для эквивалентного нормированного радиуса пятна моды $\partial U^2 / \partial R_0$, получаемое, согласно общему алгоритму приближения Гаусса [7] в результате дифференцирования (1) по R_0 , также приводится к аналитическому виду:

$$-M + V^2 \left[S_0 + \sum_{k=0}^{N-1} h_k (S_1 - S_2) \right] = 0, \quad (6)$$

$$S_j = \begin{cases} X_0 (1 - p R_0^2), & j = 1; \\ X_j \left(\frac{(k+j-1)^2}{N^2} - p R_0^2 \right), & j = 1, 2. \end{cases}$$

В результате ОМПП характеризуется малой погрешностью [8], низкими требованиями к вычислительным ресурсам и при этом позволяет учесть конструктивные особенности профиля показателя преломления реальных градиентных ОВ. При этом "комфортное", с точки зрения интегрирования, аппроксимирующее выражение для представления поля моды (2), позволяет перейти от обобщенной формы ИПП к аналитическим формулам для оценивания коэффициентов связи вводимых с выхода портов MDM-мультиплексора и возбуждаемых в ОВ линии мод.

Так, при центрированном вводе связь возможна только между модами с одинаковыми азимутальными порядками $l_m = l_n = l$, а соответствующий коэффициент определяется по аналитической формуле вида [11]:

$$\eta_{mn} = \frac{\Gamma(m)\Gamma(n)}{\Gamma(l+m)\Gamma(l+n)} (2\rho_m \rho_n)^{2l+2} \times \left[\frac{(\rho_m - \rho_n)^{m+n-2}}{(\rho_m^2 + \rho_n^2)^{m+n+l-1}} \times \left\{ \sum_{k=0}^{\min(m-1, n-1)} (-1)^k \frac{\Gamma(m+n+l-k-1)}{\Gamma(m-k)\Gamma(n-k)k!} \left(\frac{\rho_m^2 + \rho_n^2}{\rho_m^2 - \rho_n^2} \right)^k \right\}^2 \right], \quad (7)$$

где m и n – радиальные порядки падающей моды m и возбуждаемой моды n , соответственно; ρ_m и ρ_n – их MFR; Γ – Гамма-функция.

В свою очередь, для случая радиального рассогласования, ИПП предварительно был записан в Декартовой системе координат с учетом введенного осевого смещения d . Для перехода к модам высших азимутальных порядков потребовалось совместное применение известных формул разложения $\cos(lx)$ относительно $\cos(x)$, представления алгебраической функции $(a+z)^n$ в виде конечно-степенного ряда, а также умножения конечных степенных рядов неодинаковой степени [10] и ра-

нее выведенных формул произведения полиномов Лагерра разной степени, порядка и аргумента [8], что в итоге позволило разделить переменные интеграла числителя ИПП и перейти к табличным интегралам по dy и dx [10]. В результате полученное обобщенное аналитическое выражение для коэффициентов связи мод LP_{lm} и LP_{ln} произвольного порядка с учетом введенного радиального смещения d имеет следующий вид:

$${}_l\eta_{mn}^{(d)} = M_0 \frac{(m-1)!}{(l+m-1)!} \frac{(n-1)!}{(l+n-1)!} \times \left\{ 2^{2l} [M_1^{(l)} + M_2^{(l)} + M_3^{(l)} + M_4^{(l)}] \right\}; \quad (8)$$

$$M_0 = \frac{4\rho_m^2 \rho_n^2}{(\rho_m^2 + \rho_n^2)^2} \exp \left[-\frac{d^2}{\rho_m^2} \left(1 - \frac{\rho_n^2}{\rho_m^2 + \rho_n^2} \right) \right];$$

$$M_1^{(l)} = \frac{1}{2} \sum_{p=0}^{m+n-2} \sum_{q=\max(0, p-n+1)}^{\min(p, m-1)} bx_1,$$

где

$$b = b_q^{(l, m-1)} b_{p-q}^{(l, n-1)},$$

$$x_1 = \sum_{s=0}^p \sum_{t=\max(0, s-p+q)}^{\min(s, q)} Q_t^{z_1} \sum_{k=0}^{l+2(q-t)} \Omega_k^{(l)} \sum_{w=0}^{E(\frac{u+l}{2})} \Psi_w^{(l)},$$

$$\Omega_k^{(l)} = \frac{(-1)^{u+l} (2s-1)!! [l+2(q-t)]! (u+l)!}{[l+2(q-t)-k]! k!},$$

$$z_1 = (q, p-q),$$

$$\Psi_w^{(l)} = \frac{1}{2^w (u+l-2w)! w!} \times$$

$$\times \frac{d^{2(l+p-s-w)}}{(\rho_m^2 + \rho_n^2)^{l+s+u-w}} \rho_m^{2(s-q+w)-l} \rho_n^{2(s-p+q+u-w)+l};$$

$$M_2^{(l)} = \sum_{\mu=0}^{E(\frac{l-2}{2})} P_\mu^{(l)} \sum_{p=0}^{m+n-2} \sum_{q=\max(0, p-n+1)}^{\min(p, m-1)} bx_2,$$

где

$$x_2 = \sum_{s=0}^{p+\mu+1} \sum_{t=\max(0, s-p+q)}^{\min(s, q+\mu+1)} Q_t^{z_2} \sum_{k=0}^{l+2(q-t)} \Omega_k^{(l)} \sum_{w=0}^{E(\frac{u+l}{2})} \Psi_w^{(l)},$$

$$z_2 = (q+\mu+1, p-q);$$

$$M_3^{(l)} = \sum_{\mu=0}^{E(\frac{l-2}{2})} P_\mu^{(l)} \sum_{p=0}^{m+n-2} \sum_{q=\max(0, p-n+1)}^{\min(p, m-1)} bx_3,$$

где

$$x_3 = \sum_{s=0}^{p+\mu+1} \sum_{t=\max(0, s-p+q-\mu-1)}^{\min(s, q)} Q_t^{z_3} \sum_{k=0}^{l+2(q-t)} \Omega_k^{(l)} \sum_{w=0}^{E(\frac{u+l}{2})} \Psi_w^{(l)},$$

$$z_3 = (q, p-q+\mu+1);$$

$$M_4^{(l)} = 2 \sum_{i=0}^{2E(\frac{l-2}{2})} \sum_{j=\max(0, E(\frac{l-2}{2}))}^{\min(i, E(\frac{l-2}{2}))} P_j^{(l)} \times \\ \times P_{i-j}^{(l)} \sum_{p=0}^{m+n-2} \sum_{q=\max(0, p-n+1)}^{\min(p, m-1)} bx_4,$$

где

$$x_4 = \sum_{s=0}^{p+i+2} \sum_{t=\max(0, s-p+i-j-1)}^{\min(s, q+j+1)} Q_t^{z_4} \sum_{k=0}^{l+2(q-t)} \Omega_k^{(l)} \sum_{w=0}^{E(\frac{u+l}{2})} \Psi_w^{(l)},$$

$$z_4 = (q+j+1, p-q+i-j+1);$$

$$P_\mu^{(l)} = \frac{(-1)^{\mu+1}}{2^{2\mu+3}} \frac{l}{\mu+1} \frac{(l-\mu-2)!}{[l-2(\mu+1)]! \mu!};$$

$$Q_t^{(q, p-q)} = \frac{q!}{(q-t)! t!} \cdot \frac{(p-q)!}{(p-q-s+t)! (s-t)!};$$

$$(2s-1)!! 1 \cdot 3 \dots (2s-1);$$

$$u = k + 2(p-q-s+t);$$

$E(x)$ – целая часть действительного числа x .

Для апробации предложенного метода расчета параметров схемы пространственного прецизионного позиционирования каналов MDM-мультиплексора на торце возбуждаемого ОВ линии передачи предлагается рассмотреть кварцевое слабонаправляющее FMF с диаметром сердцевины 42 мкм и оболочки 125 мкм, ранее полученная в результате оптимизации [12-14] специальная градиентная форма профиля показателя преломления которого обеспечивает снижение ДМЗ в центральной области «С»-диапазона длин волн до 30 пс/км и менее. Данное ОВ поддерживает во всем «С»-диапазоне длин волн распространение 16 направляемых мод LP_{lm} – до 6-го азимутального $l = 0...6$ и 4-го радиального $m = 1...4$ порядков включительно (рисунок 1).

На первом этапе для длины волны $\lambda = 1550$ нм был проведен расчет КСМ возбуждаемых мод FMF и, соответственно, вводимых мод каналов системы MDM в зависимости от MFR последних и их положения относительно центра сердцевины возбуждаемого ОВ на заданном расстоянии d .

Рассматривались следующие диапазоны значений: MFR $\rho_0^{\text{IN}} = 0,5...8,0$ мкм; радиальное смещение $d = 0,0...18,0$ мкм. Полученные результаты расчетов коэффициентов связи позволили перейти далее к построению 3D-диаграмм зависимости минимального разброса нормированных амплитуд возбуждаемых мод FMF соответствующих азимутальных порядков, в зависимости от перечисленных выше параметров (рисунок 2а).

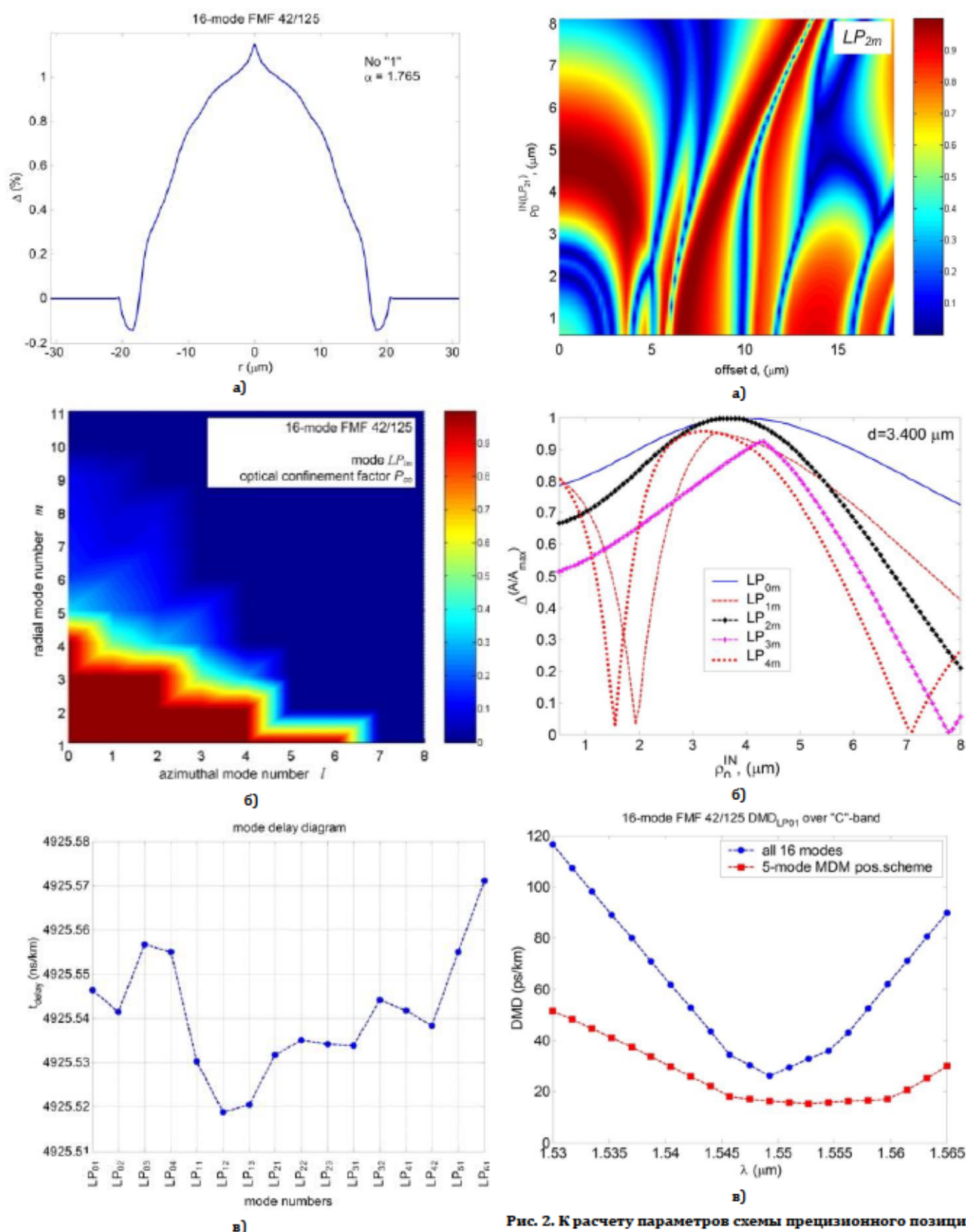


Рис. 1. 16-модовое FMF 42/125 с уменьшенной ДМЗ:
а) профиль показателя преломления;
б) оптический фактор ограничения ($\lambda = 1550$ нм);
в) диаграмма ДМЗ ($\lambda = 1550$ нм)

Рис. 2. К расчёту параметров схемы прецизионного позиционирования: а) 3D-диаграммы зависимости минимального разброса нормированных амплитуд возбуждаемых мод FMF в зависимости от MFR вводимой моды LP_{21} MDM и ее смещения d ($\lambda = 1550$ нм); б) кривые зависимости этого же параметра от MFR моды LP_{21} при фиксированном смещении $d = 3.400$ мкм ($\lambda = 1550$ нм); в) спектральные зависимости ДМЗ по основной моде FMF 42/125 «С»-диапазоне длин волн без и с подбором параметров схемы позиционирования

Последующий анализ построенных диаграмм позволил выделить оптимальные значения MFR и локации торца сердцевин FMF, как в центральной, так и периферийной части, при которых для всех пяти перечисленных модовых групп $LP_{0m}...LP_{4m}$ минимальное отклонение нормированных амплитуд внутри одной группы идентичного азимутального порядка $l = 0...4$ составило не менее 0,95 (рисунок 26). При этом передача практически всей мощности вводимых каналов MDM осуществляется искомым направляемым модом FMF LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{32} , LP_{42} , отличающимся минимальным разбросом задержки относительно основной моды LP_{01} (рисунок 1в). Если мода LP_{11} MDM вводится центрированно, то остальные каналы позиционируются на расстоянии 3,4...4,8 мкм относительно центра сердцевин FMF.

В таблице представлены результаты расчета параметров несимметричной схемы прецизионного позиционирования 5 каналов MDM на торце сердцевин FMF в ближнем поле (длина волны $\lambda = 1550$ нм).

ТАБЛИЦА. Параметры схемы прецизионного позиционирования мод системы MDM

№ канала	MDM ($\lambda=1550$ нм)		FMF ($\lambda=1550$ нм)		d , мкм
	мода	MFR, мкм	мода	MFR, мкм	
1	LP_{01}	3.250	LP_{01}	4.6367	4.600
2	LP_{11}	4.680	LP_{11}	4.7636	0.000
3	LP_{21}	3.840	LP_{21}	4.7462	3.400
4	LP_{31}	1.710	LP_{32}	4.6228	4.800
5	LP_{41}	2.300	LP_{42}	4.6378	4.200

Благодарности

Работа подготовлена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-6001515 мол_а_дк

Список используемых источников

1. Richardson D.J., Fini J.M., Nelson L.E. Space-Division Multiplexing in Optical Fibers // Nature Photonics. 2013. Vol. 7. No 5. PP. 354–362.
2. Mizuno T., Takara H., Sano A., Miyamoto Yu. Dense Space-Division Multiplexed Transmission Systems Using Multi-Core and Multi-Mode Fiber // IEEE Journal of Lightwave Technologies. 2016. Vol. 34(2). PP. 582–592.
3. Sillard P., Molin D., Bigot-Astruc M., Amezcua-Correa A., de Jongh K., Achten F. 50 μ m Multimode Fibers for Mode Division Multiplexing // IEEE Journal of Lightwave Technologies. 2016. Vol. 34(8). PP. 1672–1677.
4. Bottacchi S. Multi-Gigabit Transmission over Multimode Optical Fibre. Theory and Design Methods for 10Gb Systems. West Sussex: John Wiley & Sons Ltd. 2006.
5. Bunge C.-A., Choi S., Oh K. Analysis of Ring Launching Scheme Using Hollow Optical Fibre Mode Converter for 10 Gps Multimode Fibre Communication // Optical Fiber Technology. 2006. Vol. 12. PP. 48–58.
6. Sim D.H., Takushima Y., Chung Y.C. High-Speed Multimode Fiber Transmission by Using Mode-Field Matched Center-Launching Technique // IEEE Journal of Lightwave Technology. 2009. Vol. 27(8). PP. 1018–1026.
7. Снайдер А., Лав Дж. Теория оптических волноводов: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 656 с.
8. Bourdine A. Modeling and Simulation of Piecewise Regular Multimode Fiber Links Operating in a Few-Mode Regime // Advances in Optical Technologies. 2013. Vol. 2013. PP. 469389–1–469389–18.
9. Adams M.J. An Introduction to Optical Waveguides. New York: John Wiley and Sons. 1981.
10. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов. М.: Физматгиз, 1962. 1100 с.
11. Bourdine A.V., Zhukov A.E. Fast Approximate Method for VCSEL-MMF Transverse Mode Coupling Analysis // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. Vol. 7(11). PP. 979–999.
12. Бурдин А.В. Моделирование маломодовых оптических волокон с уменьшенной дифференциальной модовой задержкой в «С»-диапазоне длин волн // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 32–37.

13. Андреев В.А., Бурдин А.В., Бурдин В.А., Дмитриев Е.В., Евтушенко А.С., Севрук Н.Л., Халиков Р.Х. Моделирование градиентного профиля показателя преломления кварцевых оптических волокон с диаметром сердцевины 42 мкм и уменьшенной дифференциальной модовой задержкой // Инфокоммуникационные технологии. 2016. № 3. С. 235–246.
14. Andreev V.A., Bourdine A.V., Burdin V.A., Evtushenko A.S., Halikov R.H. Design of Low DMD Few-Mode Optical Fibers with Extremely Enlarged Core Diameter Providing Nonlinearity Suppression for Operating Over "C"-Band Central Region // Proceedings of SPIE. 2016. Vol. 10342. PP. 1034207-1–1034207-8.
15. Dubois F., Emplit Ph., Hugon O. Selective Mode Excitation in Graded-Index Multimode Fiber by a Computer-Generated Optical Mask // Optics Letters. 1994. Vol. 19(7). PP. 433–435.
16. Karpeev S.V., Pavelyev V.S., Soifer V.A., Doskolovich L.L., Duparre M., Luedge B. Mode Multiplexing by Diffractive Optical Elements in Optical Telecommunication // Proceedings of SPIE. 2004. Vol. 5480. PP. 153–165.
17. Leon-Saval S.G., Argyros A., Bland-Hawthorn J. Photonic Lanterns: A Study of Light Propagation in Multimode to Single-Mode Converters // Optics Express. 2010. Vol. 18(8). PP. 8430–8439.

* * *

METHOD FOR COMPUTING OF PRECISION POSITIONING SCHEME PARAMETERS FOR MDM CHANNELS PLACEMENT ON OPTICAL FIBER CORE END

V. Andreev¹, A. Bourdine¹, V. Burdin¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Andreev V., Bourdine A., Burdin V. Method for Computing of Precision Positioning Scheme Parameters for MDM Channels Placement on Optical Fiber Core End // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 5–11.

Abstract: *This work presents method for computing of precision spatial positioning scheme parameters for mode division multiplexing (MDM) system channels placement on excited optical fiber core end. We demonstrate results of calculations performed for 5-channel MDM system launching into few-mode optical fiber core end with reduced differential mode delay and core diameter 42 μm . It is noted that particular combination of injected mode field radius and precision offset provides transferring of the almost total launched mode power to only one excited desired guided fiber mode with the same azimuth order.*

Keywords: *mode division multiplexing, few-mode optical fibers, few-mode regime of optical signal transmission, mode field spatial positioning, differential mode delay, precision offset, mode field diameter, mode coupling coefficients.*

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО И КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА ЦИФРОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ. ЧАСТЬ 1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ 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 1. Энергетический прием // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 12–20.

Аннотация: В статье проведен анализ энергетического и 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. Для энергетического приема проведено сравнение фотоприемных устройств, использующих р-і-п фотодиоды, лавинные фотодиоды и р-і-п фотодиоды в сочетании с предварительным оптическим усилителем. Приведены и проанализированы схемы гетеродинных и гомодинных оптических приемников.

Ключевые слова: когерентный прием, энергетический прием, гетеродинный приемник, гомодинный приемник, одномодовое оптическое волокно, форматы модуляции, фотоприемник, оптический усилитель, усилитель фототока, волоконно-оптическая система связи, оптический гетеродин, отношение сигнала к шуму, обнаружительная способность, распределение Пуассона, Q-фактор, фазовая автоподстройка частоты.

Введение

Существуют два основных метода приема информационных оптических сигналов фотоприемными устройствами (ФПУ) цифровых волоконно-оптических систем передачи (ВОСП). Это энергетический прием (ЭП) или прямое фотодетектирование и когерентный прием (КП) или гетеродинное фотодетектирование [1]. Будем полагать, что ФПУ в общем случае содержит некоторую входную оптическую схему, сам фотоприемник (ФП) или несколько ФП, преобразующие оптическую мощность в электрический сигнал (обычно ток), схему усиления и первичной обработки этого сигнала.

Входная оптическая схема может содержать: предварительный оптический усилитель (ОУ), увеличивающий оптический сигнал на входе ФП; оптический демодулятор, преобразующий модуляцию входного оптического сигнала в амплитудно-модулированный оптический сигнал; смеситель оптического входного сигнала с излучением гетеродина для когерентных систем связи [2–4].

В качестве ФП в ФПУ для ВОСП в настоящее время используют р-і-п фотодиоды (PIN ФД) или лавинные фотодиоды (ЛФД) [1]. Схема усиления и первичной обработки сигналов может содержать усилитель фототока (УФТ), аналоговый корректор и схему регенератора, преобразующего принятый аналоговый сигнал в цифровой.

1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ПРИЕМ

При ЭП цифровых оптических сигналов обычно используется амплитудная манипуляция (АМ) или Amplitude Shift Keying (ASK). В некоторых случаях энергетический прием может использоваться для ВОСП с фазовой манипуляцией (ФМ) с двумя (DPSK, от англ. Differential Phase Shift Keying) или четырьмя (QPSK, от англ. Quadrature Phase Shift Keying) уровнями фазы. В этом случае перед ФП используется оптическая схема демодулятора, преобразующего ФМ в АМ [4].

Энергетический прием АМ сигналов до последнего десятилетия был основным для всех ВОСП. Он обладает рядом достоинств: прост в реализации, малочувствителен к изменениям длины волны (частоты), фазы и состояния поляризации излучения, может использоваться с некогерентными сравнительно широкополосными источниками с прямой модуляцией по интенсивности.

Сравним эффективности использования PIN ФД и ЛФД для ЭП квазимонохроматических оптических сигналов в течение некоторого интервала времени ΔT . Используем квантовый подход [1]. Далее распространим полученные результаты на ВОСП с АМ и модуляцией по интенсивности. При этом можно полагать, что интервал ΔT соответствует тактовому интервалу ВОСП и связан со скоростью передачи B :

$$B = 1/\Delta T = 2\nu_p, \quad (1.1)$$

где ν_p – частота первой гармоники самых быстрых изменений сигнала. Можно в первом приближении считать, что для передачи сигналов с АМ со сравнительно небольшими частотными искажениями достаточно иметь полосу частот от 0 до ν_p .

1.1. PIN фотодиод

Для приходящего на PIN ФД квазимонохроматического света со средней частотой $\bar{\nu}$ среднее количество фотонов $\bar{n}_\Phi$ за интервал времени ΔT при приеме логической «1» связано со средней оптической мощностью P_s [1]:

$$\bar{n}_\Phi = P_s \cdot \Delta T / h\nu = \Phi \cdot \Delta T, \quad (1.2)$$

где $\Phi = P_s / h \cdot \bar{\nu}$ – средний поток фотонов, $1/c$, h – постоянная Планка.

Среднее число $\bar{m}_\Phi$ фотоэлектронов зарегистрированных PIN ФД за интервал времени ΔT при приеме логической «1» определяется квантовой эффективностью η :

$$\bar{m}_\Phi = \eta \cdot \bar{n}_\Phi. \quad (1.3)$$

При обратном напряжении более 1–2 В через PIN ФД протекает темновой (тепловой) ток со средним значением $\bar{I}_T$ (рисунок 1.1), которое уменьшается с уменьшением площади фоточувствительной поверхности и сильно возрастает с увеличением абсолютной температуры PIN ФД.

Определим среднее количество $\bar{m}_T$ темновых электронов, которые проходят через PIN ФД за время ΔT :

$$\bar{m}_T = \bar{I}_T \cdot \Delta T / e = \bar{I}_T / (e \cdot B), \quad (1.4)$$

где e – заряд электрона.

На рисунке 1.2 показана зависимость количества темновых электронов, проходящих через PIN ФД, от темнового тока, для ВОСП с различными скоростями передачи B .

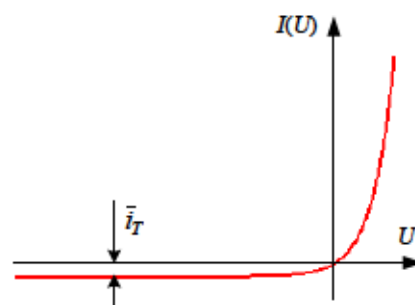


Рис. 1.1. Определение среднего значения темнового тока по вольтамперной характеристике PIN ФД

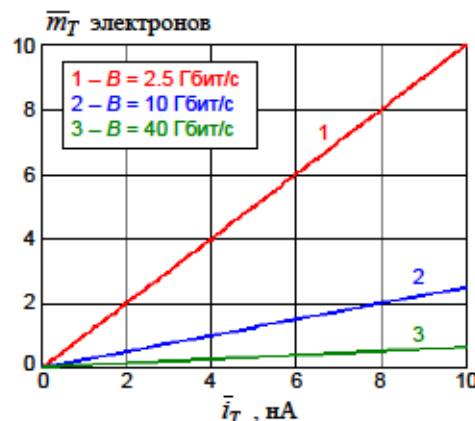


Рис. 1.2. Зависимость среднего количества темновых электронов за один такт ВОСП с различными скоростями от темнового тока

Среднее количество электронов, проходящих через PIN ФД, будет равно $\bar{m}_{pn} = \bar{m}_\Phi + \bar{m}_T$ при передаче логической «1» и $\bar{m}_{pn} = \bar{m}_T$ при передаче логического «0». Будем полагать распределение количества прошедших через PIN ФД электронов пуассоновским. Для плотности вероятности прохождения за время ΔT через PIN ФД m электронов можно записать [1]:

$$p(m) = \frac{\bar{m}_{pn}^m \cdot \exp(-\bar{m}_{pn})}{m!}. \quad (1.5)$$

На рисунке 1.3 приведены результаты расчета по (1.5).

Для распределения Пуассона дисперсия количества электронов за интервал ΔT равна среднему числу электронов [1]:

$$\sigma_m^2 = \bar{m}_{pn}. \quad (1.6)$$

Для логической «1» дисперсия составляет $\sigma_{m1}^2 = \bar{m}_\Phi + \bar{m}_T$, а для логического «0» – $\sigma_{m0}^2 = \bar{m}_T$. Отношение сигнала к шуму при передаче логической «1» составит:

$$SN_e = \frac{\bar{m}_\Phi^2}{\sigma_m^2} = \frac{\bar{m}_\Phi^2}{\bar{m}_\Phi + \bar{m}_T} = \frac{\bar{m}_\Phi}{1 + \bar{m}_T / \bar{m}_\Phi}. \quad (1.7)$$

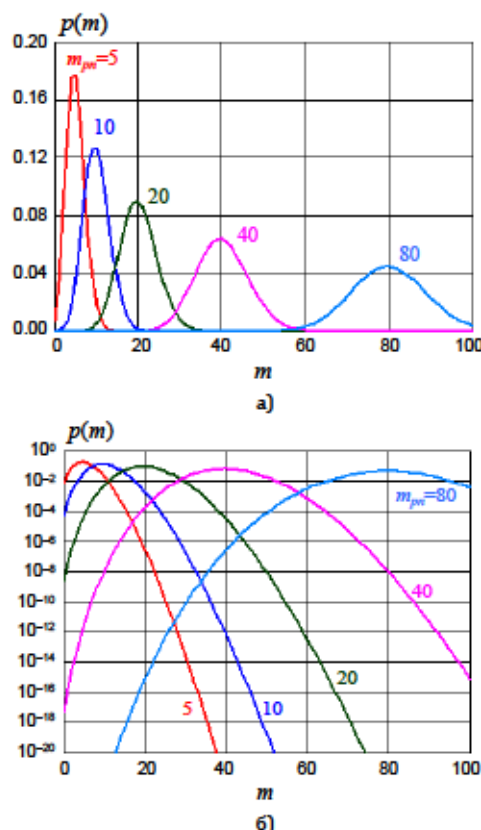


Рис. 1.3. Распределение плотности вероятности количества электронов в линейном (а) и логарифмическом масштабе (б) для распределения Пуассона

Запишем выражения для токов через PIN ФД при приеме логической «1»:

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 &= \bar{I}_\Phi + \bar{I}_T = (e/\Delta T) \cdot (\bar{m}_\Phi + \bar{m}_T) = \\ &= (e \cdot \eta \cdot \bar{n}/\Delta T) \cdot (1 + \bar{m}_T/\bar{m}_\Phi), \end{aligned} \quad (1.8a)$$

и логического «0»:

$$\bar{I}_0 = \bar{I}_T = e \cdot \bar{m}_T/\Delta T. \quad (1.8b)$$

Запишем выражения для дисперсии тока через PIN ФД при приеме логической «1»:

$$\begin{aligned} \sigma_{i1}^2 &= (e/\Delta T)^2 (\bar{m}_\Phi + \bar{m}_T) = e \cdot \bar{I}_1/\Delta T = \\ &= 2 \cdot e \cdot (\bar{I}_\Phi + \bar{I}_T) \cdot \nu_p, \end{aligned} \quad (1.9a)$$

и логического «0»:

$$\sigma_{i0}^2 = (e/\Delta T)^2 \bar{m}_T = e \cdot \bar{I}_T/\Delta T = 2 \cdot e \cdot \bar{I}_T \cdot \nu_p. \quad (1.9b)$$

Выражения (1.9) хорошо известны, как формула Шоттки для дисперсии тока дробового шума для PIN ФД в полосе частот F_p , которая определяется средним значением тока через $p-i-n$ переход.

Из (1.7) следует, что отношение сигнала к шуму при передаче логической «1» достигает максимальной величины для идеального PIN ФД с $\bar{m}_T = 0$ (без темнового тока):

$$SN_{e \max} = \bar{m}_\Phi. \quad (1.10)$$

Полагая, что для безошибочного приема сигнала идеальным фотоприемником достаточно даже

одного фотозлектрона, определим минимально возможную вероятность ошибки с учетом вероятности пропуска цели и ложной тревоги. Для этой идеальной ситуации вероятность ошибки из (1.5) определяется, как вероятность того, что за тактовый интервал ΔT не будет зарегистрировано ни одного фотозлектрона:

$$p_e = p(0) = e^{-\bar{m}}. \quad (1.11)$$

Из (1.11) и (1.2) можно получить выражение для расчета необходимого количества фотонов $\bar{n}_0$ на тактовый интервал ΔT для обеспечения определенной вероятности ошибки пропуска сигнала:

$$\bar{n}_0 = -\ln(p_e)/\eta. \quad (1.12)$$

На рисунке 1.4а показана зависимость $\bar{n}_0(p_e)$, рассчитанная по (1.12) при различных значениях η . Из (1.12) и (1.2) можно найти пороговую мощность ФД, ограниченную квантовой природой оптического излучения (идеальная модель оптической системы связи):

$$P_{\text{пор}} = \bar{n}_0 \cdot h\nu/\Delta T = -(h\nu/\eta) \cdot B \cdot \ln(p_e). \quad (1.13)$$

Результаты расчетов по (1.13) при $p_e = 10^{-12}$, $\eta = 0,8$ приведены на рисунке 1.4б.

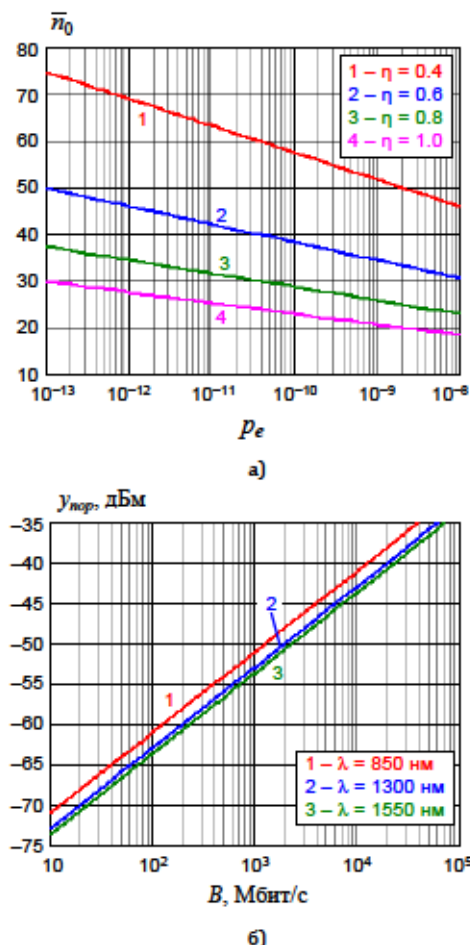


Рис. 1.4. Зависимость необходимого количества фотонов на тактовый интервал от вероятности ошибки (а) и зависимость уровня пороговой мощности ФД, ограниченной квантовыми шумами источника излучения от скорости передачи (б)

1.2. Идеальный ЛФД

Рассмотрим идеальный (нешумящий) ЛФД с коэффициентом лавинного умножения (усиления) M . Для него фототок, дисперсия и отношение сигнала к шуму при передаче логической «1» будут равны:

$$\bar{i}_1 = \bar{i}_\Phi = e \cdot \bar{M} \cdot \eta \cdot \Phi = e \cdot \bar{M} \cdot \eta \cdot P_s / (h\nu), \quad (1.14)$$

$$\sigma_{i1}^2 = 2 \cdot e \cdot \bar{i}_\Phi \cdot \bar{M} \cdot v_p = 2 \cdot e^2 \cdot \bar{M}^2 \cdot \eta \cdot v_p \cdot \Phi, \quad (1.15)$$

$$SN_e = \bar{i}_\Phi^2 / \sigma_{i1}^2 = \bar{i}_\Phi^2 / (2e \cdot \bar{i}_\Phi \cdot \bar{M} \cdot v_p) = \eta \cdot \Phi / (2v_p) = \bar{m}_\Phi. \quad (1.16)$$

Отношение сигнала к шуму не зависит от усиления идеального ЛФД, а чувствительность приемника возрастает в M раз.

1.3. Реальный ЛФД. Учет шумов лавины и темнового тока

Реальный ЛФД обладает шумами лавины, которые характеризуются коэффициентом избыточного шума $F(M)$ [1]. Запишем выражения для фототока и его дисперсии при передаче логической «1» с учетом темнового тока ЛФД:

$$\bar{i}_\Phi = e \cdot \bar{M} \cdot \eta \cdot \Phi = e \cdot \bar{M} \cdot \eta \cdot P_s / (h \cdot \bar{\nu}) = e \cdot \bar{M} \cdot \bar{m}_\Phi / \Delta T, \quad (1.17)$$

$$\sigma_{i1}^2 = 2 \cdot e \cdot (\bar{i}_\Phi + \bar{i}_T) \cdot \bar{M} \cdot v_p \cdot F(\bar{M}) = (e/\Delta T)^2 \cdot \bar{M}^2 \cdot (\bar{m}_\Phi + \bar{m}_T) \cdot F(\bar{M}) \quad (1.18)$$

$$F(\bar{M}) = \bar{M}^2 / \bar{M}^2 = 1 + \sigma_M^2 / \bar{M}^2 \quad (1.19)$$

где $F(\bar{M})$ – среднее значение коэффициента избыточного шума лавины, $\bar{M}$ и σ_M^2 – среднее значение и дисперсия коэффициента усиления ЛФД. Отметим, что в выражении (1.18) принято, что темновой ток усиливается в ЛФД также как и сигнал.

При передаче логического «0» для дисперсии тока можно записать:

$$\sigma_{i0}^2 = (e/\Delta T)^2 \cdot \bar{M}^2 \cdot \bar{m}_T \cdot F(\bar{M}). \quad (1.20)$$

Запишем выражение для отношения сигнала к шуму при передаче логической «1»:

$$SN_e = \bar{i}_\Phi^2 / \sigma_{i1}^2 = \bar{i}_\Phi^2 / (2e \cdot (\bar{i}_\Phi + \bar{i}_T) \cdot \bar{M} \cdot v_p \cdot F(\bar{M})) = \bar{m}_\Phi / ((1 + \bar{m}_T / \bar{m}_\Phi) \cdot F(\bar{M})) \quad (1.21)$$

Рассмотрим подробнее функцию $F(M)$, которую называют шум-фактором или коэффициентом шума лавинного умножения. $F(M)$ можно определить по формуле Макинтайра [1]:

$$F(\bar{M}) = \bar{M} \cdot [1 - (1 - k_\alpha) \cdot ((\bar{M} - 1) / \bar{M})^2], \quad (1.22)$$

$$k_\alpha = \alpha_p / \alpha_n.$$

где k_α – коэффициент, определяемый отношением коэффициентов ионизации дырок α_p и электронов α_n . Коэффициенты ионизации представляют собой вероятности ионизации на единицу длины (1/см).

При упрощенном рассмотрении мы полагаем, что коэффициенты ионизации постоянны. Они зависят от свойств материала полупроводника и составляют: для Si – $k_\alpha = 0.05-0.1$, для Ge – $k_\alpha \approx 1$ и для AsGa – $k_\alpha = 0.4-0.5$. Результаты расчетов по (1.19) представлены на рисунке 1.5.

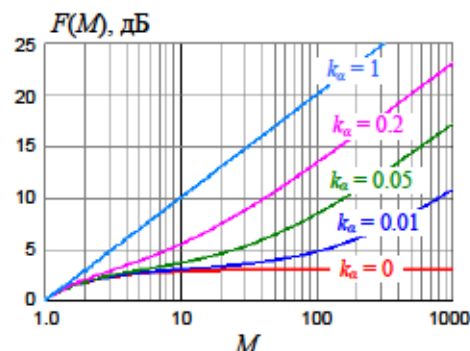


Рис. 1.5. Зависимость коэффициента шума от коэффициента лавинного умножения

1.4. Использование оптического предусилителя

Для увеличения чувствительности ФПУ с PIN ФД можно использовать оптический предусилитель, например ОУ EDFA. Будем полагать, что на вход ОУ приходит в среднем $\bar{n}_\Phi$ фотонов сигнала за интервал времени ΔT . ОУ будем характеризовать коэффициентом усиления G при малом сигнале и шум-фактором F_n . Запишем выражения для среднего количества фотонов сигнала на входе PIN ФД $\bar{n}_{\Phi pn}$, средней мощности усиленного спонтанного излучения (УСИ) P_{sp} и среднего количества фотонов УСИ $n_{\Phi sp}$ на выходе ОУ:

$$\begin{aligned} \bar{n}_{\Phi pn} &= \bar{n}_\Phi \cdot G, \\ P_{sp} &= h\nu \cdot \Delta\nu \cdot (G - 1) \cdot F_n, \\ n_{\Phi sp} &= (G - 1) \cdot F_n \cdot \Delta\nu \cdot \Delta T, \end{aligned} \quad (1.23)$$

где $\Delta\nu$ – полоса пропускания полосового оптического фильтра для сигнала.

Определим среднее количество фотоэлектронов сигнала и УСИ:

$$\begin{aligned} \bar{m}_{\Phi pn} &= \eta \cdot \bar{n}_\Phi \cdot G, \\ \bar{m}_{\Phi sp} &= \eta \cdot (G - 1) \cdot F_n \cdot \Delta\nu \cdot \Delta T. \end{aligned} \quad (1.24)$$

Полагая, что количества фотоэлектронов сигнала и УСИ подчиняются закону Пуассона, запишем выражения для их дисперсий:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Phi pn}^2 &= \eta \cdot \bar{n}_\Phi \cdot G^2, \\ \sigma_{\Phi sp}^2 &= \eta \cdot (G - 1) \cdot F_n \cdot \Delta\nu \cdot \Delta T. \end{aligned} \quad (1.25)$$

Запишем выражение для отношения сигнала к шуму на выходе ОУ при передаче логической «1»:

$$\begin{aligned} SN_{e OA} &= \frac{\eta^2 \cdot \bar{n}_\Phi^2 \cdot G^2}{\sigma_{\Phi pn}^2 + \sigma_{\Phi sp}^2} = \\ &= \frac{\eta \cdot \bar{n}_\Phi}{1 + (G - 1) \cdot F_n \cdot \Delta\nu \cdot \Delta T / (\bar{n}_\Phi \cdot G^2)}. \end{aligned} \quad (1.26)$$

1.5. Учет шумов последующей схемы

Все избыточные шумы последующей схемы (тепловые в резисторах, шумы транзисторов и других элементов) можно объединить в один источник случайного тока i_r , приведенного ко входу УФТ. Его среднее значение равно 0, а среднеквадратическое отклонение (СКО) σ_r зависит от температуры, ширины полосы приемника и параметров схемы. Полагаем, что эти шумы распределены нормально по закону Гаусса и имеют математическое ожидание равно 0. Отметим, что шумы схемы учитываются не так, как темновой ток, который имеет некоторое среднее значение $\bar{i}_r$. Введем параметр шумов схемы [1]:

$$\sigma_q = \sigma_r \cdot \Delta T / e = \sigma_r / (2 \cdot e \cdot \nu_p), \quad (1.27)$$

который представляет собой СКО количества шумовых электронов накопленных за время ΔT .

В простейшем случае источником теплового шума является резистор R_L в цепи обратной связи УФТ. Учет других источников шума УФТ проведем с помощью коэффициента шума $k_n > 1$.

Тогда для СКО шумового тока УФТ и СКО количества шумовых электронов справедливо:

$$\begin{aligned} \sigma_r^2 &= 4 \cdot k_b \cdot T_a \cdot \nu_p \cdot k_n / R_L = \\ &= 2 \cdot k_b \cdot T_a \cdot k_n / (R_L \cdot \Delta T) \end{aligned} \quad (1.28)$$

$$\begin{aligned} \sigma_q &= \sigma_r \cdot \Delta T \cdot \sqrt{k_n} / e = \\ &= \sqrt{2 \cdot k_b \cdot T_a \cdot \Delta T \cdot k_n / (R_L \cdot e^2)} \end{aligned} \quad (1.29)$$

Для определения максимально допустимой величины сопротивления R_L , полагаем, что полоса пропускания УФТ ограничивается постоянной времени $\tau = C_{pn} \cdot R_L$, где C_{pn} – емкость p - n перехода ФП. Для R_L справедливо:

$$R_L \leq 1 / (2\pi \cdot C_{pn} \cdot \nu_p). \quad (1.30)$$

Учитывая (1.30) и выбирая максимально возможную величину R_L определим минимальное СКО количества шумовых электронов по (1.29):

$$\sigma_{q_{\min}} = \sqrt{2 \cdot \pi \cdot C_{pn} \cdot k_b \cdot T_a \cdot k_n / e^2}. \quad (1.31)$$

Видно, что $\sigma_{q_{\min}}$ не зависит от B , но сильно зависит от C_{pn} . В таблице 1.1 приведены результаты расчетов по выражениям (1.30) и (1.31).

ТАБЛИЦА 1.1

B , Гбит/с	2.5		10		40	
ΔT , пс	400		100		25	
$C_{\text{пр}}$ пФ	R_L , Ом	σ_q	R_L , Ом	σ_q	R_L , Ом	σ_q
0.05	2500	450	1250	450	640	450
0.2	640	640	320	640	160	640
0.8	160	900	80	900	40	900

Уточним выражение (1.7) для отношения сигнала к шуму для PIN ФД при передаче логической «1» с учетом шумов схемы:

$$\begin{aligned} SN_{e_{PD}} &= \frac{\bar{i}_\Phi^2}{\sigma_i^2} = \frac{\bar{i}_\Phi^2}{\bar{i}_\Phi + \bar{i}_T + \sigma_r^2} = \\ &= \frac{\bar{m}_\Phi^2}{\bar{m}_\Phi + \bar{m}_T + \sigma_q^2} = \frac{\bar{m}_\Phi}{1 + (\bar{m}_T + \sigma_q^2) / \bar{m}_\Phi}. \end{aligned} \quad (1.32a)$$

Из (1.4) и (1.32a) с учетом рисунка 1.1. и таблицы 1.1 видно, что для высокоскоростных ВОСП ($B \geq 2,5$ Гбит/с) влиянием темнового тока можно пренебречь:

$$\begin{aligned} SN_{e_{PIN}} &= \frac{\bar{i}_\Phi^2}{\sigma_i^2} = \frac{\bar{i}_\Phi^2}{\bar{i}_\Phi + \sigma_r^2} = \\ &= \frac{\bar{m}_\Phi^2}{\bar{m}_\Phi + \sigma_q^2} = \frac{\bar{m}_\Phi}{1 + \sigma_q^2 / \bar{m}_\Phi}. \end{aligned} \quad (1.32b)$$

Уточним также выражение (1.21) для отношения сигнала к шуму для ЛФД с учетом шумов схемы и без учета темнового тока при передаче логической «1»:

$$\begin{aligned} SN_{e_{APD}} &= \frac{\bar{i}_\Phi^2}{\sigma_i^2} = \frac{\bar{i}_\Phi^2 \cdot \Delta T}{e \cdot \bar{M}^2 \cdot F(M) + \sigma_r^2} = \\ &= \frac{\bar{m}_\Phi}{F(M) + \sigma_q^2 / (\bar{m}_\Phi \cdot \bar{M}^2)}. \end{aligned} \quad (1.33)$$

Уточним также выражение (1.26) для отношения сигнала к шуму для ФПУ с оптическим предусилителем с учетом шумов схемы при передаче логической «1»:

$$SN_{e_{OA}} = \frac{\bar{m}_\Phi}{1 + \frac{(G-1) \cdot F_n \cdot \Delta v \cdot \Delta T}{(\bar{n}_\Phi \cdot G^2)} + \frac{\sigma_q^2}{(\bar{m}_\Phi \cdot G^2)}}. \quad (1.34)$$

1.6. Оптимизация коэффициента лавинного умножения

Выразим в явном виде зависимость отношения сигнала к шуму в ЛФД при передаче логической «1» от M . Из (1.33) с учетом (1.22):

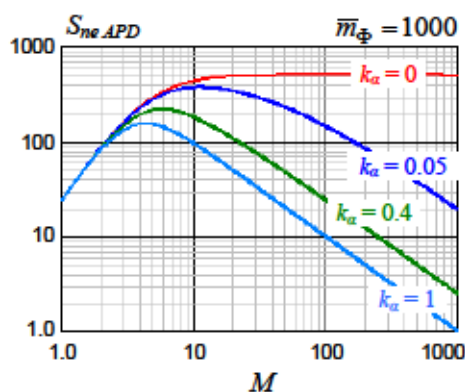
$$SN_{e_{APD}} = \frac{\bar{m}_\Phi^2 \cdot \bar{M}^2}{\bar{m}_\Phi \cdot \bar{M} \cdot \beta + \sigma_q^2}, \quad (1.35)$$

где

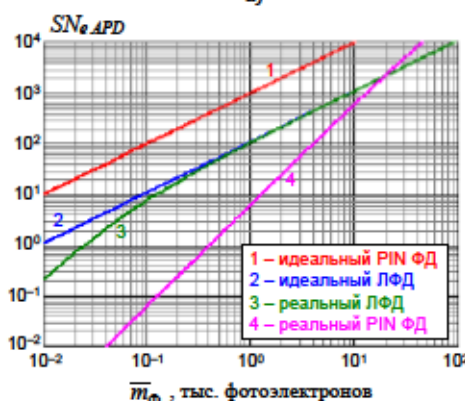
$$\beta = 2 \cdot \bar{M} - 1 + k_\alpha \cdot (\bar{M} - 1)^2.$$

На рисунке 1.6а показаны результаты расчета по (1.35) зависимостей $SN_{e_{APD}}$ от M . Видно, что при $k_\alpha = 0$ (идеальный ЛФД) $SN_{e_{APD}}$ растет с увеличением M и достигает насыщения. Для реального ЛФД ($k_\alpha > 0$) $SN_{e_{APD}}$ растет с увеличением M , достигает максимума и затем уменьшается в результате резкого роста шума усиления. При $k_\alpha = 0$ $SN_{e_{APD}}$ максимально, а при $k_\alpha = 1$ – минимально.

На рисунке 1.6б показаны результаты расчета по (1.35) зависимостей $SN_{e_{LPD}}$ от $\bar{m}_\Phi$. При расчете $SN_{e_{APD}}$ для идеальных PIN ФД и ЛФД мы пренебрегли темновыми токами и шумами схемы. Для реальных PIN ФД и ЛФД значение СКО σ_q принималось равным 600.



а)



б)

Рис. 1.6. Зависимости SN_{rAPD} при передаче логической «1»: а) – от M , б) – от m_Φ

Исследование выражения (1.35) для отношения сигнала к шуму на экстремум позволило получить аналитические выражения для оптимального коэффициента лавинного умножения M_{opt} и максимального при данных параметрах отношения сигнала к шуму SN_{opt} :

$$\bar{M}_{opt} = \sqrt[3]{A} - (1 - k_\alpha) / (3k_\alpha \cdot \sqrt[3]{A}), \quad (1.36)$$

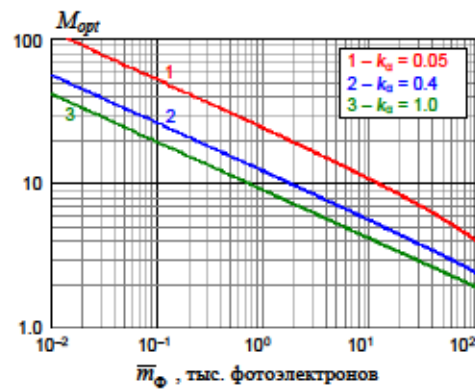
$$SN_{opt} = \frac{\bar{m}_\Phi^2 \cdot M_{opt}^2}{\bar{m}_\Phi \cdot M_{opt} \cdot \beta + \sigma_q^2}, \quad (1.37)$$

где

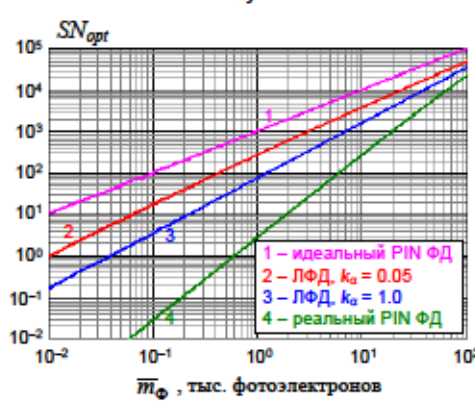
$$\beta = 2 \cdot M_{opt} - 1 + k_\alpha \cdot (M_{opt} - 1)^2,$$

$$A = \sqrt{\frac{(1 - k_\alpha)}{(9k_\alpha^2)} + \frac{(1 - k_\alpha^3)}{(27k_\alpha^3)} + \frac{\sigma_q^4}{(k_\alpha^2 \cdot \bar{m}_\Phi^2)} + \frac{\sigma_q^2}{(k_\alpha \cdot \bar{m}_\Phi)}}.$$

На рисунке 1.7а приведены результаты расчетов M_{opt} при передаче логической «1» от количества фотоэлектронов. На рисунке 1.7б приведены расчеты SN_{opt} для кремниевого и германиевого ЛФД при СКО количества шумовых электронов равного $\sigma_q = 600$. Там же приведены результаты расчетов для идеального ($\sigma_q = 0$) и реального р-и-п ФД ($\sigma_q = 600$). Видно, что использование ЛФД позволяет увеличить отношение сигнала к шуму при малых сигналах и, особенно, при больших шумах последующей схемы.



а)



б)

Рис. 1.7. Зависимость оптимального коэффициента лавинного умножения (а) и отношения сигнала к шуму (б) от среднего значения фотоэлектронов для ЛФД и р-и-п ФД

1.7. Обнаружительная способность энергетического ФПУ с ЛФД при бинарном приеме

Полагаем, что при бинарном приеме ФПУ измеряет количество электронов s , накопленных за каждый бит и сравнивает его с заданным пороговым значением s_{pr} . Если $s > s_{pr}$ выбирается бит «1», в противном случае выбирается «0». Вероятности ошибок p_1 (регистрация «0» вместо правильной «1») и p_0 (регистрация «1» вместо правильного «0») определяются с помощью двух распределений (рисунки 1.8) случайной величины s , с параметрами:

$$\text{для «0» – среднее } \bar{s}_0 = 0, \quad \text{дисперсия } \sigma_0^2 = \sigma_q^2; \quad (1.38)$$

$$\text{для «1» – среднее } \bar{s}_1 = \bar{m}_\Phi \cdot \bar{M}, \quad \text{дисперсия } \sigma_1^2 = \bar{m}_\Phi \cdot \bar{M}^2 \cdot F(M) + \sigma_q^2. \quad (1.39)$$

В этих выражениях темновым током мы пренебрегаем. Для бита «0» величина s равна количеству накопленных за один бит шумовых электронов схемы q , распределенных по закону Гаусса. Для бита «1» она складывается из двух случайных величин: количества накопленных фотоэлектронов m_Φ , распределенных по закону Пуассона, и количества накопленных шумовых электронов схемы q , распределенных по закону Гаусса. Полагаем, что их сумма распределена по Гауссу.

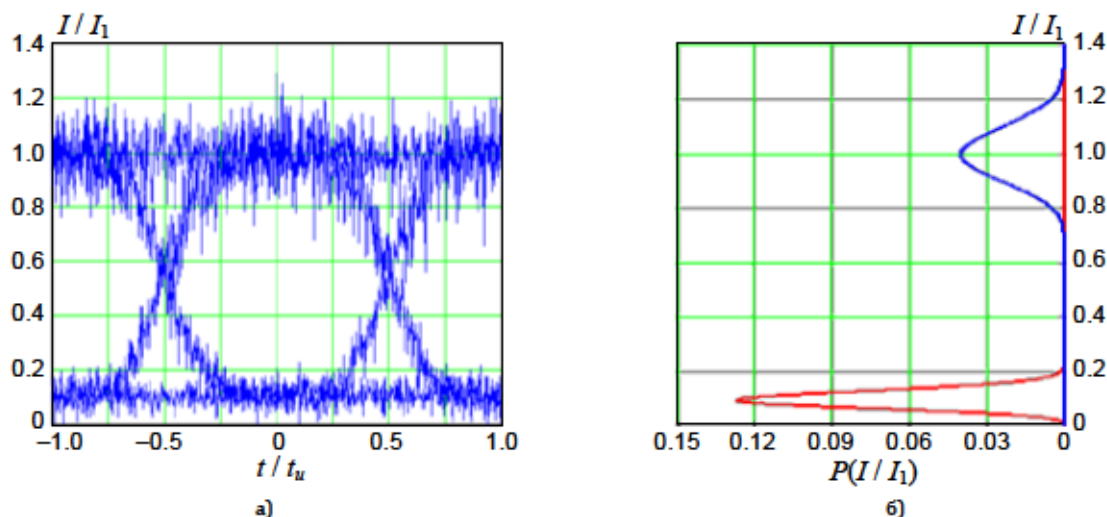


Рис. 1.8. Глаз-диаграмма случайного бинарного сигнала (а) и распределения вероятностей для него (б)

Вероятность p_0 представляет собой интеграл от гауссова распределения $p(s)$ со средним значением $\bar{s}_0$ и СКО σ_0 в пределах от $s = s_{pr}$ до $s = \infty$. Вероятность p_1 представляет собой интеграл от гауссова распределения $p(s)$ со средним значением $\bar{s}_1$ и СКО σ_1 в пределах от $s = -\infty$ до $s = s_{pr}$. Порог s_{pr} выбирается таким, чтобы при одинаковой вероятности «0» и «1» средняя вероятность ошибки $p_e = 0,5 \cdot (p_0 + p_1)$ была минимальной.

Если σ_0^2 и σ_1^2 много меньше $\bar{s}_1 - \bar{s}_0$, то вероятность ошибки ФПУ с оптимальным порогом решения приближенно равна [1]:

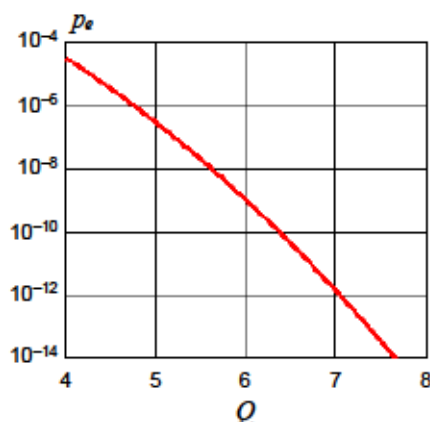
$$p_e \approx 0,5 \cdot [1 - \operatorname{erf}(Q/\sqrt{2})], \quad (1.40)$$

$$Q \approx (\bar{s}_1 - \bar{s}_0)/(\sigma_0 + \sigma_1),$$

где Q – Q -фактор, $\operatorname{erf}(x)$ – функция ошибок:

$$\operatorname{erf}(z) = (2/\sqrt{\pi}) \cdot \int_0^z \exp(-x^2) \cdot dx. \quad (1.41)$$

На рисунке 1.9 показана зависимость p_e от Q [1]. Видно, что $p_e = 10^{-9}$ при $Q = 6$.

Рис. 1.9. Зависимость вероятности ошибок от Q фактора

Из (1.40) следует:

$$\bar{s}_1 - \bar{s}_0 = Q \cdot (\sigma_0 + \sigma_1). \quad (1.42)$$

С учетом (1.38), (1.39) из (1.42) после элементарных преобразований получаем:

$$\bar{m}_\Phi - Q \cdot (\sigma_q/M) = Q \sqrt{(\sigma_q/M)^2 + \bar{m}_\Phi F(M)}. \quad (1.43)$$

Из (1.43) получим выражение для минимально необходимого $\bar{m}_\Phi$ для обеспечения требуемого значения Q (требуемой вероятности ошибки p_e):

$$\bar{m}_\Phi > 2Q \cdot (\sigma_q/M) + Q^2 \cdot F(M). \quad (1.44)$$

Под обнаружительной способностью $\bar{m}_a$ энергетического ФПУ мы будем понимать минимальное $\bar{m}_\Phi$ на один бит, необходимое для обеспечения заданного значения Q :

$$\begin{aligned} \bar{m}_a &= 0,5 \cdot (\bar{s}_1 - \bar{s}_0) = 0,5 \cdot \bar{m}_\Phi = \\ &= Q \cdot (\sigma_q/M) + 0,5 \cdot Q^2 \cdot F(M) \end{aligned} \quad (1.45)$$

На рис 1.10 показаны зависимости $\bar{m}_a$ от M для различных значений σ_q . Расчеты проводились для $Q = 6$ и двух значений $k_\alpha = 0,05$ и $0,4$.

Для PIN ФД из (1.45) получаем:

$$\begin{aligned} \bar{m}_a &= 0,5 \cdot (\bar{s}_1 - \bar{s}_0) = 0,5 \cdot \bar{m}_\Phi = \\ &= Q \cdot \sigma_q + 0,5 \cdot Q^2. \end{aligned} \quad (1.46)$$

Из (1.45) следует, что оптимальный коэффициент лавинного умножения $\bar{M}_{opt}$ для ФПУ с ЛФД, обеспечивающий min значение $\bar{m}_a = \bar{m}_{a,opt}$:

$$\bar{M}_{opt} = \sqrt{1 + (\sigma_q - 3)/(3 \cdot k_\alpha)}. \quad (1.47)$$

На рисунке 1.11 показаны результаты расчетов зависимостей $\bar{M}_{opt}$ по (1.47) и $\bar{m}_{a,opt} = \bar{m}_a(\bar{M}_{opt})$ по (1.45) для $Q = 6$ от σ_q . Для сравнения на рисунке 1.11б приведены также результаты расчета $\bar{m}_a$ для ФПУ с PIN ФД. Видно, что ФПУ с ЛФД обладают лучшими параметрами в присутствии шумов схемы.

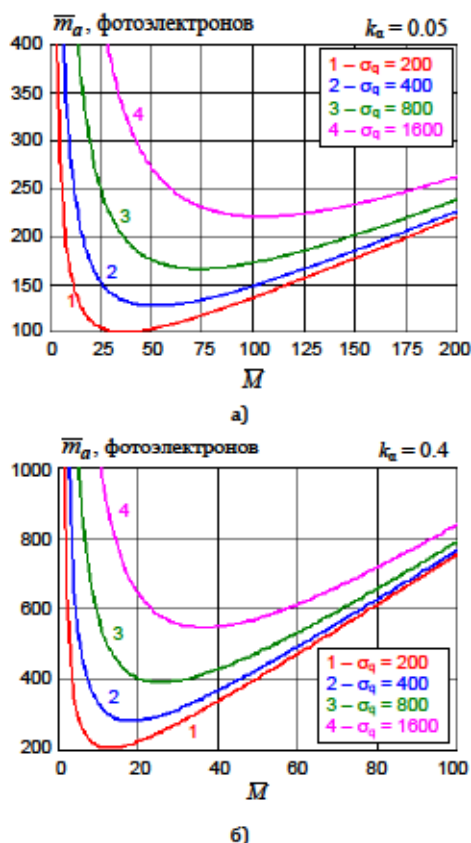


Рис. 1.10. Зависимости обнаружительной способности ФПУ с ЛФД на основе Si (а) и InGaAs (б) от $\bar{M}$

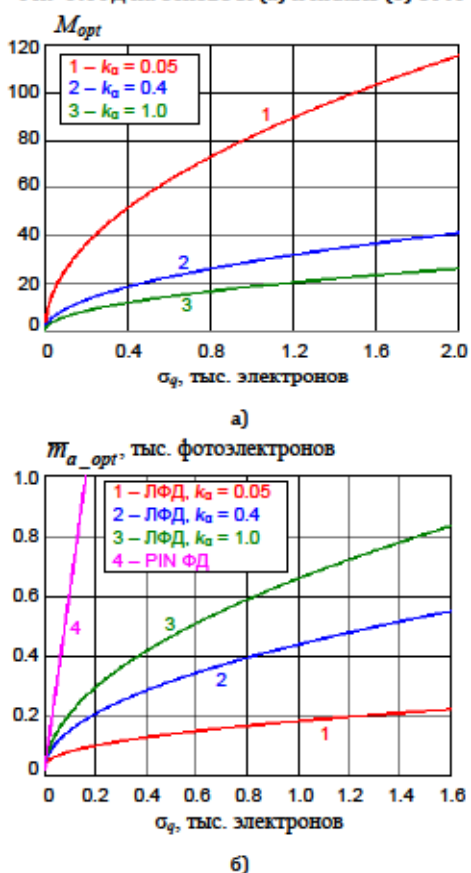


Рис. 1.11. Зависимости оптимального коэффициента лавинного умножения (а) и оптимальной обнаружительной способности ФПУ (б) с ЛФД на основе Si ($k_a=0.05$), InGaAs ($k_a=0.4$) и Ge ($k_a=1$) от σ_q

1.8. Обнаружительная способность энергетического ФПУ с оптическим предусилителем при бинарном приеме

Следуя рассуждениям в подразделе 1.7, определим параметры случайной величины s с параметрами:

$$\text{для «0» – среднее } \bar{s}_0 = 0, \text{ дисперсия } \sigma_0^2 = \sigma_q^2 + \sigma_{sp}^2 = \sigma_q^2 + \eta \cdot (G - 1) \cdot F_n \cdot \Delta v \cdot \Delta T; \quad (1.48)$$

$$\text{для «1» – среднее } \bar{s}_1 = \bar{m}_\Phi \cdot G, \text{ дисперсия } \sigma_1^2 = \bar{m}_\Phi \cdot G^2 + \sigma_q^2 + \eta \cdot (G - 1) \cdot F_n \cdot \Delta v \cdot \Delta T. \quad (1.49)$$

Используя (1.42) получим:

$$\bar{m}_\Phi - \frac{Q}{G} \cdot \sqrt{\bar{m}_\Phi \cdot G^2 + A} = Q \cdot \sqrt{A}, \quad (1.50)$$

где

$$A = \sigma_q^2 + \eta \cdot (G - 1) \cdot F_n \cdot \Delta v \cdot \Delta T. \quad (1.51)$$

Возведем в квадрат левую и правую части выражения (1.50) и после преобразования получим уравнение:

$$\bar{m}_\Phi^2 + Q^2 \cdot \bar{m}_\Phi - 2\bar{m}_\Phi \cdot Q \cdot \sqrt{\bar{m}_\Phi \cdot G^2 + A/G^2} = 0. \quad (1.52)$$

При реальных параметрах УФТ, PIN ФД (см. таблицу 1.1) можно принять $\sigma_q < 1000$ электронов. Реальный ОУ EDFA может иметь коэффициент усиления $G = 1000$ и шум фактор $F_n = 6$. При этом обычно выполняется условие $\bar{m}_\Phi > A/G^2$ и уравнение (1.52) примет вид:

$$\bar{m}_\Phi + Q^2 - 2Q \cdot \sqrt{\bar{m}_\Phi} = 0. \quad (1.53)$$

Решение (1.53) для минимально необходимого $\bar{m}_\Phi$, обеспечивающего требуемое значение Q :

$$\bar{m}_\Phi > Q^2. \quad (1.54)$$

Следуя (1.45), определим обнаружительную способность энергетического ФПУ с оптическим предусилителем:

$$\bar{m}_a = 0.5 \cdot (\bar{s}_1 - \bar{s}_0) = 0.5 \cdot \bar{m}_\Phi = Q^2/2. \quad (1.55)$$

Для $Q = 6$ $\bar{m}_a = 18$ фотоэлектронов.

1.9. Сравнение энергетических ФПУ по обнаружительной способности

В таблице 1.2 приведены результаты расчетов обнаружительной способности различных ФПУ с ЭП при различных скоростях передачи с использованием выражений (1.45), (1.46), (1.47) и (1.55).

Отметим, что при расчетах обнаружительной способности распределение суммы фотоэлектронов и шумовых электронов считалось нормальным, а реально надо было рассматривать композицию двух законов распределения, т. е. Гаусса и Пуассона. Это допущение приводит к ошибкам при малой сумме фотоэлектронов и шумовых электронов. Точные расчеты показывают, что для идеального ФП обнаружительная способность будет равна 10 фотоэлектронам ($5,1 \cdot 10^{-5}$ мВт).

ТАБЛИЦА 1.2

Скорость передачи B , Гбит/с	2.5	10	40
СКО шумовых электронов	225	450	900
Тип ФПУ	Параметр k_a	Обнаружительная способность $\bar{m}_a$, фотон/бит (пороговая мощность, мВт) при $\eta = 1$	
Идеальный ФП	–	18 ($9.2 \cdot 10^{-5}$)	18 ($9.2 \cdot 10^{-5}$)
PIN ФД	–	1500 ($4.8 \cdot 10^{-4}$)	2900 ($3.7 \cdot 10^{-3}$)
Si ЛФД	0.05	100 ($3.2 \cdot 10^{-5}$)	125 ($1.6 \cdot 10^{-4}$)
InGaAs ЛФД	0.4	250 ($8 \cdot 10^{-5}$)	300 ($3.8 \cdot 10^{-4}$)
PIN ФД с ОУ	–	18 ($9.2 \cdot 10^{-5}$)	18 ($9.2 \cdot 10^{-5}$)

К идеальному ФП по обнаружительной способности приближается ФПУ с предварительным ОУ. Даже лучшие ФПУ с ЛФД уступают по обнаружительной способности идеальному ФП и ФПУ с предварительным ОУ. Наилучшими параметрами обладают кремниевые ЛФД. Далее следуют арсенид-галлиевые и германиевые ЛФД.

Отметим, что при использовании фазового оптического демодулятора ФПУ с ЭП позволяют осуществлять детектирование сигналов с ФМ [4], например DPSK и QPSK. При этом обнаружительная способность в два раза улучшается.

Продолжение следует.

Список используемых источников

1. Салех Б., Тейх М. Оптика и фотоника. Принципы и применения. В 2-х т. Долгопрудный: Издательский дом «Интеллект», 2012. Т. 2. 784 с.
2. Наний О.Е. Когерентные системы связи // Lightwave Russian Edition. 2008. № 4. С. 23–27.
3. Наний О.Е., Трещиков В.Н., Убайдуллаев Р.Р. Дальность работы и пропускная способность когерентных систем связи // Вестник связи. 2013. № 9. С. 13–19.
4. Kikuchi K., Miyazaki T., Nakazawa M. High Spectral Density Optical Communication Technologies (Optical and Fiber Communications Reports). Springer, 2010.

* * *

COMPARATIVE ANALYSIS OF DIRECT AND COHERENT DETECTION METHODS FOR DIGITAL INFORMATION OPTICAL SIGNALS. PART 1. DIRECT 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 1. Direct Detection // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 12–20.

Abstract: The paper analyzes the direct detection and coherent detection methods for optical digital signals with various modulation formats: amplitude, phase, and quadrature-amplitude. Signal-to-noise ratios and detectability limits for binary modulation formats were determined. The paper reviews direct detection optical receivers consisting of p-i-n photodiodes and avalanche photodiodes and combination of optical pre-amplifier with p-i-n photodiodes. Block diagrams of heterodyne and homodyne receivers were presented and analyzed.

Keywords: coherent detection, direct reception, heterodyne receiver, homodyne receiver, single-mode optical fiber, modulation formats, photodetector, optical amplifier, photocurrent amplifier, fiber optic communication system, optical heterodyne, signal-to-noise ratio, detectability, Poisson distribution, Q-factor, phase-locked loop.

АНАЛИЗ ТРАФИКА В СЕТИ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА СТАНДАРТА IEEE 802.11

А.С. Викулов^{1*}, А.И. Парамонов¹

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

*Адрес для переписки: asv012016@gmail.com

Информация о статье

УДК 004.725.5

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Викулов А.С., Парамонов А.И. Анализ трафика в сети беспроводного доступа // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 21–27.

Аннотация: Для решения задач проектирования и эксплуатации современных сетей беспроводного доступа необходимо опираться на достоверные исходные данные о доступных ресурсах сети, требованиях к качеству обслуживания, количестве и распределении пользователей, их особенностях и характеристиках и параметрах производимого ими трафика. Типовые рекомендации производителей оборудования по этой теме имеют довольно общие формулировки. В рамках настоящей работы был проведен продолжительный мониторинг действующей беспроводной сети доступа, собраны данные о параметрах трафика и приведены результаты статистического анализа собранных данных.

Ключевые слова: IEEE 802.11, характеристики трафика, Wi-Fi.

Введение

Современные сети передачи данных являются гетерогенными сетями, в которых сосуществуют различные технологии на различных уровнях иерархии. В частности в них используются и развиваются различные технологии беспроводного доступа. Эволюция технологий ведет как к росту возможностей сетей связи, так и требований к качеству со стороны пользователей. Проектирование и эксплуатация сетей связи сопряжены с необходимостью выбора технических решений, обеспечивающих приемлемый баланс между качеством обслуживания, объемом ресурсов сети и абонентским трафиком. При этом лишь объем ресурсов сети поддается сравнительно простой оценке. Требования к качеству обслуживания должны быть основаны на требованиях со стороны потребителя.

Что касается характеристик абонентского трафика, то это наиболее важная составляющая исходных данных в задаче проектирования и эксплуатации. Достаточно полное описание трафика в беспроводной локальной сети (БЛВС) дает возможность выбора или построения адекватной модели сети связи и решения с ее помощью задачи выбора требуемых ресурсов сети.

Сложность получения данных об абонентском трафике состоит в необходимости проведения наблюдений (в частности, мониторинга) в дей-

ствующей сети связи, причем результаты анализа этих наблюдений должны соответствовать тем условиям, в которых эти результаты предполагается использовать. Набор услуг, предоставляемых в современных сетях связи весьма широк, каждая из них имеет особенности в части производимого ею трафика.

Выделение трафика различных услуг в задачах мониторинга является достаточно сложным процессом и зачастую не оправдано при сборе описательного статистического материала. Поэтому имеет место задача определения некоторого, по возможности, минимального набора характеристик и параметров трафика, позволяющего достаточно точно описать трафик различных пользователей.

Укрупненно в первом приближении такими характеристиками являются время работы абонента в сети и общий объем переданных данных (за некоторый период времени). Эти характеристики позволяют судить об общей загрузенности сети, среды распространения и дают возможность прогнозировать активность пользователей. Решению этой задачи должен способствовать сбор статистических данных с нагруженных трафиком БЛВС с целью анализа данных об установленных пользователями соединениях с сетью. Такому анализу и посвящена данная работа.

Потенциальные возможности технических средств БЛВС в части мониторинга и анализа параметров абонентского трафика достаточно высоки. Они позволяют производить непрерывный мониторинг основных параметров трафика. Однако гетерогенная структура современной сети вносит некоторые ограничения, связанные с особенностями абонентского трафика в различных условиях (при получении доступа через различные сети).

Например, мобильный терминал (смартфон или планшетный ПК) в одних условиях может производить трафик на сеть оператора связи 3G или 4G, а в других условиях на локальную сеть беспроводного широкополосного доступа (Wi-Fi), в том числе при использовании D2D связей между устройствами. При этом, как параметры трафика, так и качество его обслуживания в различных сетях могут быть различными.

В таком случае мониторинг трафика может быть произведен только средствами этих сетей. Зачастую такими сетями являются корпоративные или частные локальные сети. Доля трафика, обслуживаемая такими сетями, непрерывно возрастает как за счет роста их проникновения (офисы, учебные заведения, общественные места и т. д.) так и за счет роста количества смартфонов и проникновения различных услуг.

Основные тенденции развития сетей связи (концепции построения сетей 5G), также предполагают широкое использование технологий построения БЛВС [1]. Как правило, привлекательность применения БЛВС состоит в возможности построении сети высокой плотности (предоставлении услуг при компактном размещении пользователей). Технологии MAN несколько уступают при построении таких сетей из-за большей стоимости оборудования и использования лицензируемого диапазона частот [2].

С другой стороны исходные данные редко удается получить на этапе составления задания на проектирование. Поэтому приходится оперировать рекомендациями, например [3–7], дающими лишь ограниченный набор инструкций. Таким образом, задачи построения БЛВС и сведения об абонентском трафике, производимом в таких сетях, будут актуальны еще в достаточно продолжительное время.

Постановка задачи и обзор исследуемых БЛВС

Целью данного исследования является описание основных параметров абонентского трафика БЛВС, характерных для большинства пользователей. Это описание делается на основе статистического анализа данных мониторинга трафика БЛВС, полученных за достаточно продолжительный период наблюдений.

Выделим следующие параметры абонентского трафика:

- общее время работы клиента в БЛВС;
- общий объем данных, переданных/принятых за все время работы;
- средняя интенсивность клиентского трафика.

Для обработки данных об установленных соединениях был произведен сбор и анализ статистических данных в двух БЛВС. В первой БЛВС, построенной на базе решения Avaya Networking, были собраны статистические данные о пользовательских соединениях с БЛВС за два периода – длительностью в один месяц (с 19.09.2016 по 19.10.2016) и в шесть месяцев (с 14.08.2016 по 14.02.2017). Исследованная БЛВС развернута в небольшой частной гостинице Санкт-Петербурга.

Характеристики сети и основные параметры мониторинга приведены в таблице 1. БЛВС состоит из 30 точек доступа (ТД), с двумя радиомодулями каждая, проводной инфраструктуры и системы управления с функционалом мониторинга. Сбор статистической информации выполнялся программным комплексом Avaya Wireless Orchestration System (WOS) версии 8.1.

ТАБЛИЦА 1. Параметры сбора данных в БЛВС № 1

Параметр	Ед. изм.	Значение за период	
		1 месяц	6 месяцев
Число точек доступа в сети WLAN	шт.	30	
Совокупное время мониторинга	час	720	4320
Время недоступности ТД за период мониторинга	мин.	53	13770
	%	0,0037	0,17
Площадь покрытия сети WLAN	кв. м	14797	
Средняя площадь покрытия на ТД	кв. м	448	
Число зарегистрированных пользователей	шт.	2100	7951

Под временем недоступности понимается совокупное время простоя $T_{пр}$ для клиентов:

$$T_{пр} = \sum_{i=1}^N T_i, \quad (1)$$

где T_i – время для каждой ТД в течение периода мониторинга, когда она по каким-либо причинам отсутствовала в сети (например, перезагружалась из-за сбоя питания).

Низкие значения $T_{пр}$ свидетельствуют о хорошем аппаратном состоянии БЛВС. Непропорционально высокое значение $T_{пр}$ для полугодового интервала связано с длительным выводом из эксплуатации двух точек доступа на период порядка пяти дней в связи с проведением ремонта в помещении. Ввиду отсутствия пользователей сети в этих зонах покрытия, данный факт не является значимым для анализа.

Вторая исследованная БЛВС была развернута в производственных и офисных помещениях крупного завода в Московской области, в связи с чем ее функционирование имело ряд особенностей. В частности еще до проведения мониторинга логично было ожидать следующие особенности:

- меньшее число уникальных клиентских устройств;
- устоявшийся состав клиентских устройств, с небольшим его изменением в течение суток;
- меньший процент клиентов с поддержкой последних версий стандарта IEEE 802.11;
- в целом большее время работы одного клиента с заметной долей клиентов подключенных круглосуточно. Такими клиентами могут быть разнообразные устройства производственного назначения.

БЛВС № 2 построена на базе решения Cisco Systems. В этой БЛВС мониторинг производился в течение одного временного периода продолжительностью 28 дней (с 19.04.2017 по 17.05.2017). Характеристики сети и основные параметры мониторинга приведены в таблице 2. БЛВС состоит из 62 точек доступа, с двумя радиомодулями каждая, контроллеров БЛВС, проводной инфраструктуры и системы управления с функционалом мониторинга. Сбор статистических данных выполнялся программным комплексом Cisco Prime Infrastructure версии 3.1.

ТАБЛИЦА 2. Параметры сбора данных в БЛВС № 2

Параметр	Ед. изм.	Значение
Число точек доступа в сети WLAN	шт.	62
Совокупное время мониторинга	час	672
Время недоступности ТД за период мониторинга	мин.	748,7
	%	0,03
Площадь покрытия сети WLAN	кв. м	29760
Средняя площадь покрытия на ТД	кв. м	480
Число зарегистрированных пользователей	шт.	431

Обратим внимание на крайне низкое время недоступности ТД в этой БЛВС. Отметим при этом, что абсолютно весь вклад в указанные 0,03 % составляют 4 ТД, которые были выключены одновременно примерно на 3 часа с целью замены коммутатора. Таким образом, данная БЛВС поддерживается на высоком уровне доступности, что отвечает требованиям, предъявляемым для сети производственного назначения.

Особо отметим факт различного назначения двух сетей, разного типового сценария работы пользователя, разного перечня сетевых сервисов и разной программно-аппаратной реализации инфраструктуры БЛВС. В данном контексте будем обращать особое внимание на общие тенденции в исследуемых параметрах работы БЛВС.

Также важно помнить, что, несмотря на идентичность инфраструктурной части обеих БЛВС в части поддержки IEEE 802.11n/ac, есть важное отличие между двумя БЛВС в части поддержки клиентскими устройствами последних версий стандарта IEEE 802.11. Дело в том, что в БЛВС № 1 пользовательские устройства в целом являются более современными, поскольку при большем числе клиентов и гостиничном сценарии использования доля пользователей с персональными устройствами последних моделей выше. В то время как в корпоративной производственной БЛВС № 2 устройства приобретаются и управляются централизованно и в целом несколько отстают от возможностей персональных устройств.

Подробная информация о возможностях клиентских устройств приведена в таблице 3. Распределение установленных соединений по частотным диапазонам приведено в таблице 4.

Из приведенных данных видно, что преобладающими в производственной БЛВС № 2, являются клиентские устройства с поддержкой только IEEE 802.11g. В то же время в гостиничной БЛВС № 1 преобладают устройства стандарта 802.11n с заметным участием устройств с поддержкой 802.11ac.

ТАБЛИЦА 3. Последняя поддерживаемая версия стандарта IEEE802.11

Последняя поддерживаемая версия стандарта 802.11	БЛВС № 1 1 месяц	БЛВС № 2 1 месяц
802.11a	–	0,01 %
802.11g	2 %	74,14 %
802.11n	72,6 %	25,83 %
802.11ac	25,4 %	0,02 %

ТАБЛИЦА 4. Активность устройств в частотных диапазонах

Диапазон	БЛВС № 1		БЛВС № 2
	1 месяц	6 месяцев	1 месяц
2,4 ГГц	70,4 %	69,0 %	76,8 %
5 ГГц	29,6 %	31,0 %	23,2 %

В обеих БЛВС радиопокрытие обеспечено с минимальным уровнем сигнала в обоих диапазонах (2,4 и 5 ГГц) равным –65 дБм. Условием хэндовера является доступность в каждой точке зоны покрытия двух ТД с уровнем приема не хуже –75 дБм. При этом максимальным уровнем излучения (ЭИИМ) для ТД является 50 мВт (17 дБм). В обеих сетях также было проведено радиообследование, подтвердившее соответствие этим требованиям. Однако рассмотрение его результатов находится за рамками данной работы. Ниже будут рассмотрены результаты анализа данных систем мониторинга этих двух сетей Wi-Fi за два временных отрезка с дальнейшим их анализом и сравнением.

Объем переданных данных

На рисунках 1 и 2 приведена активность за месяц клиентских устройств с точки зрения объема переданного трафика. Приведены графики соответственно для объемов нисходящего (DL) и восходящего (UL) потоков трафика с шагом в 2 Гб. Для мониторинга за один месяц с целью наглядности рассматривались объемы переданного трафика менее 22 Гб. Из анализа были исключены записи с нулевым объемом переданной информации. Таким образом, были проанализированы 83,8 % и 84,4 % от числа записей в нисходящем и восходящем потоках соответственно.

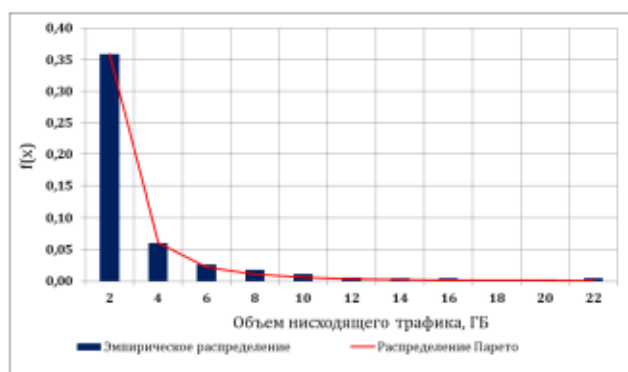


Рис. 1. Распределение общего объема переданных (DL) данных в БЛВС № 1 за месяц

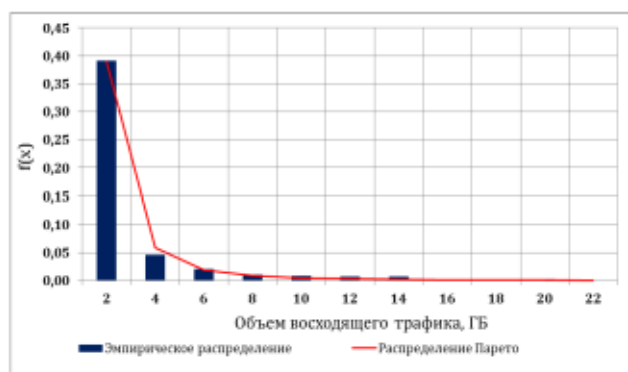


Рис. 2. Распределение общего объема переданных (UL) данных в БЛВС № 1 за месяц

На рисунках 3 и 4 приведена полугодовая активность клиентских устройств с точки зрения объема переданного трафика менее 22 Гб с шагом в 2 Гб (были проанализированы 70,9 % и 73,8 % от числа записей в нисходящем и восходящем потоках соответственно; записи с нулевым объемом переданной информации из анализа были исключены). На рисунках 5 и 6 приведена активность за месяц клиентских устройств с точки зрения объема переданного трафика менее 550 Мб с шагом в 50 Мб (были проанализированы 77,8 % и 90,2 % от числа записей в нисходящем и восходящем потоках соответственно; записи с нулевым объемом переданной информации из анализа были исключены).

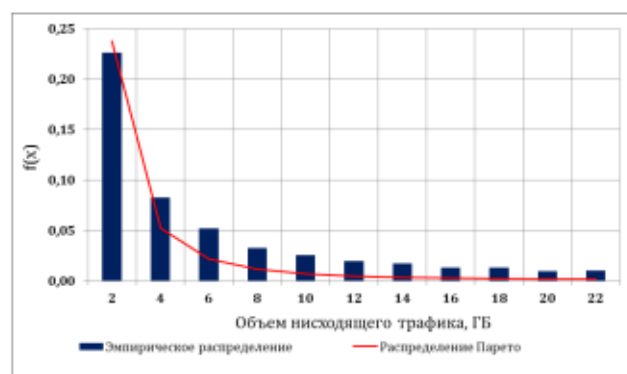


Рис. 3. Распределение общего объема переданных (DL) данных в БЛВС № 1 за полгода

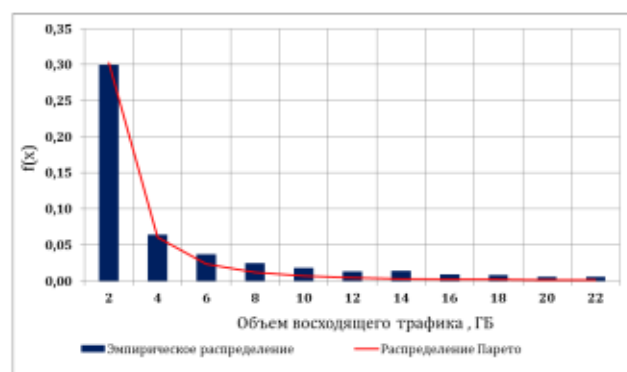


Рис. 4. Распределение общего объема переданных (UL) данных в БЛВС № 1 за полгода

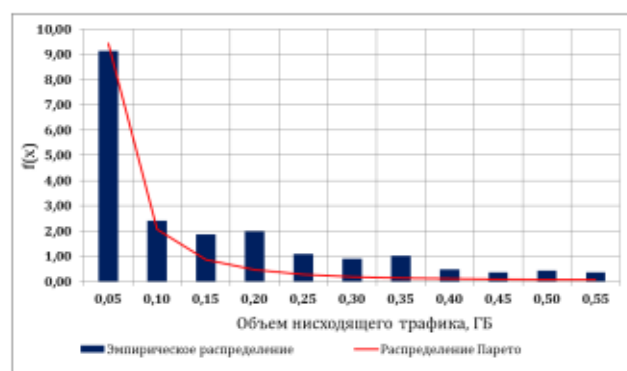


Рис. 5. Распределение общего объема переданных (DL) данных в БЛВС № 2 за месяц

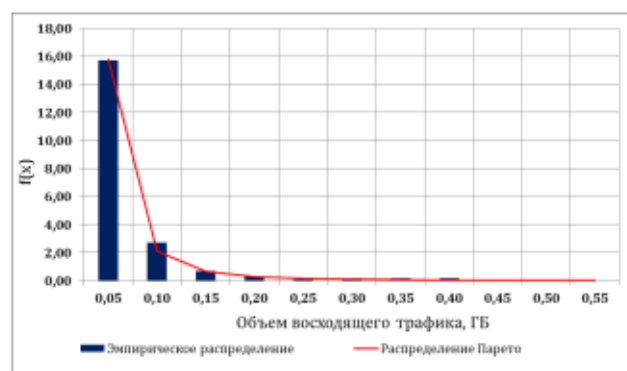


Рис. 6. Распределение общего объема переданных (UL) данных в БЛВС № 2 за месяц

Распределение объемов переданных в нисходящем и восходящем потоках данных за сессию аппроксимировано распределением Парето с плотностью вероятности:

$$f_1(x) = \begin{cases} \frac{k x_m^k}{x^{k+1}}, & x \geq x_m, \\ 0, & x < x_m \end{cases} \quad (2)$$

где k и x_m – параметры распределения, значения которых приведены в таблице 5. Там же приведены значения математического ожидания для эмпирического и теоретического распределений.

Близость характеристик распределений для данных за один месяц и за полгода для БЛВС № 1 говорит о стабильном профиле пользовательского трафика. Таким образом, с одной стороны, статистика за месяц в данных условиях является достаточной для описания данной характеристики трафика, а с другой – характеристики трафика являются стабильными на длительном промежутке времени.

ТАБЛИЦА 5. Значения параметров распределений

Параметр	БЛВС	Период	Эмп. среднее	Теор. среднее	Параметры распределения	
					k	x_m
DL, ГБ	№ 1	1 мес.	2,192	2,190	1,556	1,217
UL, ГБ			1,701	1,700	1,742	1,261
DL, ГБ		6 мес.	4,676	4,692	1,197	0,924
UL, ГБ			3,413	3,418	1,324	1,107
DL, ГБ	№ 2	1 мес.	0,120	0,120	1,191	0,023
UL, ГБ			0,036	0,035	1,905	0,032

Важно отметить, что нагрузка на БЛВС № 2 заметно отличается в меньшую сторону от БЛВС № 1, однако форма распределения остается неизменной. Т. е. несмотря на существенную разницу в назначении двух БЛВС, типе их абонентов, генерируемой нагрузке и наборе пользовательских сервисов, наблюдается общая закономерность в распределении общего объема передаваемых данных в расчете на пользовательское устройство.

Общее время работы клиента

С целью описать активность клиентских устройств, мы измерили долю времени, когда клиентское устройство было проассоциировано с БЛВС по отношению ко всему периоду наблюдения. Эмпирическое распределение для данных можно аппроксимировать следующим образом:

$$f(x) = \eta_1 f_1(x) + \eta_2 f_2(x), \quad (3)$$

$$f_{1,2}(x) = \begin{cases} \frac{\alpha^k}{\Gamma(k)} x^{k-1} e^{-\alpha x}, & x \geq 0, \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (4)$$

Выражение (3) представляет собой суперпозицию двух Гамма-распределений с плотностями

вероятности (4), где α и k – параметры распределения, значения которых приведены в таблице 6.

ТАБЛИЦА 6. Значения параметров распределений для времени работы

БЛВС	Период	Эмп. среднее		Параметр распределения					
		%	час	α_1	k_1	η_1	α_2	k_2	η_2
№ 1	1 мес.	3,9	28,7	0,212	0,066	0,5	2,637	0,013	0,5
	6 мес.	0,9	39,9	1,001	0,006	1,0			
№ 2	1 мес.	7,2	48,7	0,396	0,034	1,0			

На рисунке 7 приведена гистограмма времени работы (общего времени всех установленных сессий каждым клиентом), полученная в БЛВС № 1 по данным за период в один месяц.

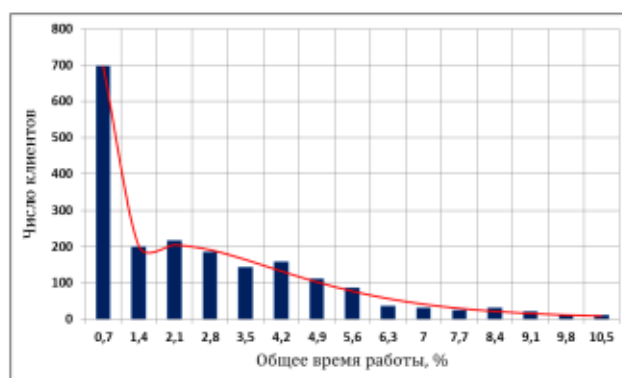


Рис. 7. Время работы клиентов БЛВС № 1 за месяц

На рисунке 8 приведена гистограмма времени работы (общего времени всех установленных сессий каждым клиентом), полученная в БЛВС № 1 по данным за полгода.

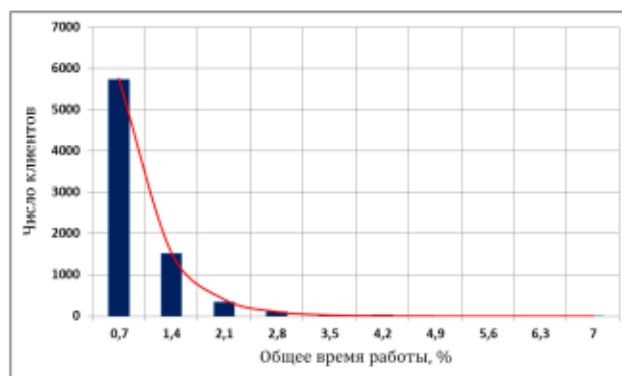


Рис. 8. Время работы клиентов БЛВС № 1 за полгода

Интересно отметить, что для БЛВС № 1 на временном промежутке в полгода эмпирические данные аппроксимируются одним распределением, что можно объяснить недостаточностью экспериментальных данных собранных за один месяц.

На рисунке 9 приведена гистограмма времени работы (общего времени всех установленных сессий каждым клиентом), полученная в БЛВС № 2 по данным за один месяц.

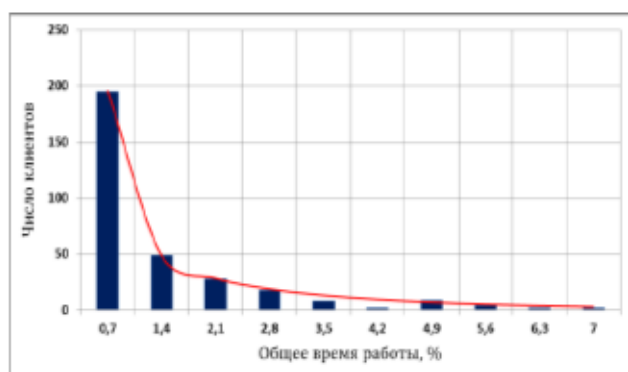


Рис. 9. Время работы клиентов БЛВС № 2 за месяц

Общее время работы клиента в БЛВС № 2 также может быть аппроксимировано Гамма-распределением, как показано в таблице 6.

Отметим, что, как и в случае с общим объемом переданных данных, несмотря на заметное различие в абсолютных значениях, форма распределения данного параметра (время работы клиентов) для обеих БЛВС одна и та же.

Средняя интенсивность клиентского трафика

На рисунках 10, 11 и 12 приведены интенсивности за один месяц и за полгода переданного трафика в обеих БЛВС. Ниже рассмотрим среднюю интенсивность трафика в обоих направлениях из расчета на каждое клиентское устройство.



Рис. 10. Средняя интенсивность трафика в БЛВС № 1 за месяц

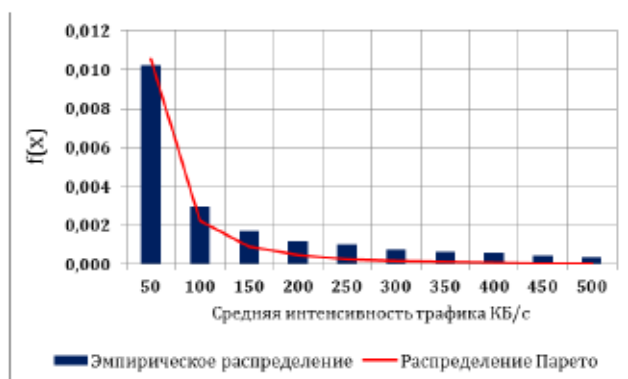


Рис. 11. Средняя интенсивность трафика в БЛВС № 1 за полгода

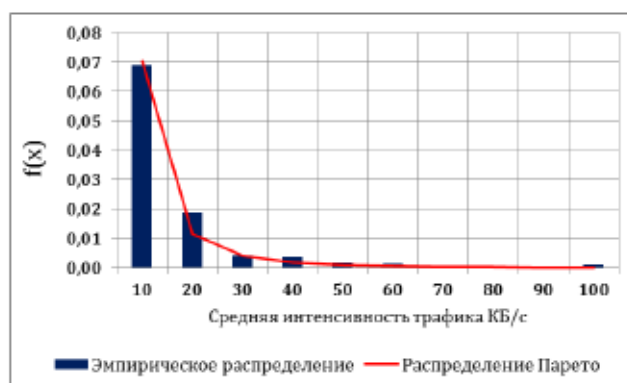


Рис. 12. Средняя интенсивность трафика в БЛВС № 2 за месяц

Средняя интенсивность трафика рассчитана как:

$$\bar{\lambda} = \frac{A_{TX} + A_{RX}}{t} \text{ (байт/с)}, \quad (5)$$

где A_{TX} и A_{RX} – объем данных, переданных в каждом направлении (байт), t – время работы (с).

Из анализа были исключены записи с нулевым объемом переданных данных. В БЛВС № 1 с целью наглядности рассматривались интенсивности пользовательского трафика < 0.5 МБ/с. В БЛВС № 2 за такой порог было принято значение 0.1 МБ/с.

Оба распределения могут быть аппроксимированы распределением Парето с плотностью вероятности (2). Значения математического ожидания для эмпирического и теоретического распределений, а также параметры распределений приведены в таблице 7.

ТАБЛИЦА 7. Значения параметров распределений для интенсивности трафика, КБ/с

БЛВС	Период	Эмп. сред.	Теор. сред.	Параметры распределения	
				k	x_m
№ 1	1 мес.	58,25	58,28	1,507	29,547
	6 мес.	102,59	102,46	1,245	25,102
№ 2	1 мес.	9,74	9,78	1,611	5,997

Полученные результаты показывают, что интенсивность клиентского трафика значительно ниже пропускной способности обеих БЛВС. Это означает, что распределение трафика в пределах одной клиентской сессии очень неравномерно.

Отметим, что средние значения интенсивности трафика для двух периодов наблюдения БЛВС № 1 различаются примерно в два раза. Это можно объяснить заметной долей пользователей, которые пользовались сервисами БЛВС в течение обоих периодов наблюдения, чем обусловили рост средней интенсивности трафика с ростом времени мониторинга. Также важно, что аналогично анализу общего объема переданных данных, несмотря на значительно меньшую нагрузку на БЛВС № 2, вид распределения средней интенсивности трафика остается таким же, что и для БЛВС № 1.

Выводы

1) Распределение продолжительности времени работы с достаточной для практических целей точностью может быть описано Гамма-распределением, при этом для достаточно загруженной БЛВС на меньшем временном интервале удобно пользоваться суммой двух Гамма-распределений.

2) Распределение общего объема переданных данных с достаточной для практических целей точностью может быть описано распределением Парето. При этом объемы трафика, переданные как в восходящем, так и в нисходящем канале, имеют близкие законы распределения.

3) Распределение интенсивности трафика с достаточной для практических целей точностью может быть описано распределением Парето.

4) Для каждого из рассмотренных параметров одной БЛВС распределения для двух периодов наблюдения имеют общий вид и весьма близко описываются одними и теми же законами.

5) Различие видов распределения для времени работы и для объемов данных говорит о разнородности клиентов по интенсивности трафика.

6) Несмотря на серьезное различие в назначении и пользовательской нагрузке, характеристики пользовательского трафика в двух рассмотренных БЛВС описываются законами распределения одного вида.

С целью дальнейшего уточнения и обобщения поднятых вопросов предполагается сделать анализ следующих данных:

- сбор статистики на более нагруженной БЛВС большего масштаба,
- анализ количества и размера переданных кадров с данными,
- анализ трафика в зависимости от радиочастотных условий,
- построение аналитической модели пользовательского трафика.

Список используемых источников

1. Asadi A., Mancuso V. Network-assisted Outband D2D-clustering in 5G Cellular Networks: Theory and Practice // IEEE Transactions on Mobile Computing. 2017. Vol. 16. Iss. 8. PP. 2246–2259.
2. Andreev S., Pyattaev A., Johnsson K., Galinina O., Koucheryavy Y. Cellular Traffic Offloading onto Network Assisted Device-to-Device Connections // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52. No. 4. PP. 20–31.
3. Von Nagy A. Aerohive High-Density Wi-Fi Design & Configuration Guide v2. Aerohive Networks. 2013.
4. Lukaszewski C. Aruba VHD 802.11ac Networks VRD. Engineering and Configuration Guide. 2015.
5. Meru Networks Best Practices Guide for High-Density Design and Deployment. 2012.
6. Meraki High Density Wi-Fi Deployment Guide (Cisco Validated Design). AID 4567. 2016.
7. Lavrukhin V., Lezhepekov A., Vladiko A. Experimental Testbed for Access Point Selection in IoT WiFi Networks // Proceedings of Educational Institutes of Communication. 2017. Vol. 3. Iss. 2. PP. 102–112.

* * *

IEEE 802.11 WLAN TRAFFIC ANALYSIS

A. Vikulov¹, A. Paramonov¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Vikulov A., Paramonov A. IEEE 802.11 WLAN Traffic Analysis // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol 3. Iss. 3. PP. 21–27.

Abstract: *In modern Wi-Fi networks, design and service challenges require accurate estimation of available network resources, quality of service requirements, user quantity and user traffic characteristics. This needs to understand the client device abilities as well as the characteristics of generated traffic. This is not trivial because vendors' recommendations are quite rough. Here is this work, a continuous monitoring of Wi-Fi access network has been carried out, traffic parameters have been gathered and the results of statistical analysis have been presented.*

Keywords: *IEEE 802.11, traffic characteristics, Wi-Fi.*

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ ДАННЫХ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА ПРЯМОЙ ТРОИЧНОЙ М-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКА

С.С. Владимиров¹, О.С. Когновицкий^{1*}

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

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: kogn@yandex.ru

Информация о статье

УДК 621.391

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Владимиров С.С., Когновицкий О.С. Широкополосные сигналы данных с расширением спектра прямой троичной М-последовательностью и их характеристика // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 28–36.

Аннотация: Широкополосные системы характеризуются высокой помехоустойчивостью передачи данных в каналах с белым гауссовым шумом при низком соотношении сигнал/шум. Актуальной задачей является выбор широкополосных сигналов и методов их обработки на приеме. В статье анализируется возможность использования в качестве расширяющей спектр троичной М-последовательности.

Ключевые слова: расширение спектра, троичная М-последовательность, вероятность ошибки.

Введение

Современный этап развития цифровых информационно-коммуникационных систем характеризуется интенсивными разработками и внедрением широкополосных систем, которые по многим показателям перспективнее традиционных. Прежде всего, они выигрывают по помехоустойчивости при низком соотношении сигнал/шум, что, в свою очередь, обеспечивает повышенную скрытность передаваемой информации. Эти преимущества достигаются за счёт расширения спектра передаваемых сигналов.

Среди множества широкополосных систем значительную их долю составляют цифровые системы с расширением спектра прямой последовательностью (DSSS, от англ. *Direct Sequence Spread Spectrum*). В качестве расширяющих спектр последовательностей чаще всего выбирают двоичные шумоподобные последовательности максимального периода – М-последовательности [1–3].

В [4] проведен анализ характеристик широкополосных сигналов на базе двоичных М-последовательностей. Рассмотрены два возможных варианта построения широкополосной системы.

В первом один из исходных двоичных символов передаётся периодом «прямой» М-последовательности, а второй – периодом «обратной» (инверти-

рованной) М-последовательности. При этом коэффициент расширения спектра будет равен длине М-последовательности в числе $2^m - 1$ двоичных элементов, где m – степень порождающего многочлена. Таким образом, один бит информации от источника передаётся одним периодом двоичной М-последовательности.

Во втором варианте одним периодом М-последовательности передаётся m бит информации, кодируемых начальной фазой или первыми m элементами двоичной М-последовательности. При этом скорость передачи информации, по сравнению с первым вариантом, увеличивается в m раз при том же коэффициенте расширения спектра, т. е. при одинаковой скорости передачи сигналов (чипов) расширяющей спектр М-последовательности. Показано, что такое повышение скорости передачи информации в m раз приводит к снижению помехоустойчивости по сравнению с первым вариантом.

В настоящей статье рассматривается возможность расширения спектра исходных двоичных сигналов с помощью троичных М-последовательностей, которые имеют многие свойства, аналогичные свойствам двоичных М-последовательностей. Остановимся на свойствах троичных М-последовательностей более подробно.

Свойства троичных М-последовательностей

Троичные М-последовательности строятся над простым полем $GF(3)$ с множеством элементами $\{0, 1, 2\}$ и порождаются примитивным характеристическим многочленом степени m :

$$P(x) = p_0x^m - p_1x^{m-1} - p_2x^{m-2} - \dots - p_{m-1}x - p_m,$$

где $p_i \in GF(3)$.

По заданному многочлену $P(x)$ строится регистр сдвига из m троичных ячеек, который формирует М-последовательность с периодом $M = 3^m - 1$:

$$\{s\} = (s_0, s_1, s_2, \dots, s_{3^m-2}, s_{3^m-2}),$$

которой будет соответствовать рекуррентное уравнение:

$$s_{n+3} = p_1s_{n+2} + p_2s_{n+1} + \dots + p_{m-1}s_{n+1} + p_ms_{n-m},$$

где $s_i \in GF(3)$.

Общими структурными свойствами троичных М-последовательностей являются следующие:

1) Период троичной М-последовательности равен $M = 3^m - 1$, где m – степень характеристического многочлена $P(x)$.

2) Каждый ненулевой элемент простого поля $GF(3)$ в одном периоде М-последовательности встречается 3^{m-1} раз, а нулевой – $(3^{m-1} - 1)$ раз.

3) Любая k -элементная ($0 < k \leq m$) комбинация $(s_i, s_{i+1}, \dots, s_{i+k-1})$, кроме нулевой, в одном замкнутом в кольцо периоде троичной М-последовательности встречается ровно 3^{m-k} раз, а k -элементная серия нулей – $(3^{m-k} - 1)$ раз.

4) Недвоичные М-последовательности с характеристикой простого поля $p \geq 3$ состоят из $(p-1)$ подпоследовательностей, каждая длительностью $M_1 = \frac{p^m-1}{p-1}$. При этом подпоследовательности поэлементно будут пропорциональны с коэффициентом λ , где λ – первообразные элементы простого поля $GF(p)$. Таким образом, для произвольного элемента s_k М-последовательности справедливо равенство:

$$s_{k+M_1} = \lambda s_k \pmod{p}. \quad (1)$$

Из свойства 4 следует, что троичная М-последовательность с периодом $M = 3^m - 1$ состоит из двух подпоследовательностей длиной $M_1 = \frac{1}{2}(3^m - 1)$, каждая с коэффициентом пропорциональности $\lambda = 2$, так как в простом поле $GF(3)$ это единственный первообразный элемент. Тогда уравнение (1) для троичной М-последовательности примет вид:

$$s_{k+M_1} = 2s_k \pmod{3}.$$

Так, например, троичная М-последовательность $\{s\}$, сформированная по примитивному многочлену $P(x) = x^3 + 2x + 1$, $m = 3$, и имеющая период

$M = 3^3 - 1 = 26$ при начальных элементах $(s_0, s_1, s_2) = (101)$, будет иметь вид как в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Троичная М-последовательность $\{s\}$
с $(s_0, s_1, s_2) = (101)$

s_0	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9	s_{10}	s_{11}	s_{12}	s_{13}	s_{14}	s_{15}	...	s_{24}	s_{25}
1	0	1	2	1	1	2	0	1	1	1	0	0	2	0	2	...	0	0
1	0	1	-1	1	1	-1	0	1	1	1	0	0	-1	0	-1	...	0	0

В представленной в качестве примера троичной М-последовательности (таблица 1) первые 13 элементов являются первой подпоследовательностью, а вторые 13 элементов, начиная с 13-го, – второй. Одноименные порядковые элементы обеих подпоследовательностей имеют коэффициент пропорциональности $\lambda = 2$. Другими словами, произвольные пары элементов троичной М-последовательности, отстоящие друг от друга на 13 шагов (длину подпоследовательности), будут всегда пропорциональны с коэффициентом 2. Элементы первого ряда цифр в таблице 1 соответствуют элементам простого поля $GF(3) - \{0, 1, 2\}$ и удовлетворяют рекуррентному уравнению:

$$s_{n+3} = s_{n-2} + 2s_{n-3} \pmod{3}.$$

Второй ряд элементов эквивалентен первому ряду с заменой 2 на «-1», что дает определенные преимущества при передаче биполярных сигналов по цифровому каналу. Действительно, в плезиохронных цифровых системах при синтезировании линейных кодов ставится задача отсутствия постоянной составляющей в спектре линейных сигналов в связи с наличием в цифровом тракте регенераторов. Аналогичное требование может быть предъявлено и к цифровым широкополосным системам с расширением спектра с целью обеспечения скрытной передачи информации по каналам с гауссовым шумом при низком соотношении сигнал/шум. В этом случае троичную М-последовательность при передаче по цифровому каналу следует преобразовать в биполярную с заменой 2 на «-1». В соответствии с приведенным выше свойством 2 в одном периоде троичной М-последовательности оба ненулевых элемента имеют одинаковые вероятности, что и определяет отсутствие постоянной составляющей. Поэтому при дальнейшем анализе троичных М-последовательностей с амплитудно-импульсной манипуляцией мы будем ориентироваться на биполярные сигналы, соответствующие троичным символам 0, +1 и -1.

Корреляционные характеристики троичных М-последовательностей

Ненормированная автокорреляционная функция (АКФ) периодической троичной М-последовательности $R(k)$ при сдвиге $k = nM$, где n – целое, имеет максимум, равный периоду М-последовательности, т. е. $R(k = nM) = (3^m - 1)$. При $k \neq nM$ и k

целом значение ненормированной АКФ периодической троичной M -последовательности будет постоянным и равным $R(k \neq nM) = -(3^{m-1} + 1)$. Тогда, для рассматриваемого выше примера с $m = 3$, будем иметь $R(k = nM) = (3^m - 1) = 26$, а $R(k \neq nM) = -(3^{m-1} + 1) = -10$.

Доказательство для $k \neq nM$, где n – целое, довольно простое и приведем его для $m = 3$.

Пусть сравниваются две периодические троичные M -последовательности $\{s\}$ и $\{s'\}$, сдвинутые друг относительно друга на $k \neq nM$ шагов (элементов). Образует ещё одну троичную M -последовательность $\{s''\}$ путем умножения элементов последовательности $\{s'\}$ на коэффициент пропорциональности λ . Для нашего примера умножаем на 2, чему соответствует сдвиг периодической M -последовательности $\{s'\}$ на полпериода троичной M -последовательности, т. е. на $1/2(3^m - 1) = 13$ шагов. Наконец, сформируем четвертую троичную M -последовательность $\{s^*\}$ как линейную поэлементную сумму по mod3 двух других, а именно $\{s\}$ и $\{s''\}$. Для упрощения обозначим в последовательностях элементы с i -ым индексом как: a_i для последовательности $\{s\}$, b_i – для последовательности $\{s'\}$ и c_i – для последовательности $\{s^*\} = \{s\} + \{s''\} \pmod{3}$. В результате становится очевидным, что нули в последовательности $\{s^*\}$, т. е. $c_i = 0$, будут только в тех позициях, в которых a_i и b_i совпадают. А в соответствии с приведенным выше свойством 2 троичных M -последовательностей в одном периоде последовательности $\{s^*\}$ будет $(3^{m-1} - 1)$ нулей и $2 \cdot 3^{m-1}$ ненулевых элементов. Следовательно, в двух сравниваемых троичных M -последовательностях $\{s\}$ и $\{s'\}$ будет $(3^{m-1} - 1)$ совпадений и $(2 \cdot 3^{m-1})$ несовпадений. Таким образом, АКФ $R(k \neq nM) = (3^{m-1} - 1) - (2 \cdot 3^{m-1}) = -(3^{m-1} + 1)$, т. е. равно $R(k \neq nM) = -10$ для нашего примера с $m = 3$.

Таким образом, для троичных M -последовательностей доказано следствие:

«Автокорреляционная функция периодической троичной псевдослучайной последовательности максимальной длины с периодом $M = 3^m - 1$ при величине сдвига $k \neq nM$ будет постоянной и равной $R(k \neq nM) = -(3^{m-1} + 1)$ ».

Это свойство троичных M -последовательностей может быть использовано для повышения надёжности выделения «своей» M -последовательности, сдвинутой по фазе от возможных других M -последовательностей на величину $k \neq nM$. Это объясняется довольно большим порогом различимости от положительного максимального выброса АКФ, равного $M = 3^m - 1$ при совпадении фаз, до отрицательного значения $R(k \neq nM) = -(3^{m-1} + 1)$. При этом размах между двумя этими значениями составит $4 \cdot 3^{m-1}$.

Анализ помехоустойчивости широкополосной передачи с расширением спектра троичной M -последовательностью

Анализ помехоустойчивости системы с расширением спектра троичной M -последовательностью проведем применительно к каналу с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и корреляционному приемнику. Оценим и сравним вероятности битовой ошибки P_b при передаче исходных двоичных сигналов без расширения спектра и сигналов с расширением спектра троичной M -последовательностью. При этом исходные двоичные сигналы могут быть импульсными униполярными и биполярными сигналами с длительностью такого сигнала T . Обозначим сигналы $S_1(t)$ для двоичной "1" и $S_2(t)$ – для двоичного "0".

Для униполярных двоичных сигналов примем, что двоичной "1" соответствует прямоугольный импульс $S_1(t) = A$, $0 \leq t \leq T$, а двоичному "0" соответствует «пассивный ноль», т. е. $S_2(t) = 0$, $0 \leq t \leq T$.

Для биполярных исходных двоичных сигналов выберем антиподные сигналы $S_1(t) = A$ и $S_2(t) = -A$, $0 \leq t \leq T$. При передаче таких сигналов по каналу с АБГШ на выходе корреляционного приемника будет иметь место случайная величина z с нормальной плотностью распределения с математическим ожиданием a_1 для $S_1(t)$ и a_2 для $S_2(t)$. Решающее устройство сравнивает оценку сигнала Z с порогом γ и выносит решение в пользу сигнала $S_1(t)$, если $z > \gamma$, или сигнала $S_2(t)$, если $z < \gamma$. Минимизация вероятности битовой ошибки достигается при оптимальном значении порога $\gamma = \frac{a_1 + a_2}{2}$.

Вероятности ошибочного решения при условии передачи сигнала $S_i(t)$ по каналу с АБГШ будут оцениваться выражением:

$$P_{\text{ош}}(S_1) = P_{\text{ош}}(S_2) = \int_{-\infty}^{\gamma} P\left(\frac{z}{S_1}\right) dz =$$

$$= \int_{-\infty}^{\gamma} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(z - a_1)^2}{2\sigma^2}\right] dz = \Phi\left(\frac{a_1 - a_2}{2\sigma}\right);$$

где $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ – двусторонняя спектральная плотность мощности АБГШ; $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$ – гауссов интеграл ошибок [5].

Проведя определенные преобразования указанных выше интегралов, получим следующие выражения для оценки битовой вероятности ошибки для униполярных сигналов, $P_{b,u}$, и биполярных двоичных сигналов, $P_{b,b}$, которые также можно встретить во многих опубликованных работах, например [2, 3]:

$$P_{b,y} = \Phi\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) \text{ и } P_{b,z} = \Phi\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right),$$

где E – пиковая энергия, которая для обоих вариантов исходных двоичных сигналов равна $E = \int_0^T s_1^2(t) dt = A^2T$.

Часто вероятность битовой ошибки определяют как функцию от средней энергии, приходящейся на один бит информации, E_b . Для биполярных двоичных сигналов $E_b = E$, поэтому выражение для вероятности битовой ошибки не изменится. Для унipoлярных сигналов средняя энергия на бит будет равна $E_b = E/2$. Поэтому вероятность битовой ошибки для унipoлярных сигналов как функция от средней битовой энергии можно записать в виде:

$$P_{b,y} = \Phi\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) = \Phi\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right).$$

Вероятность битовой ошибки для рассматриваемых биполярных двоичных сигналов будет равна:

$$P_{b,z} = \Phi\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (2)$$

Перейдем теперь к анализу помехоустойчивости канальных сигналов, расширенных по спектру трюичной M -последовательностью с периодом $M = 3^m - 1$. При этом, в качестве исходных двоичных сигналов выберем биполярные, как обеспечивающие большую помехоустойчивость, чем унipoлярные. Расширение спектра происходит благодаря тому, что каждый двоичный сигнал длительностью T будет передаваться одним периодом трюичной M -последовательности. При этом трюичные сигналы (чипы) будут иметь длительность $\tau = \frac{T}{M}$, т. е. произойдет расширение полосы частот в M раз.

Рассмотрим два варианта трюичных сигналов – АИМ-3 и ФМ-3, и оценим их помехоустойчивость.

Трюичные сигналы АИМ-3

Запишем трюичные символы простого поля $GF(3)$ как 0, 1 и $2 \equiv -1 \pmod{3}$ и выберем соответствующие им сигналы: $c_1(t) = A$ для "1", $c_2(t) = A$ для "0" и $c_3(t) = (-A)$ для "2", $0 \leq t \leq \tau$. Следовательно, соответствующие энергии этих сигналов будут равны: $E_1 = E_3 = E = A^2\tau$, $E_2 = 0$. Созвездие этих трюичных сигналов представлено на рисунке 1, где сигнальные точки a_1 , a_2 и a_3 являются отображением трюичных сигналов $c_1(t)$, $c_2(t)$ и $c_3(t)$ соответственно. При одинаковых энергиях $c_1(t)$ и $c_3(t)$ квадрат расстояния между сигнальными точками (a_1, a_2) и (a_2, a_3) в евклидовом пространстве равняется:

$$d^2 = R_{(a_1, a_2)}^2 = R_{(a_2, a_3)}^2 = \int_0^\tau [c_1(t) - c_2(t)]^2 dt = E.$$

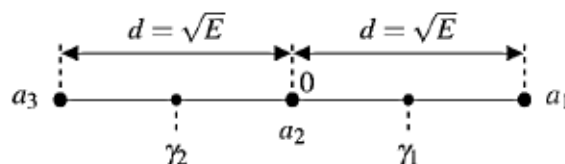


Рис. 1. Созвездие сигналов АИМ-3

Следовательно, расстояние между соседними сигнальными точками будет одинаковым и равным $d = \sqrt{E}$. В устройстве принятия решения случайная величина z с выхода коррелятора сравнивается с оптимальными порогами γ_1 и γ_2 , которые расположены на расстоянии $d/2$ от нулевой точки. Тогда вероятности ошибок в канале с АБГШ при условии передачи сигналов $c_1(t)$ и $c_3(t)$ будут одинаковыми и определяться выражением:

$$P_{\text{ош}}(c_1) = P_{\text{ош}}(c_3) = \int_{-\infty}^{\gamma_1} P(z/c_1) dz = \int_{-\infty}^{\gamma_1 = \frac{a_1 + a_2}{2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{z - a_1}{\sigma}\right)^2\right] dz = \Phi\left(\frac{a_1 - a_2}{2\sigma}\right).$$

Аналогично находим, что вероятность ошибочного приема сигнала $c_2(t)$ будет определяться выражением:

$$P_{\text{ош}}(c_2) = 2 \int_{\gamma_1}^{\infty} P(z/c_2) dz = \int_{\gamma_1 = \frac{a_1 + a_2}{2}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{z - a_2}{\sigma}\right)^2\right] dz = 2\Phi\left(\frac{a_1 - a_2}{2\sigma}\right).$$

Таким образом, считая трюичные сигналы равновероятными, средняя вероятность ошибочного приема трюичного сигнала (чипа), как функция от пиковой энергии E , будет равна:

$$P_{\text{чипа АИМ-3}} = \frac{4}{3} \Phi\left(\frac{a_1 - a_2}{2\sigma}\right) = \frac{4}{3} \Phi\left(\frac{\sqrt{E}}{2\sigma}\right) = \frac{4}{3} \Phi\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right). \quad (3)$$

В некоторых работах усредненную вероятность ошибочного приема чипа выражают через среднюю энергию трюичного сигнала $E_{\text{ср}}$, которая для рассматриваемого варианта АИМ-3 будет равна:

$$E_{\text{ср}} = \frac{1}{3}(E_1 + E_2 + E_3) = \frac{2}{3}E.$$

Отсюда

$$E = \frac{3}{2}E_{\text{ср}}.$$

Подставив это выражение в (3), получим:

$$P_{\text{чипа АИМ-3}} = \frac{4}{3} \Phi \left(\sqrt{\frac{3E_{\text{ср}}}{4N_0}} \right). \quad (4)$$

Для сравнения различных вариантов троичных сигналов, в нашем случае АИМ-3 и ФМ-3, полученные выражения для вероятностей чиповой ошибки (3) и (4) выразить через отношение битовой энергии E_b исходного двоичного биполярного сигнала к спектральной плотности мощности шума, т. е. через E_b/N_0 .

Так как пиковая энергия троичного АИМ-3 сигнала равна:

$$E = A^2 \tau = A^2 \frac{T}{M} = \frac{E_b}{M},$$

а средняя энергия троичного сигнала АИМ-3:

$$E_{\text{ср}} = \frac{2}{3} E,$$

то выражение для вероятности ошибочного приема чипа для АИМ-3 может быть записано как:

$$P_{\text{чипа АИМ-3}} = \frac{4}{3} \Phi \left(\sqrt{\frac{1}{2M} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)} \right). \quad (5)$$

В итоге мы приходим к несимметричному дискретному троичному каналу, модель которого представлена на рисунке 2, где вероятность p согласно [6] определяется выражением (3), (4) или (5). В такой модели принято допущение, что вероятности перехода c_1 в c_3 и наоборот пренебрежимо малы и поэтому на рисунке 2 они отсутствуют. Вместе с тем, на точности расчётов вероятностей ошибок сигналов c_1 и c_3 это не сказывается, так как вероятности переходов из c_1 в c_3 и наоборот учтены в вероятностях ошибочных переходов из c_1 в c_2 и из c_3 в c_1 .

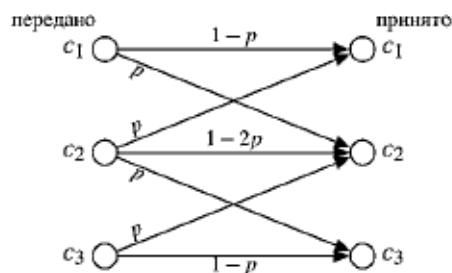


Рис. 2. Модель троичного несимметричного дискретного канала для сигналов АИМ-3

Троичные сигналы ФМ-3

Пусть символам 0, 1 и 2 простого поля $GF(3)$ соответствуют троичные сигналы:

- для 0 – $c_1(t) = A \cos(\omega_0 t)$;
- для 1 – $c_2(t) = A \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi)$;
- для 2 – $c_3(t) = A \cos(\omega_0 t + 2\Delta\varphi)$;

где $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{3} = 120^\circ$.

Как и в случае АИМ-3 будем считать, что длительность сигнала ФМ-3 будет равна $\tau = T/M$, где M – период троичной M -последовательности. Тогда, после определенных преобразований можно доказать, что энергия всех трех сигналов будет одинаковой и равной:

$$E = E_1 = \int_0^\tau c_1^2(t) dt = \frac{A^2 \tau}{2}. \quad (6)$$

Проанализируем помехоустойчивость троичных сигналов ФМ-3 по модели сигнальной конструкции (рисунок 3), на которой сигнальные точки a_1 , a_2 и a_3 отображают троичные сигналы $c_1(t)$, $c_2(t)$ и $c_3(t)$ соответственно.

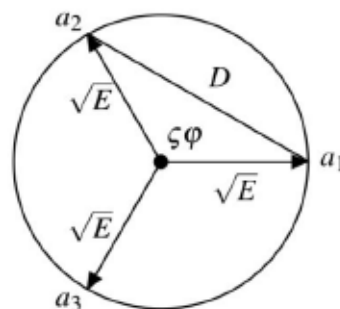


Рис. 3. Модель сигнальной конструкции для ФМ-3

В соответствии с теоремой косинусов квадрат расстояния в евклидовом пространстве между сигнальными точками a_1 и a_2 равен:

$$D^2 = 2E(1 - \cos \Delta\varphi) = 4E \sin^2 \frac{\pi}{3}.$$

Следовательно, $D = 2\sqrt{E} \sin \frac{\pi}{3} = \sqrt{3E}$.

Ошибка в приеме сигнала $c_1(t)$ произойдет, если проекция помехи на прямую, соединяющую соседние сигнальные точки, будет больше половины евклидова расстояния D . Вероятность такой ситуации при гауссовой помехе с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ будет равна:

$$P_{\text{чипа ФМ-3}} = \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{\frac{D}{2}}^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz =$$

$$= 2\Phi\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{3}\right) = 2\Phi\left(\sqrt{\frac{3E}{2N_0}}\right). \quad (7)$$

Учитывая (6), запишем энергию сигнала ФМ-3 через битовую энергию исходного двоичного сигнала как:

$$E = \frac{A^2 T}{2M} = \frac{E_b}{2M}.$$

Тогда выражение (7) примет вид:

$$P_{\text{чипа ФМ-3}} = 2\Phi\left(\sqrt{\frac{3}{4M}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)\right). \quad (8)$$

Сигнальной конструкции для ФМ-3 соответствует модель дискретного троичного симметричного канала, граф которого представлен на рисунке 4 [7].

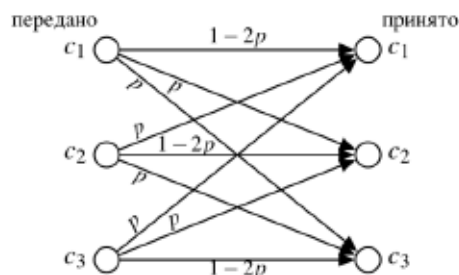


Рис. 4. Граф троичного симметричного дискретного канала для сигналов ФМ-3

Расчётные зависимости вероятности битовой ошибки для исходного биполярного двоичного сигнала (2) и вероятностей ошибочного приема троичных сигналов (чипов) для АИМ-3 и ФМ-3, формулы (5) и (8), от отношения E_b/N_0 представлены на рисунке 5.

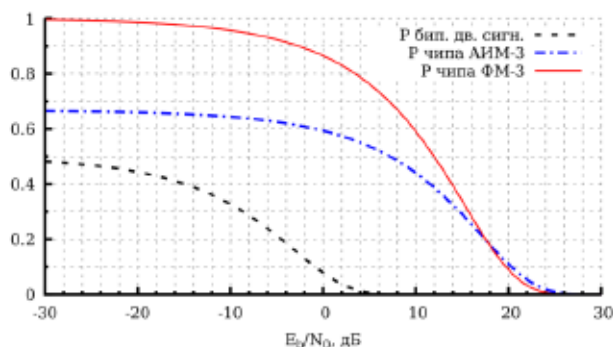


Рис. 5. Расчётные зависимости вероятности битовой ошибки для исходного биполярного двоичного сигнала и вероятностей ошибочного приема троичных чипов для АИМ-3 и ФМ-3 от отношения E_b/N_0

Варианты применения троичных М-последовательностей для расширения спектра и оценка битовой вероятности ошибки исходного сигнала

Рассмотрим первый, наиболее простой, вариант, когда один исходный двоичный сигнал, передается периодом одной троичной М-последовательности $\{s\}$ с периодом $M = 3^m - 1$, а другой двоичный сигнал — таким же периодом другой, сдвинутой по фазе, М-последовательности $\{r\}$. При этом последовательность $\{r\}$ будет удовлетворять тому же характеристическому многочлену $P(x)$ и, следовательно, тому же рекуррентному уравнению. При этих условиях, в соответствии со свойствами троичных М-последовательностей, расстояние

Хэмминга между последовательностями будет равно $(2 \cdot 3^{m-1})$. Следовательно, при обработке таких двух последовательностей по принципу максимального правдоподобия могут быть исправлены троичные ошибки, кратностью до $t_1 = [(2 \cdot 3^{m-1} - 1)/2]$ включительно, где « $\lfloor \cdot \rfloor$ » — целая часть дроби. Тогда в троичном дискретном канале без памяти (рисунки 2 и 4) с вероятностью ошибки чипа p_c вероятность перепутывания (ошибочного распознавания) относительно друг друга двух М-последовательностей из-за ошибок в троичном канале, а следовательно и битовая вероятность ошибки исходного двоичного сигнала $P_b^{(1)}$, будет определяться выражением:

$$P_b^{(1)} = 1 - \sum_{i=0}^{t_1} C_M^i p_c^i (1 - p_c)^{M-i}. \quad (9)$$

Подставляя в (9) выражения для вероятностей чиповой ошибки троичных сигналов АИМ-3 — (5) и ФМ-3 — (8), получим общие выражения для битовой вероятности ошибки исходного двоичного биполярного сигнала $P_{b, \text{АИМ-3}}^{(1)}$ и $P_{b, \text{ФМ-3}}^{(1)}$ для первого варианта применения троичных М-последовательностей для расширения спектра.

Рассмотрим второй вариант, когда один исходный двоичный сигнал, передается периодом прямой троичной М-последовательности:

$$\{s\} = (s_0, s_1, s_2, \dots, s_{3^m-3}, s_{3^m-2}),$$

а другой двоичный сигнал — периодом «инверсной» последовательности $\{r\}$, которая формируется путем добавления 1 по mod 3 к каждому элементу прямой последовательности $\{s\}$. При этом последовательность $\{r\}$ будет удовлетворять уже другому составному характеристическому многочлену $G(x) = (x-1)P(x)$ и, следовательно, другому рекуррентному уравнению.

При этих условиях расстояние Хэмминга между прямой и «инверсной» последовательностями будет максимальным и равным периоду М-последовательности $M = 3^m - 1$. Следовательно, при обработке таких двух последовательностей по принципу максимального правдоподобия могут быть исправлены троичные ошибки, кратностью до $t_2 = [(3^m - 1 - 2)/2]$ включительно. Тогда в троичном дискретном канале без памяти (рисунок 2) вероятность перепутывания (ошибочного распознавания) относительно друг друга двух последовательностей из-за ошибок в троичном канале и, следовательно, битовая вероятность ошибки исходного двоичного сигнала $P_b^{(2)}$, будет определяться выражением (9), но уже при более высокой кратности исправляемых троичных ошибок.

Подставляя в (9) выражения для вероятностей чиповой ошибки троичных сигналов АИМ-3 — (5) и ФМ-3 — (8), а также величину кратности исправляемых ошибок до t_2 включительно, получим об-

щие выражения для битовой вероятности ошибки исходного двоичного биполярного сигнала $P_{b,AIM-3}^{(2)}$ и $P_{b,FM-3}^{(2)}$.

Оба рассмотренных варианта характеризуются тем, что один бит данных от источника передаётся одним периодом троичной М-последовательности с периодом M . При этом скорость передачи данных от источника будет равна $R_d = \frac{1}{T}$, тогда как скорость передачи чипов будет в M раз выше, т. е. коэффициент расширения спектра будет равен M .

Рассмотрим теперь ещё один, третий вариант применения расширяющей троичной М-последовательности с периодом M , который позволяет при том же коэффициенте расширения спектра M и при тех же вероятностях ошибочного прима чипов с АИМ-3 и ФМ-3 увеличить скорость передачи данных R_d . Это обеспечивается тем, что передаваемая информация от источника будет кодироваться начальной фазой троичной М-последовательности с периодом $M = 3^m - 1$. При этом начальными фазами могут кодироваться двоичные комбинации от источника длиной в n двоичных символов. Наибольшее значение n определяется выражением $n = \lfloor \log_2(3^m - 1) \rfloor$, где $\lfloor x \rfloor$ – наибольшее целое, не превосходящее x .

В рассматриваемых в работе конкретных примерах выбрано $m = 3$, в этом случае значение $n = 4$. Следовательно, каждая троичная М-последовательность будет передавать 4 бита информации, что и приводит к повышению скорости передачи данных в 4 раза по сравнению с первыми двумя вариантами применения троичных М-последовательностей для расширения спектра. Так как множество М-последовательностей является эквидистантным с расстоянием Хэмминга ($2 \cdot 3^{m-1}$), то средняя вероятность битовой ошибки исходного двоичного сигнала $P_b^{(3)}$ можно определить, с учетом (9), как:

$$P_b^{(3)} = \frac{P_b^{(1)}}{n}.$$

Таким образом, третий вариант не только увеличивает скорость передачи данных, но и повышает, по сравнению с первым вариантом, достоверность передачи информации.

Во всех трёх приведенных выше вариантах длительность чипа была одинаковой, равной $\tau = T/M$, т.е. канальная скорость передачи троичных сигналов была равна $R_{кан} = 1/\tau$. В тоже время, третий вариант требовал повышения скорости работы источника в 4 раза по отношению к первым двум, что может быть не всегда возможно. Поэтому полезно рассмотреть ещё один, четвёртый, вариант, при котором скорость работы источника и скорость передачи данных остаются равными $R_{ист} = R_{дан} = 1/T$, но повышается помехоустойчивость широкополосной системы. Последнее достигается

за счёт уменьшения канальной скорости передачи чипов в n раз. Для этого n двоичных исходных сигналов, длительностью T каждый, передаются одним периодом троичной М-последовательности с определённой фазой, соответствующей n битам передаваемых данных. Таким образом, длительность троичного сигнала увеличивается в n раз и становится равным $\tau = nT/M$.

Тогда вероятности чиповых ошибок для сигналов АИМ-3 и ФМ-3, вместо выражений (5) и (8), принимают вид:

$$P_{чипа AIM-3}^{(4)} = \frac{4}{3} \Phi \left(\sqrt{\frac{n}{2M} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)} \right).$$

$$P_{чипа FM-3}^{(4)} = 2 \Phi \left(\sqrt{\frac{3n}{4M} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)} \right).$$

Подставив эти выражения в формулу (9), сможем определить вероятности ошибочного распознавания троичной М-последовательности, фазой которой закодированы $n = 4$ бита информации. Поделив эти вероятности на $n = 4$, получим для этого варианта вероятности битовых ошибок $P_{b,AIM-3}^{(4)}$ и $P_{b,FM-3}^{(4)}$.

Достоверность передачи данных может быть повышена, если расширение спектра проводить полупериодом троичной М-последовательности. Это будет достигаться благодаря ещё большему увеличению длительности чипа, что повышает его помехоустойчивость. Вероятности битовых ошибок рассчитываются по всем тем же формулам, что и при полном периоде М-последовательности.

Приведем сравнительную таблицу (таблица 2) рассмотренных вариантов расширения спектра двоичных биполярных сигналов длительностью T троичной М-последовательностью с периодом $M = 3^m - 1 = 26$, т. е. $m = 3$ и при отношении сигнал/шум на выходе источника $E_b/N_0 = 13$ дБ.

ТАБЛИЦА 2. Сравнительные характеристики рассмотренных методов расширения спектра двоичных биполярных сигналов данных троичной М-последовательностью

ТС	R_d	V_k	K	$P_{ч}, d$	P_b	G
1. Простая передача сигналов данных (без расширения спектра)						
двоичный	9600	9600	1		$5 \cdot 10^{-11}$	1 (100 %)
2. Расширение спектра троичной М-последовательностью с периодом $M = 3^3 - 1 = 26$						
Расширение спектра «прямой» и «инверсной» троичной М-последовательностью						
АИМ-3	9600	249600	26	0,351; $d = 12$	$8,5 \cdot 10^{-2}$	0,04 (4 %)
ФМ-3	9600	249600	26	0,438; $d = 12$	$3,28 \cdot 10^{-1}$	0,04 (4 %)

ТС	R_d	V_k	K	P_0, d	P_b	G
Расширение спектра с увеличенной скоростью передачи данных в $n = 4$ раза при той же канальной скорости						
АИМ-3	38400	249600	26	0,351; $d = 8$	$1,48 \cdot 10^{-1}$	0,153 (15 %)
ФМ-3	38400	249600	26	0,438; $d = 8$	$2,19 \cdot 10^{-1}$	0,153 (15 %)
Расширение спектра с увеличенной длительностью чипа в $n = 4$ раза						
АИМ-3	9600	62400	6,5	0,143; $d = 8$	$1,94 \cdot 10^{-3}$	0,153 (15 %)
ФМ-3	9600	62400	6,5	0,128; $d = 8$	$9,23 \cdot 10^{-4}$	0,153 (15 %)
3. Расширение спектра полупериодом длиной $M_1 = 13$ трюичной М-последовательности						
Расширение спектра полупериодом «прямой» и «инверсной» трюичной М-последовательности						
АИМ-3	9600	124800	13	0,247; $d = 6$	0,023	0,077 (7,7 %)
ФМ-3	9600	124800	13	0,272; $d = 6$	0,038	0,077 (7,7 %)
Расширение спектра с увеличенной скоростью передачи данных в $n = 3$ раза при той же канальной скорости						
АИМ-3	28800	124800	13	0,247; $d = 4$	0,066	0,23 (23 %)
ФМ-3	28800	124800	13	0,272; $d = 4$	0,088	0,23 (23 %)
Расширение спектра с увеличенной длительностью чипа в $n = 3$ раза						
АИМ-3	9600	41600	4,3	0,08; $d = 4$	$8,13 \cdot 10^{-4}$	0,23 (23 %)
ФМ-3	9600	41600	4,3	0,058; $d = 4$	$1,9 \cdot 10^{-4}$	0,23 (23 %)

В таблице приняты следующие условные обозначения: ТС – тип сигнала в канале; R_d – скорость передачи данных (бит/с); V_k – канальная скорость передачи сигналов (сигн./сек); K – коэффициент расширения спектра; P_0 – вероятность ошибки в чипе; d – расстояние Хэмминга; P_b – вероятность битовой ошибки; G – коэффициент использования полосы частот.

На рисунке 6 приведены сравнительные графики зависимости битовой вероятности ошибки исходного двоичного сигнала от отношения сигнал-шум (E_b/N_0) для рассмотренных вариантов расширения спектра двоичных биполярных сигналов длительностью T трюичной М-последовательностью с полным периодом $M = 26$ (см. рисунок 6а) и полупериодом $M_1 = 13$ (см. рисунок 6б).

Заключение

Как показано в статье, применение трюичных М-последовательностей для расширения спектра имеет существенно больше возможностей по сравнению с двоичными М-последовательностями. Трюичные биполярные М-последовательности могут иметь преимущественное применение в цифровых трактах плейзохронной и синхронной иерархий, так как такие цифровые сигналы могут обеспечить более узкую требуемую частотную полосу широкополосного сигнала. Кроме того, тро-

ичные М-последовательности, по сравнению с двоичными, имеют более высокую структурную скрытность с точки зрения безопасности передачи данных.

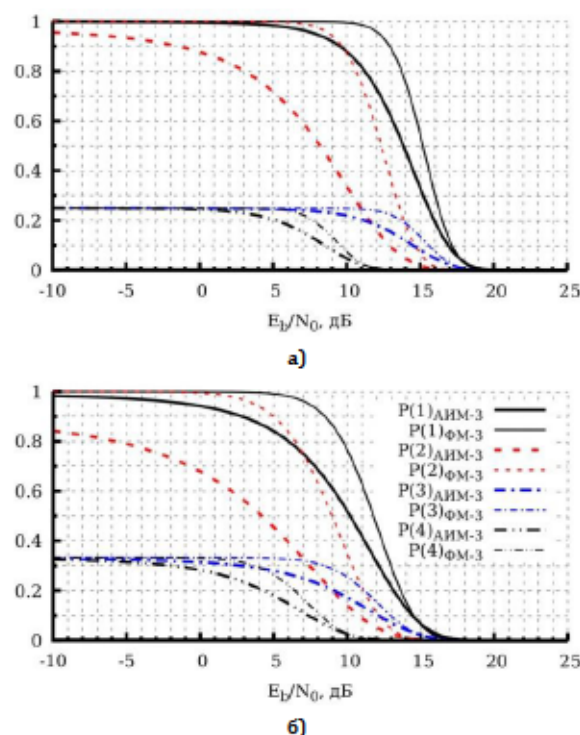


Рис. 6. Расчётные зависимости битовой вероятности ошибки исходного двоичного сигнала от отношения E_b/N_0 для рассмотренных вариантов расширения спектра двоичных биполярных сигналов

В дальнейшем будут проведены исследования других типов широкополосных последовательностей, применяемых для расширения спектра. К таким последовательностям относятся последовательности Голда [8] и ЛРД-последовательности, имеющие ряд преимуществ по сравнению с двоичными М-последовательностями. Их отличительная особенность состоит в том, что они относятся к классу составных рекуррентных последовательностей. Такие последовательности, с одной стороны, позволяют увеличить их количество и, с другой, увеличить коэффициент расширения спектра за счёт значительно больших возможных периодов последовательностей.

Кроме того, предполагается в дальнейшем провести сравнительный анализ различных методов обработки широкополосных последовательностей на приёмной стороне, обращая внимание, прежде всего, на сложность реализации и минимально достижимое время обработки таких последовательностей. Особенно интересно провести сравнение корреляционных методов, в том числе на основе согласованных цифровых фильтров, с методами обработки на основе двойственного базиса [9], позволяющего обеспечить существенные преимущества особенно для последовательностей с большим периодом.

Список используемых источников

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. М.: РадиоСофт, 2011. 548 с.
2. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
3. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2001.
4. Когновицкий О.С. Широкополосные сигналы данных с расширением спектра прямой последовательностью и их характеристика // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 82–89.
5. Деев В.В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи. СПб.: Наука 2007. 267 с.
6. Bitouze N., Graell i Amat A. Coding for a Non-Symmetric Ternary Channel // 2009 Information Theory and Applications Workshop / IEEE. San Diego, CA, USA: IEEE. 2009. Feb. PP. 113–118.
7. Мак-Вильямс Ф. Дж., Слоэн Н. Дж. А. Теория кодов, исправляющих ошибки: Пер. с англ. М.: Связь, 1979. 744 с.
8. Gold R. Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing // IEEE Transactions on Information Theory. 1967. Vol. 13. Iss. 4. PP. 619–621.
9. Когновицкий О.С. Двойственный базис и его применение в телекоммуникациях. СПб.: Издательство «Линк», 2009. 424 с.

* * *

WIDEBAND DATA SIGNALS WITH DIRECT TERNARY MAXIMUM LENGTH SEQUENCE SPREAD SPECTRUM AND THEIR CHARACTERISTICS

S. Vladimirov¹, O. Kognovitsky¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Vladimirov S., Kognovitsky O. Wideband Data Signals with Direct Ternary Maximum Length Sequence Spread Spectrum and their Characteristics // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol 3. Iss. 3. PP. 28–36.

Abstract: Wideband transmission systems have high noise immunity in white Gaussian noise channel with low signal-noise level. So, the selection of wideband signals and methods of their processing during receiving is relevant objective. This paper reviews possibility of ternary maximum length sequence spread spectrum.

Keywords: spread spectrum, ternary maximum length sequence, error probability.

КВАЗИОДНОМODOВЫЕ СВЕТОВОДЫ С УВЕЛИЧЕННЫМ РАЗМЕРОМ СЕРДЦЕВИНЫ НА ОСНОВЕ МИКРОСТРУКТУР НЕГЕКСАГОНАЛЬНОГО ТИПА

Ю.А. Гатчин¹, В.В. Демидов^{2*}, К.В. Дукельский^{1,3}, Е.В. Тер-Нерсисянц²

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., Тер-Нерсисянц Е.В. Квазиодномодовые световоды с увеличенным размером сердцевины на основе микроструктур негексагонального типа // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 37–42.

Аннотация: Численно проанализированы возможности кварцевых микроструктур с большой, диаметром 40 мкм, сердцевинной и негексагональной (круговой) ориентацией пустот в светоотражающей оболочке для улучшения направляемых свойств фундаментальной (LP_{01}) моды в условиях макроизгиба. Установлено, что критерием достижения одномодового режима распространения излучения в подобных оптических элементах является высокий уровень затухания поляризационной компоненты HE_{21} пространственной моды LP_{11} .

Ключевые слова: микроструктурированный световод, большая сердцевина, одномодовый режим, фундаментальная мода, высшая мода, потери излучения.

Кварцевые волоконные световоды, оболочка которых образована геометрически упорядоченной системой продольных пустот круглого сечения, позиционируются в качестве перспективных материалов фотоники для генерации и транспорта лазерного излучения с высокой средней мощностью либо энергией в импульсе и дифракционной расходимостью, охватывающих область спектра от 1000 до 2200 нм, ввиду отсутствия технологических ограничений на размер сердцевины в одномодовом режиме [1–3]. Однако недостатком волокон такого типа, выполненных, как правило, на основе гексагональной системы пустот, является снижение устойчивости фундаментальной (LP_{01}) моды к микро- и, в особенности, макроизгибам по мере увеличения размеров сердцевины, что сказывается на сокращении рабочего спектрального диапазона световода со стороны коротковолновой части в отрезках сравнительно большой протяженности (десятки и сотни метров) [4, 5].

Попытки улучшения слабой направляемости моды LP_{01} традиционными методами, например, за счет повышения контраста эффективных показателей преломления сердцевины и оболочки, обычно приводят к установлению режима распространения нескольких пространственных мод [6–9].

Цель работы заключалась в численном анализе возможностей структур с негексагональной ориентацией пустот для улучшения направляемых свойств фундаментальной моды в условиях макроизгиба при передаче гауссовых пучков по сердцевине диаметром в несколько десятков микрометров.

Объектом исследования был выбран оптический элемент с круговым расположением пустот, характеризуемых, с одной стороны, равными поперечными размерами в пределах каждого из трех циклов вокруг сердцевины, но, с другой, последовательным их увеличением от цикла к циклу при смещении вглубь оболочки. Ранее [10–14] подоб-

ные структуры уже продемонстрировали высокий потенциал в части удержания передаваемого излучения в условиях многовитковой намотки на катушку радиусом 8 см (стандартная катушка, на которой обычно располагаются волоконные световоды для измерения их характеристик и транспортировки).

Анализ оптических свойств микроструктурированных световодов осуществлялся методом конечных элементов в многофункциональной программной среде COMSOL Multiphysics [15] с использованием идеального согласованного слоя в качестве неотражающего граничного условия для системы уравнений Максвелла [16]. В рамках поставленной цели работы интерес представляли значения эффективных показателей преломления модовых компонент различного порядка, распределения их электрического поля и потери на вытекание излучения из сердцевин.

Поиск мод выполнялся в плоскости поперечного сечения световода и основывался на решении системы линейных уравнений Максвелла для случая однородного изотропного диэлектрика в отсутствии свободных зарядов и токов. Уравнения Максвелла сводились к волновым уравнениям для векторов напряженности электрического (E) и магнитного (B) поля. В силу идентичности записи волновых уравнений для обоих указанных векторов приведем только выражение для вектора E [17]:

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

где k_0 – волновое число в вакууме ($k_0 = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны излучения), ϵ – диэлектрическая проницаемость ($\epsilon = n^2$, n – показатель преломления среды), μ – магнитная проницаемость.

С учетом наличия идеального согласованного слоя уравнение (1) преобразовывалось к виду [18]:

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

где ϵ' и μ' – модифицированные диэлектрическая и магнитная проницаемости соответственно, $[S]$ – матрица коэффициентов идеального согласованного слоя [18].

Решением уравнения (2) было уравнение электромагнитной волны, распространяющейся вдоль направления z оси световода [17]:

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

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

Вещественные части комплексных значений n_{eff} из уравнения (3), синтезированных в результате численного анализа, представляли собой значения

эффективных показателей преломления мод микроструктурированного световода. Их точная идентификация производилась путем сопоставления поперечных распределений мощности и силовых линий поля с известными однозначно интерпретируемыми распределениями [19].

Потери α (в дБ/м) найденных модовых компонент на вытекание излучения определялись согласно выражению [20]:

$$\alpha = k_0 \frac{20}{\ln(10)} 10^6 \text{Im}(n_{\text{eff}}), \quad (4)$$

где Im – оператор взятия мнимой части.

На рисунке 1 приведены распределения электрического поля фундаментальной (LP_{01}) и группы высших (LP_{11} , LP_{21} , LP_{02}) пространственных мод световода рассматриваемой геометрии с сердцевинной площадью 40 мкм, отвечающей эффективной площади поля LP_{01} -моды около 1000 мкм², и долей пустот в каждом из трех последовательно удаляющихся от сердцевинной циклов 0,3, 0,4 и 0,5 соответственно. Необходимость обеспечения такого заполнения оболочки пустотами была продиктована стремлением к ограничению количества возбуждаемых модовых компонент, общее число которых возрастает при увеличении доли пустот в любом из циклов [11, 12, 14].

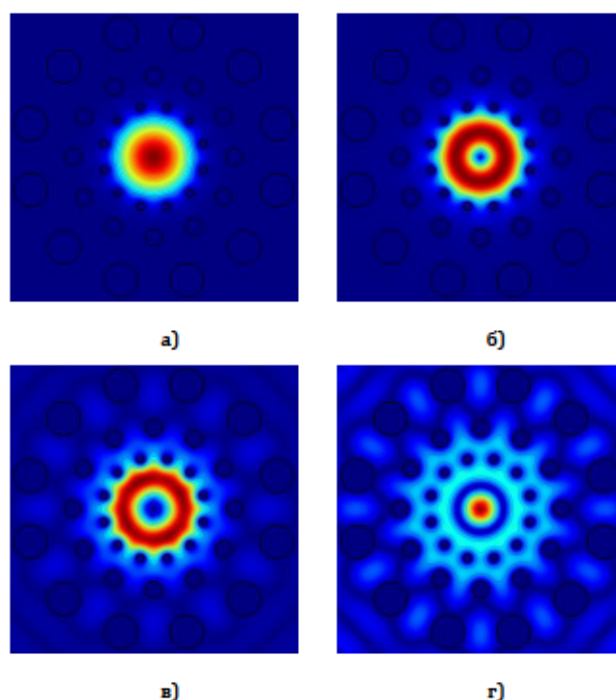


Рис. 1. Распределение электрического поля пространственных мод микроструктурированного световода с круговой системой пустот: а) LP_{01} ; б) LP_{11} ; в) LP_{21} ; г) LP_{02} . Длина волны 1550 нм

Применительно к гексагональным структурам известно [21, 22], что по причине большего, чем у мод высшего порядка, значения поперечной эффективной длины волны (λ_t) мода LP_{01} отличается меньшей степенью проникновения электрическо-

го поля вглубь оболочки, или, в другой терминологии, лучшей локализацией поля в области сердцевин. Как видно из рисунка 1, данный процесс характерен и для волокон с круговой системой пустот благодаря отмеченному выше неравномерному заполнению оболочки пустотами при удалении от сердцевин. В частности, расчетные значения λ_T первых шести пространственных мод LP₀₁, LP₁₁, LP₂₁, LP₀₂, LP₃₁ и LP₁₂ для оптического элемента выбранной конфигурации составили 56,6, 35,7, 26,9, 25,6, 20,9 и 19,6 мкм соответственно на длине волны $\lambda = 1550$ нм.

С учетом тенденции к увеличению размеров кварцевых промежутков в циклах (8,0 мкм в ближнем к сердцевине цикле, 10,8 мкм в следующем и 14,2 мкм в наиболее удаленном), а также рассматривая промежутки в совокупности в пределах как одного, так и двух соседних циклов, можно сделать вывод об усилении дискриминации упомянутых мод по мере увеличения их порядка, количественно определяемой интегралом перекрытия поля с областью сердцевин [23]:

$$\Gamma = \frac{\int_0^{A_{co}} |E|^2 dS}{\int_0^{A_{co}+A_{cl}} |E|^2 dS}, \quad (5)$$

где A_{co} и A_{cl} – площади поперечного сечения сердцевин и оболочки соответственно, dS – область интегрирования.

Описанная концепция является основой для совмещения в рамках рассматриваемой геометрии микроструктурированного световода двух, казалось бы, противоречивых требований, а именно, низкой чувствительности LP₀₁-моды к микро- и макроизгибам и затухания высших распространяющихся мод на уровне 1–10 дБ/м, достаточном для реализации одномодового (на самом деле – квазиедномодового, поскольку условие для фазовой отсечки высшей моды не выполняется) режима передачи излучения в отрезках длиной от единиц до нескольких сотен метров. При этом качество светового пятна приближается к дифракционно-ограниченному по мере увеличения длины волокна ввиду сокращения примеси излучения высшей моды.

Особенности процесса модовой дискриминации проиллюстрированы на рисунке 2. В частности, видно, что оптический элемент с выбранным неравномерным заполнением оболочки пустотами (0,3 в ближнем к сердцевине цикле, 0,4 в следующем и 0,5 в наиболее удаленном) в распрямленном состоянии обнаруживает высокий, более 0,4, уровень дискриминации пространственных модовых компонент, имеющих порядок более двух (LP₁₁ и выше). Более того для всех представленных решений, за исключением поляризационных компонент TM₀₁ (мода LP₁₁) и TM₀₂ (мода LP₁₂), значение потерь на вытекание излучения из сердцевин

превышает 1 дБ/м в области $\lambda = 1550$ нм. Это значение определяет нижнюю границу модового затухания для поляризационных компонент, испытывающих сильную дискриминацию, и позволяет прогнозировать существенное, по меньшей мере на порядок, увеличение затухания для слабо дискриминируемых компонент (уровень дискриминации менее 0,2) при изгибе волокна, обусловленное смещением электрического поля в направлении изгиба [24–26].

Принимая во внимание теоретически двухмодовый характер распространяющегося излучения (параметр нормированной частоты составляет 3,35), становится понятно, что критерием достижения квазиедномодового режима работы является подавление слабо дискриминируемых поляризационных компонент исключительно пространственной моды LP₁₁. В описанном случае компонента TM₀₂ высшей моды LP₁₂, несмотря на сравнительно низкое значение затухания в не изогнутом световоде, отличается крайне неустойчивым состоянием и поддерживается на чрезмерно коротких длинах, практически не оказывая влияния на базовые параметры передачи.

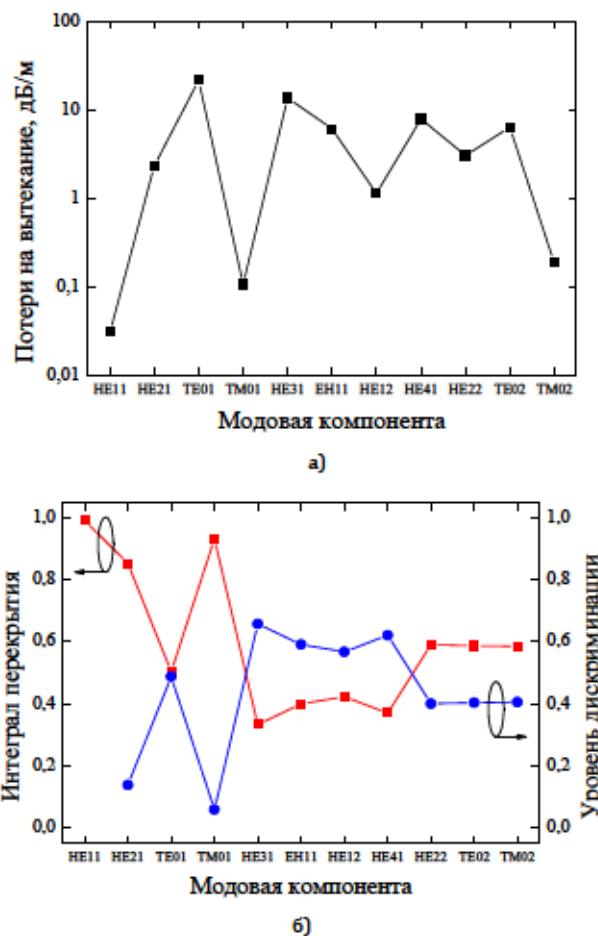


Рис. 2. Потери на вытекание излучения (а) и интеграл перекрытия поля с областью сердцевин (б) компонент первых шести пространственных мод световода. Длина волны 1550 нм

Действительно, результаты численного моделирования оптических свойств микроструктурированного световода обсуждаемой геометрии при условии многовитковой его намотки на катушку радиусом 8 см констатировали избыточную величину потерь на вытекание излучения для всех поляризационных компонент пространственной моды LP_{11} – затухание составило более 10^5 дБ/м в области $\lambda = 1550$ нм. Данное обстоятельство позволило пересмотреть геометрическую конфигурацию элемента в сторону увеличения доли пустот в одном или сразу нескольких циклах, что, в свою очередь, способствовало решению проблемы обеспечения высокой направляемости излучения LP_{01} -моды.

Вместе с тем необходимость работы в режиме фундаментальной моды с близким к дифракционному качеством светового пятна накладывала ограничения на максимально допустимый размер пустот. В процессе исследования были определены две вариации световода, отвечающие критерию максимальной устойчивости моды LP_{01} к макроизгибу совместно с высоким уровнем затухания компонент моды LP_{11} (рисунок 3).

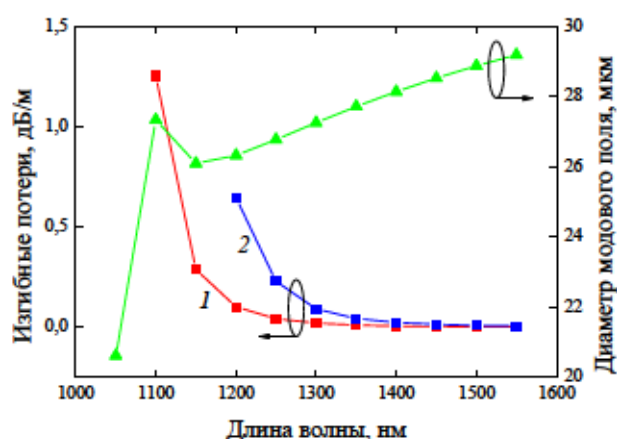


Рис. 3. Изгибные потери LP_{01} -моды для двух вариаций микроструктурированного световода: 1 – доля пустот в циклах 0,3, 0,45, 0,7; 2 – доля пустот в циклах 0,3, 0,5, 0,65. Радиус изгиба 8 см

Оказалось, что для получения квазиодномодового световода с высокой направляемостью излучения моды LP_{01} целесообразно повышать долю пустот в наиболее удаленном от сердцевины цикле, поскольку он в наименьшей степени задействован в процессах перераспределения модового состава передаваемых световых потоков [11, 12, 14]. В частности, сравнение данных таблиц 1 и 2 показывает, что относительно малое сокращение доли пустот в этом цикле (от 0,7 до 0,65) приводит к существенному, на один-два порядка, увеличению потерь на вытекание излучения для всех поляризационных компонент пространственной моды LP_{11} . При этом ключевую роль играет компонента HE_{21} , которая при невысоком уровне дискриминации (около 0,2, как и в случае неизогнуто-

го световода), обладает затуханием 13,3 дБ/м, в то время как компоненты TE_{01} и TM_{01} характеризуются затуханием не более 0,35 дБ/м, недостаточным для реализации режима передачи только моды LP_{01} в длинномерных отрезках световода.

ТАБЛИЦА 1. Свойства поляризационных компонент первых двух пространственных мод микроструктурированного световода с долей пустот 0,3 в ближнем к сердцевине цикле, 0,45 в следующем и 0,7 в наиболее удаленном

Мода	Интеграл перекрытия	Изгибные потери, дБ/м
$HE_{11}(LP_{01})$	0,992	0,001
$HE_{21}(LP_{11})$	0,964	0,807
$TE_{01}(LP_{11})$	0,975	< 0,001
$TM_{01}(LP_{11})$	0,971	0,001

ТАБЛИЦА 2. Свойства поляризационных компонент первых двух пространственных мод микроструктурированного световода с долей пустот 0,3 в ближнем к сердцевине цикле, 0,45 в следующем и 0,65 в наиболее удаленном

Мода	Интеграл перекрытия	Изгибные потери, дБ/м
$HE_{11}(LP_{01})$	0,991	0,020
$HE_{21}(LP_{11})$	0,770	13,306
$TE_{01}(LP_{11})$	0,974	0,047
$TM_{01}(LP_{11})$	0,900	0,350

Результаты оценки эволюции диаметра модового поля при изменении длины волны передаваемого излучения (см. рисунок 3) и условий размещения световода на катушке (рисунок 4) показывают преимущество световодов с круговой системой пустот (доля пустот в циклах – 0,3, 0,45, 0,7) относительно аналогов с гексагональной структурой (4 цикла с долей пустот 0,5 в каждом), достигаемое за счет более чем двукратного увеличения разности показателя преломления сердцевины и эффективного показателя преломления оболочки (рисунок 5).

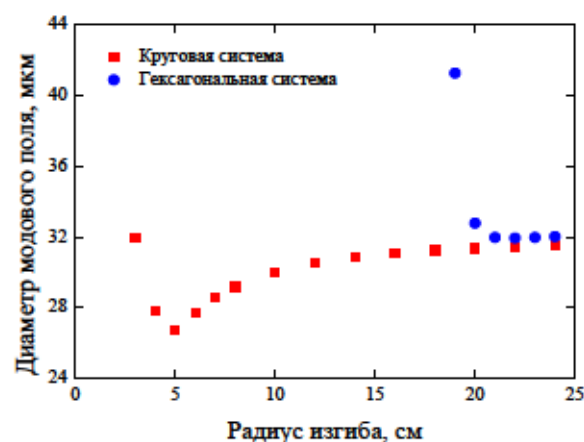


Рис. 4. Зависимость диаметра модового поля световода с сердцевинной диаметром 40 мкм от условий намотки. Длина волны 1550 нм

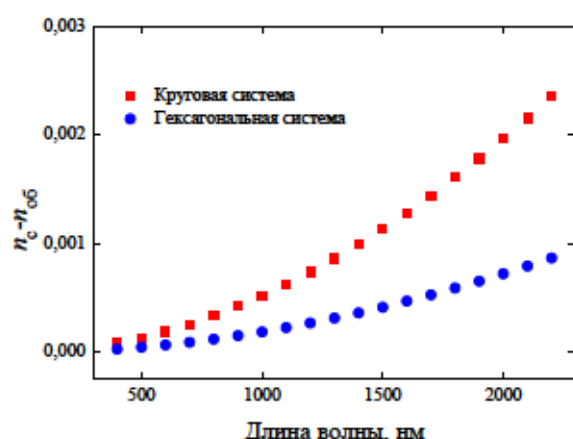


Рис. 5. Спектральная зависимость разности показателя преломления сердцевин (n_c) и эффективного показателя преломления оболочки (n_{06}) в световоде с сердцевинной диаметром 40 мкм

Благодарности

Работа выполнена при частичной государственной финансовой поддержке ведущих университетов РФ (субсидия 074-U01).

Список используемых источников

1. Birks T.A., Knight J.C., Russell P.St.J. Endlessly Single-Mode Photonic Crystal Fiber // Opt. Lett. 1997. Vol. 22. No. 13. PP. 961–963.
2. Knight J.C., Birks T.A., Russell P.St.J., de Sandro J.P. Properties of Photonic Crystal Fiber and the Effective Index Model // J. Opt. Soc. Am. A. 1998. Vol. 15. No. 3. PP. 748–752.
3. Mortensen N.A., Nielsen M.D., Folkenberg J.R., Petersson A., Simonsen H.R. Improved Large-Mode-Area Endlessly Single-Mode Photonic Crystal Fibers // Opt. Lett. 2003. Vol. 28. No. 6. PP. 393–395.
4. Mortensen N.A., Folkenberg J.R. Low-Loss Criterion and Effective Area Considerations for Photonic Crystal Fibers // J. Opt. A: Pure Appl. Opt. 2003. Vol. 5. No. 3. PP. 163–167.
5. 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.
6. 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.
7. 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.
8. 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.
9. 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 сердцевиной // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2015. Т. 15. № 2. С. 246–252.
10. Demidov V.V., Dukelskii K.V., Shevandin V.S. Novel Bend-Resistant Design of Single-Mode Microstructured Fibers // The European Conference on Lasers and Electro-Optics. 2011. Vol. CE4. PP. CE4_5.
11. 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.
12. Demidov V., Dukelskii K., Shevandin V. Design and Characterization of Single-Mode Microstructured Fibers with Improved Bend Performance // Selected Topics on Optical Fiber Technology. 2012. PP. 447–472.
13. Demidov V.V., Dukelskii K.V., Pasishnik A.S., Shevandin V.S. Large-Core Photonic Crystal Fibers: Efficient Cladding Designs for Strong Single-Mode Propagation with Low Optical Losses // Workshop on Specialty Optical Fibers and their Applications. 2013. Vol. F2. P. F2.18.
14. Demidov V., Ter-Nersisyan E. New Possibilities of Higher-Order Mode Filtering in Large-Mode-Area Photonic Crystal Fibers // Proc. SPIE. 2014. Vol. 9128. P. 91280S.
15. www.comsol.com.
16. Saitoh K., Koshiba M. Full-Vectorial Imaginary-Distance Beam Propagation Method Based on a Finite Element Scheme: Application to Photonic Crystal Fibers // IEEE J. Quant. Electron. 2002. Vol. 38. No. 7. PP. 927–933.
17. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика: Пер. с англ. М.: Мир. 1996. 323 с.
18. Olszewski J., Szpulak M., Urbanczyk W. Effect of Coupling Between Fundamental and Cladding Modes on Bending Losses in Photonic Crystal Fibers // Opt. Express. 2005. Vol. 13. No. 16. PP. 6015–6022.

Последнее стало возможным из-за оттока электрического поля фундаментальной моды оболочки к периферии структуры. Добавим, что одномодовый оптический элемент с сердцевинной идентичного диаметра и гексагональной системой пустот неработоспособен при макроизгибе по радиусу 8 см (см. рисунок 4).

Таким образом, в статье продемонстрированы возможности, которыми располагают кварцевые микроструктурированные световоды с сердцевинной диаметром 40 мкм и круговой системой пустот, включающей три цикла с неравномерным заполнением, для улучшения слабой направляемости моды LP₀₁ в условиях макроизгиба.

19. Guobin R., Zhi W., Shuqin L., Shuisheng J. Mode Classification and Degeneracy in Photonic Crystal Fibers // Opt. Express. 2003. Vol. 11. No. 11. PP. 1310–1321.
20. Kuhlmeier B.T., McPhedran R.C., de Sterke C.M. Modal Cutoff in Microstructured Optical Fibers // Opt. Lett. 2002. Vol. 27. No. 19. PP. 1684–1686.
21. Russell P.St.J. Photonic Crystal Fibers // Science. 2003. Vol. 299. No. 5605. PP. 358–362.
22. Russell P.St.J. Photonic-Crystal Fibers // J. Lightwave Technol. 2006. Vol. 24. No. 12. PP. 4729–4749.
23. Coscelli E., Poli F., Alkeskjold T.T., Passaro D., Cucinotta A., Leick L., Broeng J., Selleri S. Single-Mode Analysis of Yb-Doped Double-Cladding Distributed Spectral Filtering Photonic Crystal Fibers // Opt. Express. 2010. Vol. 18. No. 26. PP. 27197–27204.
24. Schermer R.T., Cole J.H. Improved Bend Loss Formula Verified for Optical Fiber by Simulation and Experiment // IEEE J. Quant. Electron. 2007. Vol. 43. No. 10. PP. 899–909.
25. Fini J.M. Bend-Resistant Design of Conventional and Microstructure Fibers with Very Large Mode Area // Opt. Express. 2006. Vol. 14. No. 1. PP. 69–81.
26. Iizawa K., Varshney S.K., Tsuchida Y., Saitoh K., Koshida M. Bend-Insensitive Lasing Characteristics of Single-Mode, Large-Mode-Area Ytterbium-Doped Photonic Crystal Fiber // Opt. Express. 2008. Vol. 16. No. 2. PP. 579–591.

* * *

QUASI-SINGLE-MODE FIBERS WITH INCREASED CORE SIZE BASED ON NON-HEXAGONAL TYPE MICROSTRUCTURES

Y. Gatchin¹, V. Demidov², K. Dukelskii^{1,3}, E. Ter-Nersesyants²

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., Ter-Nersesyants E. Quasi-Single-Mode Fibers with Increased Core Size Based on Non-Hexagonal Type Microstructures // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 37–42.

Abstract: The capabilities of silica-based microstructures with a large (40 μm in diameter) core and a non-hexagonal (circular) distribution of voids in the cladding for enhancement of the fundamental (LP_{01}) mode confinement under bent condition are analyzed numerically. It has been determined that the criterion for obtaining a single-mode propagation in such optical elements is a high level of attenuation for the polarization component HE_{21} of the higher-order mode LP_{11} .

Keywords: microstructured fiber, large core, single-mode regime, fundamental mode, higher-order mode, optical losses.

ИССЛЕДОВАНИЯ БЕСКЛЮЧЕВОЙ КРИПТОСИСТЕМЫ ДИНА-ГОЛДСМИТА

А.С. Герасимович^{1*}, В.И. Коржик¹, В.С. Старостин¹

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

*Адрес для переписки: alexgera93@gmail.com

Информация о статье

УДК 004.725.5

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Герасимович А.С., Коржик В.И., Старостин В.С. Исследование бесключевой криптосистемы Дина-Голдсмита // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 43–50.

Аннотация: Представляются теоретические и экспериментальные исследования криптосистемы, предложенной двумя учеными из Стэнфордского университета – Т. Дином и А. Голдсмитом. Данная криптосистема в одной публикации о ней, выпущенной в журнале «Проблемы информационной безопасности», претендовала на «революцию в криптографии». В настоящей статье показывается, что данное позиционирование неправомерно, по крайней мере, в практических приложениях криптографии.

Ключевые слова: физический уровень секретности, замирающий канал, криптосистема, MIMO-система, сингулярное матричное разложение.

I. Введение

Криптосистема, предложенная в 2013 году Т. Дином и А. Голдсмитом в работе [1] (далее – DG-криптосистема), могла бы претендовать, на первый взгляд, на звание «Революции в криптографии». Действительно, она не требует какого-либо предварительного распределения ключей и обеспечивает доказуемую секретность, поскольку ее криптоанализ сводится к решению вычислительно трудной задачи на решетке [2]. Правда, DG-криптосистема могла бы использоваться только при передаче зашифрованной информации по радиоканалам с замираниями. Заметим, что такой вид обеспечения безопасности называется в современной научно-технической литературе секретностью на физическом уровне (*Physical-Layer-Security* [3]). Однако, даже такое ограничение применения криптографии, не может еще отменить ее претензии на «революцию в криптографии», поскольку, в отличие от других методов «обеспечения секретности на физическом уровне», DG-криптосистема требует лишь единственного и вполне естественного условия – расположения приемника легального пользователя и перехватчика в несовпадающих точках пространства. Более того, предполагается даже, что перехватчик в точности знает расположение передатчика и приемника легальных пользователей.

В работе [4] DG-криптосистема была впервые проанализирована с точки зрения секретности

и практической реализуемости. В частности, там было показано, что при одинаковом количестве приемных антенн у легального пользователя (n_r) и перехватчика (n'_r), а также при одинаковых (в среднем) свойствах легального канала и канала перехвата, легальные пользователи могут обмениваться достаточно надежной информацией, тогда как перехватчик, используя подоптимальные методы приема (из-за нереализуемой сложности оптимальных методов), получает недопустимо большую вероятность ошибочного приема информации. Сомнительность допустимости условия $n'_r = n_r$, была впервые отмечена в работе двух австралийских ученых [5]. В частности, они показали, что при прочих равных условиях, неограниченное возрастание отношения n'_r/n_r приводит к убыванию вероятности ошибки перехватчика к нулю, а следовательно и к компрометации DG-криптосистемы. Однако, поскольку в работе [5] были получены асимптотические результаты, которые не подтверждались каким-либо моделированием, то представляет интерес восполнить эти пробелы, что мы и пытаемся сделать в статье.

В разделе II производится моделирование DG-криптосистемы и делаются некоторые выводы, поясняющие ее свойства при условии, что $n'_r > n_r$. В разделе III выводятся приближенные теоретические формулы для расчета вероятности ошибки при оптимальной обработке сигналов легальным пользователем и подоптимальной обработке перехватчиком. Полученные результаты и дополни-

тельное моделирование поясняют кажущиеся парадоксы, которые были описаны в разделе II. Раздел IV содержит выводы относительно основных результатов работы и представляет направление дальнейшего возможного исследования DG-криптосистемы.

II. Моделирование DG-криптосистемы при условии $n_r' \geq n_r$

Напомним сначала точные условия, необходимые для функционирования DG-криптосистемы, описанные в оригинальной работе [1] и повторенные в [4]. Легальные пользователи A и B связаны каналом с замираниями, математическая модель которого имеет вид:

$$z = Ay + e, \quad (1)$$

где $y \in R^{n_r}$ – вектор, передаваемый от A к B ; $A \in R^{n_t \times n_r}$ – матрица, описывающая распространение сигнала по легальному каналу связи, причем $A = (a_{ij})$, $i \in (1, \dots, n_t)$, $j \in (1, \dots, n_r)$, где a_{ij} – взаимонезависимые гауссовские случайные величины с нулевыми средними и с одинаковыми дисперсиями σ^2 (физически, элемент a_{ij} матрицы A представляет собой коэффициент передачи сигнала от i -передающей антенны на j -приемную антенну); $e \in R^{n_r}$ – вектор шума приемника легального пользователя B , элементы которого взаимонезависимые гауссовские случайные величины с нулевыми средними и одинаковыми дисперсиями σ_e^2 ; $z \in R^{n_r}$ – вектор полезного сигнала, принимаемого B .

Канал перехвата от A к перехватчику E описывается уравнением:

$$z' = By + e', \quad (2)$$

где $z' \in R^{n_r'}$ – вектор сигнала, принимаемый перехватчиком E на n_r' антенн; $B \in R^{n_t \times n_r'}$, $B = (b_{ij})$, $i \in (1, \dots, n_t)$, $j \in (1, \dots, n_r')$, где b_{ij} – взаимно независимые гауссовские величины с нулевыми средним и дисперсиями σ_w^2 . $e' \in R^{n_r'}$ – вектор шума приемника перехватчика E , элементы которого взаимно независимые гауссовские случайные величины с нулевыми средними и с одинаковыми дисперсиями σ_n^2 .

Предполагается, что все случайные элементы основного канала и канала перехвата статистически независимы друг от друга. Кроме того, предполагается, что матрица A в точности известна легитимным пользователям, а матрицы A и B в точности известны перехватчику.

В работе [1] предлагаются следующий метод «модуляции» (шифрования) сигнала и его «демодуляции» (дешифрования).

Сначала производится преобразование:

$$y = Vx, \quad (3)$$

где $V \in R^{n_t \times n_t}$ – квадратная матрица, входящая в сингулярное (SVD) разложение матрицы A легального канала, т.е. $A = USV^T$, $x \in R^{n_t}$, $x = (x_1, \dots, x_{n_t})$, $x \in (1, 2, \dots, M-1)$, M – целое число.

Подставляя (3) в (1), и учитывая ортогональность матриц U и V в SVD, получим:

$$z = Ay + e = USx + e. \quad (4)$$

Далее легальный пользователь B , пользуясь знанием матрицы A , выполняет следующее преобразование:

$$z'' = U^T z = U^T USx + U^T e = Sx + \tilde{e}. \quad (5)$$

Для ортогональной матрицы U^T случайный вектор z'' является достаточной статистикой относительно x и потому оптимальная оценка сообщения x будет иметь вид:

$$x' = \operatorname{argmin}_x \|z'' - Sx\|, \quad (6)$$

где $\|\dots\|$ означает Евклидову норму.

Поскольку матрица S , взятая из SVD, имеет по определению диагональную форму, то дешифрование сообщения x по правилу (6) можно заменить эквивалентным выражением:

$$x'_i = \operatorname{argmin}_{x_i} |z''_i - s_i x_i|, \quad (7)$$

где $s = (s_1, \dots, s_{n_t})$ – диагональ матрицы S .

Из выражения (7) видно, что сложность решения задачи (6) оказывается линейной и пропорциональной количеству передающих антенн n_t .

Перехватчик E принимает вектор:

$$z' = By + e' = BVx + e' = U'S'(V')^T Vx + e' = Cx + e', \quad (8)$$

где $C = U'S'(V')^T V$, а $U'S'(V')^T$ – результат SVD матрицы B канала перехвата.

Далее, следуя стратегии легитимного пользователя B , перехватчик E вычисляет:

$$z''' = (U')^T z' = (U')^T Cx + (U')^T e' = C'x + \tilde{e}, \quad (9)$$

где $C' = S'(V')^T V$, $\tilde{e} = (U')^T e'$.

Для гауссовского (по предположению) канала перехвата, оптимальной оценкой (дешифрованием) x является следующее выражение:

$$x'' = \operatorname{argmin}_x \|z''' - C'x\|. \quad (10)$$

Поскольку матрица C' в (10), вообще говоря, не является диагональной, то решение вышеприведенной задачи (10) представляет собой трудную проблему на решетке [2]. В работе [1] доказано, что решение этой проблемы имеет экспоненциальную сложность от количества передающих антенн n_t при выполнении следующего условия:

$$M\sigma_w\tilde{\sigma}_e^2 > \sqrt{n_t}. \quad (11)$$

Поскольку условие (11) достаточно просто выполняется (см. далее примеры), а количество передающих антенн n_t может быть выбрано достаточно большим, то отсюда авторы [1] делают вывод, что при условии расположения перехватчика E на расстоянии не меньшем, чем несколько длин волн связи от легального пользователя B (когда, в соответствии с результатами [6] элементы матриц A и B будут некоррелированными), сообщение x не может быть надежно расшифровано перехватчиком E .

Заметим, что вероятность ошибки символов дешифрованного перехватчиком сообщения на первый взгляд кажется непривычной характеристикой стойкости криптосистем, где типично использовать только сложность вычислений при криптоанализе. Однако это не всегда так. Например, вероятность ошибки, как характеристика стойкости шифра также фигурирует для таких, например, криптосистем с открытым ключом, как криптосистема на целочисленной решетке (LWE) [2].

В работе [4] был впервые поставлен вопрос о правомерности приведенного выше вывода авторов. Основанием для такой критики явился подоптимальный метод приема (дешифрования), предложенный в [4] и исследованный там при помощи моделирования. Действительно, рассмотрим выражение (8) и, предположим, что матрица C является несингулярной, т. е. $\det C \neq 0$, что весьма вероятно. Умножая обе части (8) на C^{-1} , получим:

$$\tilde{z} = C^{-1}z' = x + C^{-1}e'. \quad (12)$$

Поскольку матрица C^{-1} не обязательно будет ортогональной, то $C^{-1}e'$ – не обязательно гауссовский вектор с взаимно независимыми компонентами, для которого сложность декодирования оказывается линейной. Однако можно попытаться исследовать подоптимальный метод дешифрования:

$$x_i'' = \arg \min_{x_i} |\tilde{z}_i - x_i|, \quad i = 1, 2, \dots, n_t. \quad (13)$$

Очевидно, что сложность решения задачи (13) линейно зависит от количества передающих антенн n_t , а качество дешифрования будет определяться вероятностями ошибки, т. е. вероятностями событий $x_i'' \neq x_i$, $i = 1, 2, \dots, n_t$. Вероятности ошибок P легального пользователя при дешифровании по правилу (7) и для перехватчика – по правилу (13), были рассчитаны в работе [4] при помощи моделирования для частного случая $n_t = n_r = n$.

Так, в частности, при $n = 100$, $\sigma^2 = \sigma_w^2 = 4$, $\sigma_e^2 = \tilde{\sigma}_e^2 = 7$, вероятность ошибки в канале легальных пользователей оказались $P = 0,034$, а в канале перехвата, при подоптимальном приеме, приемником реализованному по правилу (13), вероятность ошибки была $P' = 0,3$. В работе [4] было показано также, что при такой вероятности ошибки, невоз-

можно корректно восстановить смысловой текст даже за счет его большой естественной избыточности. Поэтому, казалось бы, подтверждена практическая реализуемость DG-криптосистемы при выполнении, сформулированных выше условий, тем более что условие (11) выполняется «с запасом», т. к. для выбранных параметров левая часть этого неравенства равна $\approx 11,58$, а правая часть равна 10.

Рассмотрим теперь сценарий, когда количество приемных антенн перехватчика n_r' больше, чем количество антенн легального приемника n_r .

Нами было проведено моделирование DG-криптосистемы при увеличении количества n_r' антенн перехвата. Результаты моделирования представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Расчет вероятностей ошибок P' для различных значений количества антенн перехватчика n_r'

n_r'	100	101	102	103	105	107	108	109	110	120	150
P'	0,31	0,22	0,16	0,12	0,07	0,048	0,039	0,03	0,024	0,003	$7 \cdot 10^{-6}$

Из данных, приведенных в таблице 1, видно, что при увеличении количества приемных антенн перехватчика от $n_r' = 100$ до $n_r' = 109$, т. е. всего на 9 %, вероятность ошибки перехвата, использующего подоптимальное правило (13) линейной сложности и вероятность ошибок легального пользователя при использовании оптимального приемника, совпадают. Это, очевидно, приводит к полной компрометации DG-криптосистемы, что, на первый взгляд, выглядит «парадоксом», поскольку интуитивно такое небольшое, в процентном отношении, увеличение количества приемных антенн перехвата, казалось бы, не должно приводить к «коллапсу» криптосистемы?

Для того, что бы проверить, не является ли полученный результат ошибочным, и в частности, не связано ли это с недостаточной обусловленностью матрицы B , рассмотрим в следующем разделе теоретические и более точные экспериментальные оценки вероятностей ошибок.

III. Теоретические и экспериментальные оценки вероятностей ошибочного приема сообщений легитимными пользователями и перехватчиком для DG-криптосистемы

Рассмотрим, не умаляя общности, при пояснении парадокса влияния n_r' на вероятность ошибки P' , случай, когда элементы передаваемого сообщения $x_i \in (0,1)$ что аналогично использовались «амплитудной модуляции» в обычных системах связи. Тогда оптимальное правило решения (7) для легитимного пользователя будет эквивалентно следующему выражению:

$$x'_i = \begin{cases} 0, & \text{если } z''_i \leq \frac{S_i}{2} \\ 1, & \text{если } z''_i > \frac{S_i}{2} \end{cases} \quad (14)$$

Для вероятности правильного приема по (14) двоичных символов x_i будем иметь нижнюю границу:

$$P\{x'_i = x_i\} \geq P\left\{|e_i| \leq \frac{S_i}{2}\right\}, \quad (15)$$

где e_i – компоненты вектора шума e в (1).

Поскольку по нашему предположению, $e_i \in N(0, \sigma^2)$, то из (15) получим:

$$P\{x'_i = x_i\} \geq 2\Phi\left(\frac{S_i}{2\sigma_e}\right), \quad (16)$$

где

$$\Phi(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^a \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

Следует отметить, что хотя (16) дает нижнюю границу для $P\{x'_i = x_i\}$ и не составило бы особого труда получить точное выражение для $P\{x'_i = x_i\}$, но это не имеет особого смысла, поскольку для интересующих нас параметров канала, при которых эта вероятность близка к 1, получаемые при такой замене, погрешность оказывается незначительной.

Рассмотрим теперь расчет вероятности правильного приема при принятии решения по правилу (13) в канале перехвата, причем, в том числе и для случая $n'_r > n_t$.

В этом случае подоптимальное правило решения (13) будет эквивалентно следующему выражению:

$$x''_i = \begin{cases} 0, & \text{если } \tilde{z}_i \leq \frac{1}{2} \\ 1, & \text{если } \tilde{z}_i > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (17)$$

где $\tilde{z}_i$ – координаты вектора $\tilde{z}$ из (12).

Из выражения (12) следует, что:

$$\tilde{z} = x + C^{-1}e',$$

где e' – вектор аддитивного шума приемника перехватчика, $C = BV = U'S'(V')^T V$, поскольку $B = U'S'(V')^T$ – это SVD разложение матрицы B канала перехвата.

Для вероятности правильного приема i -го символа сообщения x_i в канале перехвата получаем из (17) следующую нижнюю границу:

$$P\{x_i = x''_i\} \geq P\left\{|e''_i| \leq \frac{1}{2}\right\}, \quad (18)$$

где e''_i – координата вектора $e'' = C^{-1}e'$.

Поскольку $e'_i \in N(0, \tilde{\sigma}_e^2)$, то:

$$P\{x_i = x''_i\} \geq 2\Phi\left(\frac{1}{2 \cdot \sqrt{\text{Var}\{e''_i\}}}\right). \quad (19)$$

Для нахождения дисперсии σ''_i выполним некоторые матричные преобразования:

$$C = BV = U'S'(V')^T V,$$

$$C^{-1} = V^T V'(S')^{-1} (U')^T.$$

Тогда:

$$e'' = C^{-1}e' = V^T V'(S')^{-1} (U')^T e'. \quad (20)$$

Из выражения (20), с учетом ортогональности матрицы U' и диагональности матрицы S' , получаем, что:

$$\text{Var}\{e''_i\} = \tilde{\sigma}_e^2 \cdot \sum_{k=1}^{n_t} \frac{v_{ik}^2}{S_k'^2}, \quad (21)$$

где v_{ik} – элементы матрицы $V^T V'$, а S'_k – элементы диагонали матрицы S' .

Подставляя (21) в (19) получим:

$$P\{x_i = x''_i\} \geq 2\Phi\left(\frac{1}{2\tilde{\sigma}_e \omega_i}\right), \quad (22)$$

где

$$\omega_i = \sqrt{\sum_{k=1}^{n_t} \frac{v_{ik}^2}{S_k'^2}}.$$

Сравнивая вероятности правильного приема для легитимных пользователей (16) и для перехватчика (22) видим, что они отличаются коэффициентами S_i и величинами $1/2\tilde{\sigma}_e \omega_i$ в аргументах функции $\Phi(\cdot)$.

Для того, чтобы теоретически рассчитать средние величины вероятностей правильного приема, необходимо было бы усреднить (16) (22) по распределениям S_i и S'_k , а также по элементам матрицы $V^T V'$. Это достаточно сложная задача и она связана с использованием значительных приближений.

Однако, уже из представления (22) мы сможем в дальнейшем убедиться в убывании дисперсии аддитивного шума e''_i при увеличении количества приемных антенн перехватчика n'_r , что, очевидно, приведет к увеличению вероятности правильного приема перехватчиком при увеличении количества его приемных антенн.

В таблице 2 представлены полученные моделированием средние значения величин $P\{x'_i = x_i\}$ по (16), т. е. для легального пользователя и величины $P\{x''_i = x_i\}$ по (22) для перехватчика при $n_t = n_r = 100$ и различных n'_r для $\sigma_w^2 = \sigma^2 = 7$, $\sigma_n^2 = \tilde{\sigma}_n^2 = 4$.

Как видно из данной таблицы, увеличение количества n'_r приемных антенн перехватчика всего лишь до 105 по сравнению со 100 приемными антеннами легальных пользователей, приводит даже к небольшому преимуществу перехватчика по сравнению с легитимными пользователями, не смотря на то, что последние выполняют оптимальный прием, а перехватчик – подоптимальный.

ТАБЛИЦА 2. Зависимость вероятности правильного приема в легальном и канале перехвата от количества антенн n_r'

$P; P'$	n_r'	100	101	102	103	104	105
$P(x_i' = x)$		0,9498	0,9489	0,9488	0,9492	0,9460	0,9376
$P'(x_i'' = x)$		0,71	0,7	0,8	0,87	0,9	0,95
$P; P'$	n_r'	106	107	108	109	110	
$P(x_i' = x)$		0,9478	0,9492	0,9462	0,9413	0,9469	
$P'(x_i'' = x)$		0,96	0,97	0,98	0,985	0,99	

Это, в свою очередь объясняется тем обстоятельством, что сингулярные числа s_{ij} для SVD-матрицы легального канала практически не зависят от n_r' и убывают лишь с ростом i , тогда как величины α слабо зависят от k и увеличиваются с ростом n_r' . Типичное поведение первых $i = 1, 40$ сингулярных чисел s_{ij} и величин α_{ij} ($n_t = 100$), $k = 1, 40$ для пяти ($j = 1, 5$) реализаций, показано в таблицах 3, 4 и 5, 6 соответственно.

ТАБЛИЦА 3. Случайные величины s_{ij} для $i = 1, 40$ и пяти различных реализаций $j = 1, 5$ при $n_r' = 100$

$i \backslash j$	s_{i1}	s_{i2}	s_{i3}	s_{i4}	s_{i5}
1	53,1421	51,2926	52,7574	51,2378	51,3030
2	49,0113	49,2300	51,3601	49,0261	50,5698
3	47,7710	48,9185	49,0998	48,8155	48,5014
4	46,4833	47,3819	48,5190	47,3624	47,7105
5	45,9201	47,0209	47,2610	46,5177	46,5155
6	44,5610	45,5884	45,7601	45,9859	45,6272
7	44,3215	44,4919	45,2538	45,4024	45,0222
8	43,7468	44,3907	44,9980	44,3537	44,0759
9	43,0688	43,3646	42,8331	43,1716	43,6774
10	42,1501	42,7447	42,5853	42,4437	43,0632
11	41,9077	41,8793	41,7970	41,5423	42,4033
12	41,0089	41,1890	41,5498	40,5631	41,6160
13	40,0538	40,2417	40,9805	40,1696	41,5232
14	39,3225	39,2230	40,4994	39,6923	40,4332
15	38,9847	38,9259	40,2919	39,0572	39,2452
16	38,6270	38,5469	39,4584	38,6847	38,6931
17	37,9362	37,6582	38,8286	37,7011	37,9846
18	37,4425	36,6192	37,8178	37,4408	37,7040
19	37,2768	35,5700	37,2773	36,6693	37,0888
20	36,8424	35,4713	36,6765	35,7515	36,8850
21	35,2984	34,9491	36,4558	35,5875	35,7610
22	34,9989	34,7923	35,7722	35,1888	35,3799
23	34,6652	33,7961	35,1258	34,4821	34,8883
24	34,0018	33,5146	35,0249	34,1817	34,3303
25	33,2964	31,9934	34,3889	33,7225	33,7744
26	32,7586	31,9353	34,1112	33,5202	33,1398
27	32,5421	31,5150	33,2352	32,8792	32,9256
28	32,3027	31,2458	32,7062	31,8925	32,2116

$i \backslash j$	s_{i1}	s_{i2}	s_{i3}	s_{i4}	s_{i5}
29	31,8145	30,8377	32,2890	31,1338	31,9206
30	30,4265	30,5690	32,0480	30,8268	31,4086
31	30,0797	30,0090	31,3032	30,5448	30,9605
32	29,5904	29,3225	30,5034	29,7901	30,4697
33	29,2897	28,9221	29,6564	28,8425	29,9553
34	28,7577	28,7277	28,9913	28,6074	28,8208
35	28,0603	27,5379	28,3158	28,3992	28,5650
36	27,5106	27,2784	27,7745	27,5041	28,5623
37	27,1995	26,6448	27,0441	27,0669	28,0026
38	26,5540	26,4751	26,7987	26,7708	27,2946
39	26,2846	26,0195	26,2976	26,0360	27,0040
40	26,0488	25,4953	26,0027	25,7208	26,8097

ТАБЛИЦА 4. Случайные величины s_{ij} для $i = 1, 40$ и пяти различных реализаций $j = 1, 5$ при $n_r' = 105$

$i \backslash j$	s_{i1}	s_{i2}	s_{i3}	s_{i4}	s_{i5}
1	51,0525	52,4051	50,7671	50,9304	53,3030
2	50,1215	50,1651	49,8737	49,9729	51,9680
3	49,0182	48,7795	47,3157	48,1872	50,3994
4	47,6980	47,7254	46,2905	47,2354	48,8838
5	45,9271	46,7796	45,6912	46,7631	47,6098
6	45,6491	45,9614	45,6158	46,3825	46,7328
7	44,4314	45,0383	44,2227	44,3765	45,7012
8	43,6762	44,4048	43,5531	43,9086	44,4846
9	43,0767	43,4138	43,1271	43,8365	43,9982
10	42,2469	42,8153	41,9297	42,5838	43,5527
11	41,7005	42,1903	41,7961	42,2480	43,3056
12	40,3599	41,6170	41,1772	41,4343	42,5701
13	40,1258	41,3271	40,6395	41,1894	41,2485
14	39,2298	40,6084	40,0972	39,9136	40,2877
15	38,7502	40,4165	39,3049	38,7834	40,2442
16	37,9958	39,5256	39,1801	38,4859	39,7597
17	37,5404	39,1158	38,3658	38,1844	39,1178
18	37,2299	38,4101	37,8458	36,5435	37,8485
19	36,4555	37,7388	37,3191	36,3994	37,6625
20	36,0850	37,1429	36,2638	35,5926	36,5804
21	35,5125	35,7764	35,9380	35,3538	36,0237
22	34,9910	35,3590	35,2148	34,3229	35,6984
23	34,7023	35,0952	34,9277	34,1906	35,5144
24	33,8417	34,9278	34,5666	33,7256	35,1886
25	33,5916	34,1016	33,8895	32,7836	34,5603
26	33,1604	33,0011	33,5583	32,4151	33,7950
27	32,4448	32,6937	33,1395	32,2744	33,2186
28	32,2882	32,3002	32,6185	32,0008	32,6310
29	31,8583	32,0213	31,9431	31,7464	32,0468
30	30,5857	31,5666	31,2539	31,1378	31,8992

$i \backslash j$	s_{11}	s_{12}	s_{13}	s_{14}	s_{15}
31	30,3614	31,0349	30,9671	30,0685	31,0186
32	29,9107	30,2961	30,4434	29,7443	30,7447
33	29,1624	30,0768	30,3460	29,2628	30,4146
34	28,0804	29,8380	29,6397	28,4758	29,4452
35	27,8688	28,7883	28,7459	28,0159	29,2755
36	27,5767	28,2542	28,5769	27,6436	28,7508
37	27,0264	27,8458	27,6775	27,4557	27,8893
38	26,5485	27,4480	27,3608	27,0286	27,1623
39	26,0338	26,4308	26,8501	26,5306	27,0440
40	25,9308	26,2616	26,6310	25,9455	26,6097

ТАБЛИЦА 5. Случайные величины ω_j ($n_t = 100$)
для $k = 1, 40$ и пяти различных реализаций при $n_r = 100$

$k \backslash j$	1	2	3	4	5
1	1,9846	0,5222	3,2900	4,6527	2,0207
2	3,4308	1,2298	2,5761	1,6060	2,4357
3	3,3587	1,5144	2,8048	3,7926	2,6829
4	6,6143	1,1309	1,0924	0,6373	1,3335
5	2,8218	0,5050	1,6004	1,6562	2,5735
6	2,8608	2,0991	3,4095	0,5823	2,0196
7	3,6834	3,2847	3,2654	0,5395	3,9628
8	4,4297	0,4656	1,1136	3,3682	5,2492
9	4,4331	0,6591	3,9570	0,7569	4,1201
10	3,1958	0,7685	3,1320	0,8674	3,6958
11	3,4283	2,7693	2,1594	1,1643	1,4124
12	4,0915	0,8224	2,8227	0,5428	3,3620
13	3,1960	2,0685	2,7783	1,0022	2,2754
14	5,6759	1,9221	3,1338	1,4704	2,4892
15	1,8939	1,9314	1,7613	4,6215	2,6918
16	3,0903	1,7260	5,8338	0,4706	1,9392
17	1,8665	0,8096	1,8194	4,1651	1,7015
18	2,3706	0,9222	3,6568	4,5733	5,1911
19	1,9215	2,4882	4,0727	0,6510	5,1157
20	2,8299	0,6427	5,7474	1,3071	2,1649
21	1,8476	1,1147	3,4409	0,3493	5,6532
22	2,7517	0,5247	3,7741	0,6099	3,2229
23	4,4024	0,5002	3,8064	0,5944	6,2287
24	2,7851	1,1352	5,4927	2,7942	1,7500
25	3,3366	0,4097	4,6385	0,3326	4,2765
26	2,6730	0,9086	2,0913	2,8262	2,3091
27	3,8579	0,8057	1,4655	1,1352	3,8464
28	2,3699	0,4921	4,0721	0,6573	1,8491
29	5,2229	0,7782	2,8351	0,6173	2,9256
30	1,1227	0,7285	1,6397	0,9779	4,5044
31	3,3540	0,7621	2,1291	0,9221	3,1184
32	3,0100	1,6583	3,1495	0,5934	1,9128

$k \backslash j$	1	2	3	4	5
33	4,3621	3,7209	3,4513	1,4781	3,6105
34	1,9256	1,5865	2,5176	1,2569	3,7876
35	1,3389	0,9054	1,5619	1,1241	1,9794
36	2,4892	1,9327	4,8578	0,3260	1,3820
37	2,0796	1,4055	3,2001	3,2078	1,9919
38	1,9362	2,5563	5,2230	0,3634	1,4959
39	3,1184	1,1876	1,3201	0,5969	1,4720
40	4,9434	0,7916	4,8323	1,9655	2,7303

ТАБЛИЦА 6. Случайные величины ω_j ($n_t = 100$)
для $k = 1, 40$ и пяти различных реализаций при $n_r = 105$

$k \backslash j$	1	2	3	4	5
1	6,2679	5,7891	7,2672	5,3831	5,9682
2	3,7038	3,6270	4,8018	5,3113	5,0838
3	4,3658	7,6600	8,0046	7,3262	5,0549
4	4,8616	9,5016	6,8342	6,1170	5,8418
5	4,2510	5,5914	7,5223	5,3520	6,6236
6	5,9091	8,1895	5,4094	5,4328	4,8303
7	4,6049	5,5495	4,8075	10,5884	6,5329
8	6,4248	8,6097	7,4937	6,0501	5,8135
9	3,6786	5,2058	5,0351	3,0167	7,0902
10	5,6959	8,3521	7,5842	4,5017	5,0697
11	5,5613	5,6151	4,8692	5,6888	6,5788
12	6,9997	4,7204	3,8405	7,7850	6,9683
13	5,1010	4,8062	5,2455	10,1494	4,5532
14	5,2678	7,2805	5,9596	5,5409	3,7928
15	5,6089	6,9313	6,2117	5,7224	6,6978
16	5,7201	5,5132	7,0248	3,9900	7,1515
17	3,9158	7,1903	5,3712	5,3842	7,2660
18	5,4469	8,9754	10,3433	7,4300	6,3544
19	7,2746	6,2582	7,0232	5,4671	7,4671
20	8,0872	7,9586	6,7233	4,6033	6,0726
21	6,8778	4,9960	5,2627	5,1678	7,3263
22	3,6874	5,9936	3,2304	8,4734	4,5826
23	7,3758	5,6581	6,5649	5,8878	8,8896
24	3,5204	7,1738	6,4555	7,2639	7,7913
25	4,5306	8,3439	8,0531	5,9445	7,7517
26	5,2706	5,1339	6,7258	6,7226	6,2229
27	7,2363	6,8404	7,3249	7,2963	3,9436
28	7,7720	6,9914	6,0754	6,2912	7,1116
29	7,1064	6,8517	5,3435	5,5372	7,3255
30	6,4529	12,3479	4,7709	4,5910	6,0625
31	5,7347	4,9199	6,8339	4,2195	6,6362
32	3,5772	6,2352	4,3817	7,1693	5,6378
33	4,0619	5,5543	7,7146	6,3833	3,9807
34	5,2881	3,7907	6,3661	9,9999	5,6802

$k \backslash j$	1	2	3	4	5
35	4,4696	4,5214	5,6794	9,5892	6,1307
36	4,3246	6,1177	4,7823	3,7072	8,8412
37	3,8956	5,5797	6,9569	6,1384	5,9812
38	7,2877	10,0537	7,7241	4,8599	6,0950
39	5,2380	3,1328	5,5268	6,5845	8,1906
40	5,1080	3,8480	8,4157	4,0010	7,3393

ПРИМЕЧАНИЕ. Заметим, что пять реализаций приведены здесь лишь из-за ограниченности объема статьи. В действительности нами получен значительно больший массив данных.

Таким образом, даже небольшое в процентном отношении увеличение количество антенн перехватчика приводит к полной компрометации DG-криптосистемы. С другой стороны, легальные пользователи DG-криптосистемы не могут, конечно, обеспечить выполнение условия $n'_t < n_t$, при котором эта система оказывается работоспособной.

В уже упоминавшейся статье [5] предлагалось изменить «предобработку» или «предкодирование» сигнала, которое ранее задавалось выражением (3), где V матрица SVD – разложения канальной матрицы A . В частности авторы [5] исследовали кодирование сигнала матрицей $V_0 = A^{-1}$ и показали, что в этом случае определяемое в некотором смысле числовое преимущество легального пользователя перед перехватчиком, возрастает пропорционально n^2 , если $n_t = n_r = n'_r = n$.

Однако, во-первых, это представляет интерес при одинаковом количестве приемных антенн у легального пользователя и перехватчика, что не может быть практически гарантировано. Во-вторых, выбор предкодирования $V = A^{-1}$ означает, что фактически тривиально «отменяются» замирования канала, так как вместо выражения (4) для описания легального канала мы получаем модель этого канала в виде:

$$z = x + e.$$

Однако препятствием применения данного метода предкодирования является то обстоятельство, что требуемая мощность передатчика легального пользователя оказывается равной тогда $P = \|xA^{-1}\|^2$, что может значительно превысить его энергетические ресурсы.

Заметим здесь, что при прежнем методе предкодирования $y = Vx$, средняя мощность сигнала передатчика легального пользователя была равной n_t^2 .

В таблице 7 приведены результаты моделирования случайных реализаций P_i , где $i \in \overline{1,12}$ средней мощности передатчика легального пользователя.

ТАБЛИЦА 7. Расчет средней мощности передатчика легального пользователя P_i

i	1	2	3	4	5	6
P_i	$4,5 \cdot 10^5$	$1,2 \cdot 10^7$	$9,1 \cdot 10^5$	$2,1 \cdot 10^6$	$8,8 \cdot 10^4$	$5,9 \cdot 10^5$
i	7	8	9	10	11	12
P_i	$3,4 \cdot 10^4$	$5,2 \cdot 10^4$	$2,5 \cdot 10^5$	$1,08 \cdot 10^5$	$7,1 \cdot 10^5$	$3,8 \cdot 10^5$

Видно, что предкодирование при помощи обратной матрицы A^{-1} приводит к резкому возрастанию требуемой мощности по сравнению с мощностью при предкодировании матрицей V . (В последнем случае для $n_t = 100$, средняя мощность была бы равна 10000).

Расчет распределения мощности (гистограмм) показывает, что примерно на 9800 итерациях мощность оказывается менее 10^5 , а на остальных итерациях она лежит в диапазоне от 10^5 до 10^{12} . Подобное свойство приводит к мысли, что легальный пользователь мог бы передавать информацию только в тех случаях, когда после предкодирования матрицей A^{-1} , требуемая мощность оказывается ниже некоторого допустимого порога (очевидно, что при знании обоими легальными пользователями матрицы канала передачи A , разложение сеансов с передачей информации и без нее не составит проблемы).

Если же выбрать для кодирования произвольную матрицу V_0 , которая обеспечивает ограничение средней мощности легального передатчика, то прием легальным пользователем по правилу (7) окажется невозможным, так как не выполняется равенство (5) при $V_0 \neq V$. Тогда остается лишь использовать для легального пользователя подоптимальное правило (12), пытаясь минимизировать при этом вероятность ошибки. Этот подход требует проведение дополнительных исследований.

IV. Заключение

Криптосистема, предложенная Динем и Голдсмитом в 2013 году, казалась на первый взгляд, новой революцией в криптографии, по крайней мере, для каналов с замираниями, поскольку она не требовала никакого предварительного распределения ключей и не предполагала наличия никаких преимуществ легальных пользователей перед перехватчиком, за исключением различного их положения в пространстве.

В работе [5] тезис «революционности» этой криптосистемы был впервые поставлен под сомнение при использовании перехватчиком большего количества антенн, чем легальными пользователями. В настоящей работе приведено дальнейшее исследование данной криптосистемы, как в теоретическом, так и в экспериментальном плане. Было доказано, что даже небольшое в процентном отношении увеличение количества антенн перехватчика по сравнению с количеством

антенн легальных пользователей, приводит к полной компрометации данной криптосистемы.

Предположение, высказанное в работе [5] о возможности использования предкодирования в виде обратной матрицы к матрице легального канала, приводит, как показано в нашей работе, к нереализуемо большой мощности передатчика легальных пользователей. Метод работы сеансами с ограниченной мощностью (также предложенный в данной работе) требует, однако, дополнительного изучения.

Список используемых источников

1. Dean T., Goldsmith A. Physical-Layer Cryptography through Massive MIMO // Proceedings of the IEEE Information Theory Workshop. 2013.
2. Micciancio D., Regev O. Lattice-based Cryptography in Post-Quantum Cryptography. Springer. 2009. PP. 147–191.
3. Mukherjee A., Fakoorian S., Huang J., Swindlehurst A. Principle of Physical Layer Security in Multiuser Wireless Networks: A Survey. 2014. arXiv:1011.3754v3[csIT].
4. Коржик В.И., Яковлев В.А., Тихонов С.В. Вторая революция в криптографии: миф или реальность // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. 2015. № 4. С. 79–89.
5. Steinfeld R., Sakad A. On Massive MIMO Physical Layer Cryptosystem. 2015. arXiv:1507.08015v1[csIT].
6. Tse D., Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication. Cambridge University Press. 2000.
7. Yakovlev V., Korzhik V., Mylnikov P., Morales-Luna G. Outdoor Secret Key Agreement Scenarios Using Wireless MIMO Fading Channels // International Journal of Computer Science and Applications. 2017. Vol. 14. Iss. 1. PP. 1–25.

* * *

INVESTIGATION OF KEYLESS CRYPTOSYSTEM PROPOSED BY DEAN AND GOLDSMITH

A. Gerasimovich¹, V. Korzhik¹, V. Starostin¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Gerasimovich A., Korzhik V., Starostin V. Investigation of Keyless Cryptosystem Proposed by Dean and Goldsmith // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol 3. Iss. 3. PP. 43–50.

Abstract: *Theoretical and experimental investigation of cryptosystem proposed by two scientists from Stanford University are presented. This cryptosystem has been called in one paper by “revolution” in cryptography. In the current paper it is shown that it is not the case at least in practical application.*

Keywords: *physical layer cryptography, fading channel, singular value decomposition, MIMO-systems.*

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЕКТОРА СОСТОЯНИЙ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ИХ ПОЗИЦИОНИРОВАНИИ В СЕТЯХ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

С.В. Дворников^{1*}, О.Г. Духовницкий², И.В. Федоренко³

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

²Федеральное агентство связи (Россвязь),
Москва, 109289, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, 195251, Российская Федерация

*Адрес для переписки: practicdsy@vandex.ru

Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Дворников С.В., Духовницкий О.Г., Федоренко И.В. Динамическая модель вектора состояний подвижных объектов при их позиционировании // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 51–59.

Аннотация: Представлены данные моделирования и результаты теоретического исследования по разработке частных моделей, обеспечивающих позиционирование подвижных объектов в сетях широкополосного доступа. Приведены основные этапы разработки динамической модели вектора состояния подвижных объектов, базирующейся на методах пассивной локации. Показаны результаты разработки аналитического аппарата и проеденного моделирования, подтверждающие состоятельность подхода, обеспечивающего точность позиционирования подвижных объектов в пределах 10 метров.

Ключевые слова: позиционирование подвижных объектов, динамическая модель вектора состояния, обработка радиотехнической информации, методы пассивной локации.

Введение

В настоящее время эффективное решение задач логистики невозможно без знаний о местонахождении контролируемых подвижных объектов. Для этой цели широко используют различные радионавигационные системы.

Однако являясь глобальными, они достаточно уязвимы к преднамеренным помехам как случайного, так и преднамеренного характера, о чем неоднократно отмечалось в различных источниках [1–3]. Следовательно, необходим поиск рациональных решений указанной проблемы. Особенно она актуальна в местах массового скопления подвижных объектов (крупные склады, строительные площадки, порты, торговые ярмарки, для силовых структур – места ведения боевых действий и т. д.). При этом в качестве объектов могут выступать как транспортные средства, так и отдельные сотрудники, при их оснащении соответствующим оборудованием.

Один из продуктивных подходов для этих случаев видится в применении методов геолокации, базирующихся на обработке сигналов локальных сетей широкополосного доступа, которые, как правило, организуют в рассмотренных ситуациях [4–6].

Вместе с тем, анализ существующих решений показывает, что среди причин, сдерживающих их активное практическое применение, является отсутствие в достаточной степени проработанного научно-методического аппарата (НМА), позволяющего, в частности, адекватно описывать динамические модели вектора состояний подвижных объектов для указанных выше условий [7], а также эффективных алгоритмов реализации отдельных процедур поиска [8].

В связи с этим, настоящую статью следует рассматривать именно в контексте развития одного из направлений решения рассматриваемой проблематики.

Постановка и формализация частных задач

Решение сформулированной задачи видится в разработке нескольких частных моделей, позволяющих в своей совокупности для движущегося объекта получить оценки координат по результатам обработки сигналов от нескольких независимых источников [7]. При этом в качестве методологической основы для их разработки предлагается определить НМА, широко используемый при обнаружении и сопровождении радиотехнических целей [9, 10].

С учетом сделанных замечаний, формулировку частных задач по разработке моделей представим в следующей редакции: 1) модель технологических операций обработки радиотехнической информации; 2) модель первичной обработки радиотехнической информации; 3) динамическая модель вектора состояний подвижных объектов и способ оценивания их координат.

Рассматривая специфику используемого тезауруса из теорий радионавигации и пассивной локации, определимся, что в дальнейшем под отдельной радиотехнической системой (РТС) будем понимать совокупность радиооборудования, установленного в каждой из точек доступа широкополосных сетей типа *Wi-Fi* или *WiMAX*, в том числе и на подвижном объекте. При этом полагаем, что подвижный объект может оснащаться аппаратурой для обработки независимо как сигналов *Wi-Fi*, так и сигналов *WiMAX*. В этом случае будем считать, что подвижный объект оборудован двумя

независимыми РТС. А каждый из источников сигналов РТС определим как источник радиотехнической информации (РТИ). Тогда принцип позиционирования объектов графически можно интерпретировать в соответствии с рисунком 1.

Очевидно, что в условиях нарушения работы глобальных навигационных систем позиционирование подвижных объектов относительно точек доступа указанных систем будет возможно только в случае их точной топогеодезической привязки на местности (рисунок 1). Поскольку позиционирование подвижного объекта будет проводиться уже в системе координат $x-y$, сформированной на основе относительно каждого из источников РТИ, размещаемых на точках доступа обслуживаемой РТС [7].

Учитывая, что при движении объекта будут проводиться многократные измерения сигналов, поступающих от различных РТИ, то в качестве НМА для разработки моделей целесообразно рассматривать аналитику, предложенную в [11].

В общем случае, согласно [7], привязка объектов может осуществляться: по уровню сигналов беспроводного доступа на подвижном объекте; по номеру соты *Cell_ID*, образуемой точкой доступа в сети беспроводного доступа; по IP-адресу бортового компьютера подвижного объекта; по радиосигналам независимых РТС, в том числе и глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС; по результатам тригонометрической привязки.

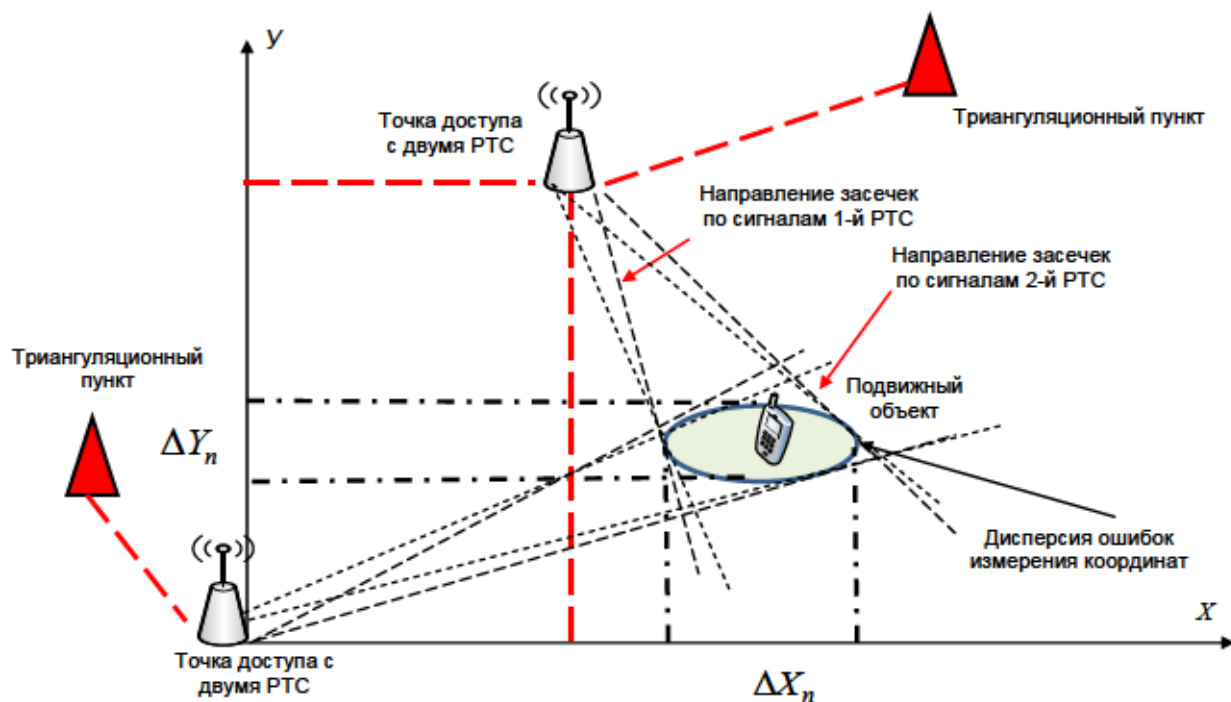


Рис. 1. Принцип позиционирования подвижного объекта относительно точек доступа с известными параметрами и двумя РТС

Для этого на подвижном объекте достаточно установить необходимое оборудование и специализированное программное обеспечение, позволяющее определять координаты по результатам обработки сигналов методами координатометрии [12, 13]. Однако наиболее интересным видится подход, базирующийся на формировании модели вектора состояний подвижного объекта, получаемого в результате последовательного приема сигналов РТС, результативность которого подтверждается в [9, 10].

Рассмотренные обстоятельства определяют необходимость разработки именно динамической модели вектора состояний подвижных объектов [7], а на её основе – способа оценивания их координат. Такой подход позволяет итерационно уточнять истинное значение координат, получаемых на каждом этапе их измерения по мере накопления результатов измерений и последующей статистической обработки. В этом случае система обработки должна будет представлять собой совокупность элементарных взаимосвязанных подсистем.

Модель технологических операций обработки РТИ

Учитывая, что модель вектора состояний является элементом НМА пассивной локации, в дальнейшем необходимо исходить из того, что координатная информация будет представлять собой результаты обработки, так называемой, радиотехнической информации, включающей данные о состоянии объекта, получаемых из сигналов, принимаемых от источников РТС.

Следовательно, первоначально необходимо формализовать процессы обработки РТИ на уровне следующих функционально законченных операций.

1) Обнаружение полезных сигналов. Задача обнаружения сигналов состоит в вынесении однозначного решения: наличие сигнала от РТС ($S > 0$), либо его отсутствие ($S \sim 0$). Оптимальность решения задачи обнаружения сигналов обеспечивается применением методов статистической радиотехники [14], направленных на минимизацию числа ошибочных решений.

2) Определение (единичное измерение) координат (радиотехнических отметок). Реализация указанной операции предполагает получение статистической оценки координат подвижного объекта (либо прямоугольных, либо географических). В любом случае привязка должна осуществляться относительно пунктов (точек) доступа с заранее известными координатами, полученными, например, на основе топогеодезической привязки. Оптимальность решения задачи оценки параметров понимается в смысле максимального приближения полученного результата к его истинному зна-

чению (в смысле минимизации ошибок единичных измерений) [15].

Совокупность операций 1) и 2), выполняемых на основе обработки сигналов, полученных в каждом этапе приема РТИ от РТС, в [7, 9] определена как первичная обработка радиотехнической информации (ПОРТИ).

3) Обнаружение траектории движения объекта по совокупности радиотехнических отметок, полученных в результате обработки РТИ, получаемых от независимых РТС в ходе выполнения 1-го и 2-го этапов [10].

4) Траекторное сопровождение объекта. В процессе сопровождения объекта вдоль траектории его движения необходимо при каждом измерении РТИ отбирать такие радиотехнические отметки, которые позволят уточнить параметры самой траектории и текущие координаты объекта.

5) Траекторные расчеты должны проводиться по каждому из находящихся на сопровождении подвижных объектов, в интересах определения их координат. К ним также следует отнести процедуры сглаживания и прогнозирования (экстраполяции) параметров траекторий на заданных участках.

Операции 3, 4 и 5 должны выполняться периодически на основе радиотехнических отметок, полученных в процессе ПОРТИ. Совокупность указанных операций в [7, 9] определена как вторичная обработка радиотехнической информации (ВОРТИ).

6) Заключительная обработка представляет собой объединение РТИ, поступающей от нескольких источников (отдельных РТС или групп РТС) по подвижному объекту, находящемуся в области перекрытия их зон ответственности. Указанные операции в [7, 9] определены как третичная обработка радиотехнической информации (ТОРТИ). В процессе объединения полученной информации должны решаться задачи отождествления (идентификации) траекторий, полученных от нескольких РТС по одному и тому же подвижному объекту, а также проводится вычисление параметров объединенных указанным образом траекторий.

Совокупность рассмотренных процедур представим в виде поэтапной модели технологических операций обработки РТИ, структура которой изображена на рисунке 2.

В соответствии с предложенной структурой модели, в качестве исходных данных выступают сигналы от независимых РТС, размещенных на пунктах доступа (1 этап).

По результатам обработки сигналов формируется координатная информация о местоположении подвижного объекта независимо по каждой РТС (2 этап).

Поскольку получаемая координатная информация имеет определенную погрешность для каждого момента измерений (получения радиотехнических отметок), то формируемая на ее основе траектория движения объекта независимо по каждой из РТС является приближенной (3 этап).

Поэтому, по результатам траекторных расчетов происходит уточнение местоположения объекта на моменты получения им радиотехнических отметок (т. е. итерационно снижается ошибка измерения) и осуществляется сопровождение объекта вдоль траектории его движения. Операции проводятся независимо для каждой РТС (4 этап).

Для дальнейшего уточнения значений координат расположения объекта производится совместная обработка траекторной информации, получаемой от независимых РТС (5 этап).

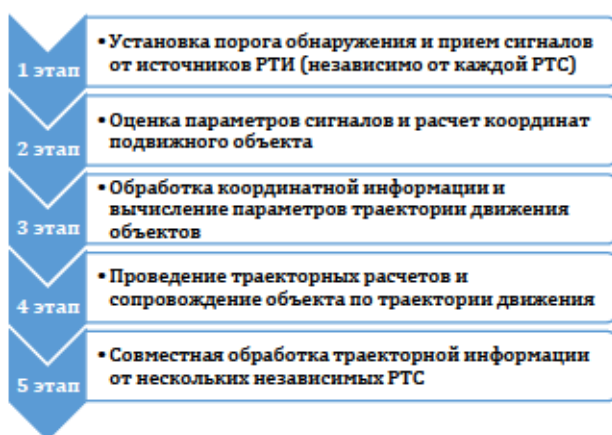


Рис. 2. Структура модели технологических операций обработки радиотехнической информации

Предлагаемая модель достаточно полно отображает процедуры формирования вектора состояния подвижного объекта, на основе которого происходит вычисление траектории его движения. При этом сами траекторные расчеты производятся путем итерационного уточнения при каждом проводимом измерении.

Модель первичной обработки РТИ от одной РТС

Для более полного понимания сущности технологических процедур, составляющих ПОРТИ, предлагается их объединить в рамках следующей структурной модели, представленной на рисунке 3.

Особенность предлагаемой модели состоит в том, что в ней реализуются базовые методы цифровой обработки сигналов (ЦОС) (3 этап), для чего в ней предусмотрено выполнение операций дискретизации, квантования и кодирования сигналов, содержащих РТИ. Учитывая, что качество операций ЦОС определяется параметрами устройства аналого-цифрового преобразования, на 1 этапе предусмотрены процедуры выбора его разрядности. Таким образом, разработанная модель

представляет собой последовательность процедур приема сигнала и последующей ПОРТИ.

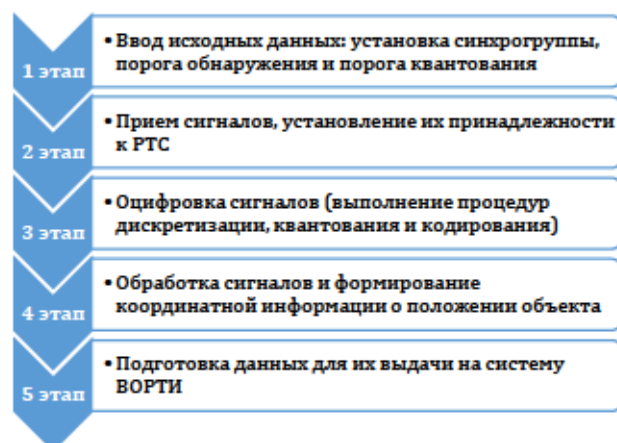


Рис. 3. Структура модели операций первичной обработки радиотехнической информации (ПОРТИ)

Работа модели начинается после установления факта обнаружения сигналов от нескольких радиотехнических устройств, расположенных в точках доступа. С этой целью на 1 этапе предусмотрены процедуры формирования дополнительных синхрогрупп. Указанная процедура позволяет отнести сигналы от различных источников РТИ при вычислении координатной информации об объекте.

Следует учесть, что функционирование модели становится возможной только в случае приема сигналов от нескольких источников РТИ. Именно тогда возможно дальнейшее проведение траекторных вычислений. Результатом работы модели является подготовка исходных данных для системы ВОРТИ. Заметим, что процедуры дискретного преобразования и кодирования сигналов являются согласующим звеном между аналоговым радио-приемным устройством подвижного объекта и цифровой системой обработки РТИ [16].

Динамическая модель вектора состояний подвижных объектов и способ оценивания их координат на этапе ВОРТИ, поступающей от одной РТС

Учитывая, что основу ПОРТИ представляют процедуры упорядочивания координатной информации [12], являющейся исходными данными для систем ВОРТИ, целесообразно разработать модель входного воздействия. С этой целью формализуем вектор состояния подвижного объекта в терминах методов пассивной радиолокации, согласно которым вектор состояния можно рассматривать как вектор сопровождения цели [9]. Другими словами, декомпозируем его отдельно по каждой из координат x и y .

В этом случае на выходе ВОРТИ будут формироваться оценочные значения каждой из координат x и y , представленные в виде векторов $\hat{x}(n)$ и $\hat{y}(n)$.

в которых элементами будут являться вычисленные значения, получаемые по результатам каждого измерения (получение радиотехнических отметок) на этапе ПОРТИ [10].

Рассмотрим этапы обработки на примере результатов оценивания координаты x подвижного объекта, формируемой по данным обработки сигналов от двух источников РТИ (см. рисунок 1), при условии установления синхронизации.

Допустим, что движение объекта описывается уравнением вида [7]:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t), \quad x(0) = \vec{x}_0, \quad (1)$$

где $x(t) = (x, \dot{x}, \ddot{x}, \dots)^T$ – вектор состояния подвижного объекта размерностью $k \times 1$ (вектор значений РТИ), здесь x – текущее значение координаты, $\dot{x}$ – скорость изменения текущего значения координаты, $\ddot{x}$ – ускорение, с которым происходит текущее значение координаты; $A(t)$ – матрица коэффициентов дифференциального уравнения; t – знак транспонирования.

Учитывая, что все фиксируемые измерения поступают в систему их обработки последовательно с интервалом Δt в дискретные моменты времени $n \times \Delta t$, где n – порядковое значение времени измерения (далее по тексту – n), то модель движения объекта можно записать в приращениях [9]:

$$x(n) = \Phi(n)x(n-1), \quad x(0) = \vec{x}_0, \quad (2)$$

где $\Phi(n)$ – матрица перехода на один шаг размерностью $k \times k$.

Учитывая модель динамики объекта (2), а также то, что, как правило, в обработку из всего вектора состояния объекта $x(t) = (x, \dot{x}, \ddot{x}, \dots)^T$ поступают лишь измеренные значения координаты x , уравнение наблюдения можно представить в виде:

$$u(n) = Cx(n) + f(n), \quad (3)$$

где $u(n)$ – измеренное значение координаты, представленное в виде вектора; C – матрица наблюдения размерностью $1 \times k$; $f(n)$ – вектор помехи (ошибки измерения), значения которого распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и матрицей дисперсии ошибок:

$$R(n) = M[f^2(n)] = D[f(n)].$$

Здесь M – символ математического ожидания, а D – дисперсии значения.

В соответствии с выражениями (2) и (3) модель входного воздействия дискриминатора следящего измерителя представим в виде матричной структуры (рисунок 4), здесь Z^{-1} – матрица обратных преобразований. Разработанная модель обеспечивает получение оптимальной оценки (с точки зрения минимума средней квадратичной ошибки оценивания) параметров вектора состояния (2) [16].

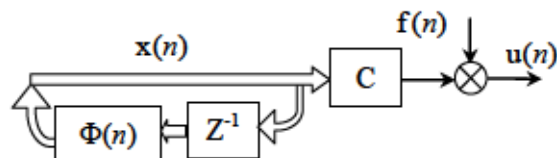


Рис. 4. Структура модели входного воздействия для системы ВОРТИ

Для рассматриваемого случая лучшим инструментом оптимизации является калмановская фильтрация [7, 17]:

$$\hat{x}(n) = \Phi(n)\hat{x}(n-1) + K(n)\Delta u(n), \quad (4)$$

$$\hat{x}(0) = \vec{x}(0), \Delta u(n) = u(n) - C\Phi\hat{x}(n-1), \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} P_3(n) &= \Phi(n)P(n-1)\Phi^T(n) + Q(n), P(0) = P_0; \\ K(n) &= P_3(n)C^T[C P_3(n)C^T + R(n)]^{-1}; \\ P(n) &= P_3(n) - K(n)C P_3(n). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $K(n)$ – $k \times 1$ весовая матрица; $\Delta u(n)$ – вектор невязки (в рассматриваемом случае вырожденный в скаляр); $P_3(n)$, $P(n)$ – $k \times k$ ковариационные матрицы ошибок экстраполяции и оценивания соответственно, а $R(n)$ – матрица дисперсии ошибок измерения (в рассматриваемом случае матрица вырожденная в скаляр).

Заметим, что для координаты y выражения, характеризующие ее оптимальную оценку, будут аналогичными, что позволяет соответственно записать:

$$\hat{y}(n) = \Phi(n)\hat{y}(n-1) + K(n)\Delta u(n), \quad (7)$$

$$\hat{y}(0) = \vec{y}(0), \Delta u(n) = u(n) - C\Phi\hat{y}(n-1). \quad (8)$$

Следует учесть, что размерность матрицы экстраполяции должна соответствовать матрице перехода в модели движения объекта.

Важно, что объект может двигаться как по прямой, так и по более сложной траектории. В этом случае траекторию движения следует аппроксимировать, разбивая ее на элементы, описываемые простыми различными функциями, в частности, кривыми первого и второго порядков.

Такой подход вполне уместен, поскольку временные отчеты поступления РТИ происходят на интервалах, при которых траектория движения объектов вполне укладывается в рамки указанных ограничений. При этом с каждым последующим измерением траектория движения, а, следовательно, и координаты подвижного объекта будут итерационно уточняться, сводя к минимуму ошибку интерполяции. Указанный принцип демонстрируется на рисунке 5, где представлены пять итераций измерения параметров вектора состояния подвижного объекта, проводимых относительно двух РТС, размещенных на двух пунктах доступа. Фоновым цветом выделена область, определяемая ошибкой оценивания.

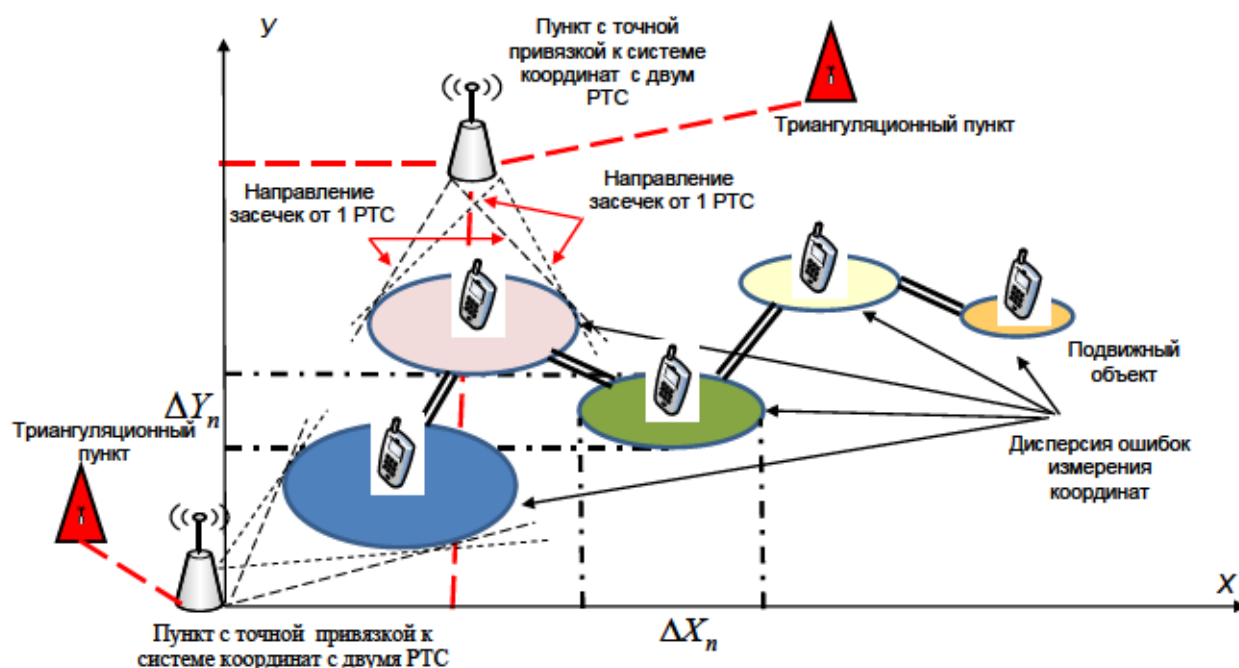


Рис. 5. Итерационное уточнение координат подвижного объекта в ходе оценивания его параметров вектора состояния

Реализация рассмотренного подхода предполагает последовательное выполнение следующих технологических операций.

1) Для пунктов доступа, содержащих РТС, осуществляют топогеодезическую привязку на местности, и относительно одного из пунктов формируют относительно систему декартовых координат x и y .

2) Аппаратуру РТС переводят в режим синхронизации. Он может быть постоянным или реализовываться на уровне временных вставок.

3) Приемные устройства подвижных объектов переводят в режим обработки РТИ. Это может быть постоянный режим, или же функционирование осуществляется на уровне временных вставок.

4) Определяют координаты местонахождения подвижных объектов по данным единичных измерений в результате приема и обработки РТИ не менее чем от двух пунктов доступа. Координаты вычисляют в относительных значениях или же их пересчитывают в долготу и широту.

5) Формируют динамическую модель вектора состояний подвижного объекта и определяют траекторию его движения в координатах относительно источников радиотехнической информации.

6) Обработывают полученную координатную информацию, итерационно уменьшая дисперсию ошибок измерения координат подвижного объекта.

Выполнение вышеуказанных технологических операций позволит уточнять координаты подвижных объектов при каждой итерации, что позволит минимизировать ошибки интерполяции.

Оценка эффективности динамической модели вектора состояний при позиционировании подвижных объектов по результатам моделирования

В целях проверки эффективности разработанных подходов проведено моделирование на основе разработанной программы в среде *MathLab*, которое включает реализацию следующих технологических процедур и процессов:

- моделирование движения объекта, содержащего две независимые РТС;
- оценивание параметров вектора состояний (координатной информации о подвижном объекте) по результатам многократных измерений и обработки сигналов двух независимых системы беспроводного доступа *Wi-Fi* и *WiMAX* (в интересах последующей реализации процедур ТОРТИ);
- алгоритмизация ТОРТИ (оценок параметров движения объекта);
- визуализация графиков ошибок оценивания параметров движения объекта.

Моделирование движения объекта по координатам x и y проводилось в течение 180 с, фрагмент траектории аппроксимировался кривыми 2-го порядка с параметрами (знак минус указывает направление):

$$x_0 = 10\,680 \text{ м}; \dot{x}_0 = -8,2 \text{ м/с}; \ddot{x}_0 = \ddot{x}(n) = -0,125 \text{ м/с}^2;$$

$$y_0 = 3700 \text{ м}; \dot{y}_0 = 23,6 \text{ м/с}; \ddot{y}_0 = \ddot{y}(n) = 1,82 \text{ м/с}^2.$$

Согласно алгоритму, значения координат x и y , измеренные двумя РТС (на основе сигналов *Wi-Fi* и *WiMAX*) поступали на независимые ВОРТИ с ин-

тервалами $T_1 = T_2 = 0,5$ секунды с дисперсиями ошибок измерения 100 м^2 и 9 м^2 соответственно. При этом делалось допущение, что если измерения формируются от каждого источника РТИ в разные моменты времени, то, зная модель движения объекта (2), путём экстраполяции можно всегда привязать результат измерения к одному моменту времени для дальнейшего их использования в интересах ТОРТИ.

Учитывая, что траектории движения подвижного объекта описываются по каждой из координат кривыми второго порядка, то векторы состояния по каждой РТС будут описываться следующим образом:

$$x_1(n) = (x_1(n), \dot{x}_1(n), \ddot{x}_1(n))^T$$

и

$$x_2(n) = (x_2(n), \dot{x}_2(n), \ddot{x}_2(n))^T$$

Здесь нижний индекс в которой проводились экстраполяции, наблюдения обеих измерительных РТС

$$\Phi(n) = \begin{bmatrix} 1 & T_{1(2)} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad C = [1 \ 0 \ 0]; \quad K(n) = \begin{bmatrix} k_{12}(n) \\ k_{21}(n) \\ k_{31}(n) \end{bmatrix}$$

Матрицы экстраполяции $P_3(n)$ и матрицы оценивания $P(n)$ фильтра Калмана (5) и (7) имели размерность 3×3 . При этом начальная матрица ошибок оценивания $P(0)$ задавалась с диагональными дисперсиями равными 10^3 . Это нужно для того, чтобы начальные значения весовой матрицы стремились к единице.

Снизу элементы весовой матрицы ограничивались по уровню:

$$K_{огр} = [0,0926 \ 0,008 \ 0,0003].$$

Ниже приводятся данные работы фильтра оценивания, сглаживающего ошибки измерения, на примере координаты x_1 . В частности, на рисунке 6 приведены графики изменения элементов весовой матрицы фильтра Калмана в рассматриваемый интервал времени. На рисунке 7 приведены графики изменения матрицы исходных ошибок измерения $f(n)$ координаты $x_1(n)$ и ошибки оценивания $e_1(n) = x(n) - \hat{x}_1(n)$ на выходе фильтра.

Анализ полученных результатов показывает, что в установившемся режиме работы фильтра Калмана ошибка оценивания координат подвижного объекта не превышает величины 5 м. Аналогичное уменьшение ошибок оценивания в сравнении с ошибками измерения наблюдается и для второй РТС, а также и для координаты y .

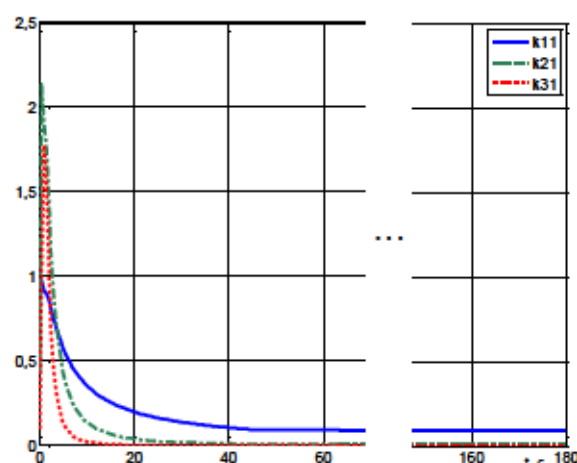


Рис. 6. Графики изменения элементов весовой матрицы фильтра Калмана $K(n)$

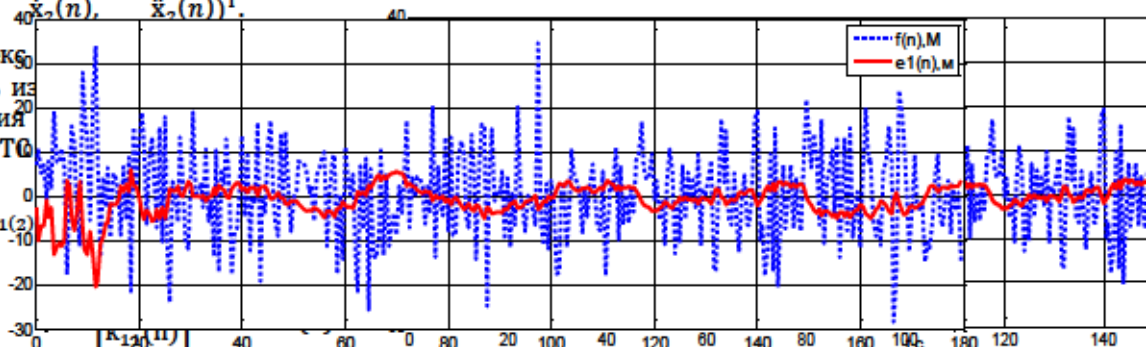


Рис. 7. Графики изменения ошибок измерения и ошибки оценивания

Итак, результаты моделирования подтверждают теоретические предположения о состоятельности разработанного подхода к повышению точности оценивания координат подвижных объектов за счет организации ВОРТИ. Предложенный в статье подход к организации ТОРТИ требует синтеза алгоритма совместной обработки координатной информации по данным двух независимых источников ВОРТИ, т. е. от двух РТС.

Заключение

Данные моделирования и результаты теоретического исследования по разработке частных моделей, в целом, подтверждают правомерность выбранного подхода к решению проблемы позиционирования подвижных объектов на основе методов пассивной локализации.

При этом в качестве РТИ определены текущие значения координат, а также скорость и ускорение их изменения, получаемых по результатам обработки сигналов радиотехнических систем, в качестве которых выступают системы широкополосного доступа Wi-Fi и WiMAX.

Процедуры совместной обработки сигналов не менее чем от двух РТС, позволяющие получать РТИ, составляют существо ПОРТИ.

Важным условием реализации режима передачи РТИ является обеспечение синхронизации всех РТС, которая может достигаться специальными технологическими вставками в передаваемый трафик.

Задача позиционирования подвижных объектов решается относительно источников РТИ, в качестве которых выступают излучающие средства РТС на пунктах доступа (последние должны иметь топогеодезическую привязку на местности). Причем в пункте доступа может размещаться несколько источников РТИ, принадлежащих различным независимым РТС. При этом предполагается, что все источники единой РТС будут синхронизированы.

В основу научно-методического аппарата позиционирования подвижных объектов предлагается положить динамическую модель их вектора состояния, учитывающую процесс редукции сигнала наблюдения от источников РТИ.

В модели ПОРТИ предлагается использовать операции дискретизации, квантования и кодирования наблюдаемого процесса, поскольку это вписывается в рамки концепции обработки аналоговыми приемниками передаваемой цифровой РТИ.

Для разработанной динамической модели вектора состояния подвижных объектов сетей радиодоступа и модели наблюдения предлагается оценку параметров движения объекта осуществлять на принципах оптимальной фильтрации по Калману с ограничением элементов весовой матрицы фильтра снизу. Совокупность этих технологических процедур составит сущность ВОРТИ.

Результаты моделирования показывают, что применение предлагаемого НМА уже на 15-й секунде реализации процедур ВОРТИ позволяет уменьшить ошибку измерения координат почти в 20 раз со 100 м до 5 метров, что сопоставимо с точностью, обеспечиваемой радионавигационной системой ГЛОНАСС.

Авторы полагают, что разработанный НМА позволит успешно решать задачи логистики даже в условиях нарушения работы глобальных навигационных систем.

Дальнейшие исследования авторы связывают с реализацией и моделированием процедур ТОРТИ, а также повышение достоверности результатов за счет использования помехоустойчивых моделей сигналов [18–20] и продуктивных методов демодуляции [21].

Список используемых источников

1. Дворников С.В., Духовницкий О.Г. Оценка помехозащищенности профессионального радионавигационного оборудования системы ГЛОНАСС // *Информация и космос*. 2015. № 4. С. 73–77.
2. Снежко В.К., Якушенко С.А. Интегрированные системы навигации, связи и управления сухопутных подвижных объектов: учебное пособие для ВУЗов связи. СПб.: ВАС. 2008. 308 с.
3. Духовницкий О.Г. Методика оценки помехозащищенности каналов спутникового телевидения в условиях их подавления с беспилотных летательных аппаратов // *Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения*. 2015. Вып. 5. С. 3–8.
4. Дворников С.В., Фокин Г.А., Аль-Одхари А.Х., Федоренко И.В. Исследование зависимости геометрического фактора топологии для разностно-дальномерного метода позиционирования // *Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения*. 2017. № 2. С. 86–93.
5. Духовницкий О.Г., Сиверс М.А., Фокин Г.А. Позиционирование абонентских станций в сетях мобильной связи LTE разностно-дальномерным методом // *Системы управления и информационные технологии*. 2015. Т. 59. № 1. С. 55–61.
6. Духовницкий О.Г. Целесообразность использования гибридного алгоритма позиционирования в совмещенной сети LTE/Wi-Fi // *Электросвязь*. 2015. № 6. С. 42–44.
7. Духовницкий О.Г. Предложения по разработке динамической модели вектора состояний подвижного объекта // *Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения*. 2015. Вып. 5. С. 9–15.
8. Дворников С.В. Проблема поиска сигналов источников информации при радиомониторинге // *Мобильные системы*. 2007. № 4. С. 33–35.
9. Первачев С.В., Валуев А.А., Чиликин В.М. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. М.: Сов. радио. 1973. 488 с.
10. Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации / Под ред. Г.П. Тартаковского. М.: Сов. радио, 1964. Том II. 1078 с.
11. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. М.: Радио и связь. 1993. 320 с.
12. Дворников С.В., Саяпин В.Н., Симонов А.Н. Теоретические основы координатометрии источников радиоизлучения: учебное пособие. СПб.: ВАС, 2007. 80 с.
13. Волков Р.В., Дворников С.В., Саяпин В.Н., Симонов А.Н. Основы построения и функционирования разностно-дальномерных систем координатометрии источников радиоизлучений: учебное пособие / Под редакцией Р. В. Волкова. СПб.: ВАС. 2013. 116 с.
14. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Радио и связь. 1986. 352 с.
15. Дворников С.В., Яхеев А.Ф. Метод измерения параметров кратковременных сигналов на основе распределения Алексеева // *Информация и космос*. 2011. № 1. С. 66–74.

16. Дворников С.В., Кудрявцев А.М. Теоретические основы частотно-временного анализа кратковременных сигналов: монография. СПб.: ВАС, 2010. 240 с.
17. Саяпин В.Н., Дворников С.В., Симонов А.Н., Волков Р.В. Метод пространственно-временной фильтрации радиосигналов на основе антенных решеток произвольной пространственной конфигурации // Информация и космос. 2006. № 3. С. 83–89.
18. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Бурыкин Д.А. Структурно-функциональная модель сигнального созвездия с повышенной помехоустойчивостью // Информация и космос. 2015. № 2. С. 4–7.
19. Дворников С.В., Дворников С.С., Спирин А.М. Синтез манипулированных сигналов на основе вейвлет-функций // Информационные технологии. 2013. № 12. С. 52–55.
20. Дворников С.В., Манаенко С.С., Дворников С.С., Погорелов А.А. Синтез фазоманипулированных вейвлет-сигналов // Информационные технологии. 2015. № 2. С. 140–143.
21. Дворников С.В., Устинов А.А., Пшеничников А.В., Борисов В.В., Москалец А.Г., Бурыкин Д.А. Демодуляция сигналов ОФТ на основе адаптивного порога // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2013. № 2. С. 90–97.

* * *

DYNAMIC MODEL OF THE VECTOR OF MOBILE OBJECTS STATUS FOR THEIR POSITIONING IN WIRELESS ACCESS NETWORKS

S. Dvornikov¹, O. Dukhovnitsky², I. Fedorenko³

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

²Federal Communications Agency,
Moscow, 109289, Russian Federation

³Peter the Great Saint-Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, 195251, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Dvornikov S., Dukhovnitsky O., Fedorenko I. Dynamic Model of the Vector of Mobile Objects Status for Their Positioning in Wireless Access Networks // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 51–59.

Abstract: The simulation data and the results of a theoretical study on the development of particular models providing the positioning of mobile objects in broadband access networks are presented. The main stages of the development of the dynamic model of the state vector of mobile objects based on passive location methods are given. The results of the development of the analytical apparatus and the carried out simulation are shown, which confirm the consistency of the approach that ensures the accuracy of positioning of mobile objects within 10 meters.

Keywords: positioning of moving objects; dynamic model of the state vector; processing of radio information; passive location methods.

ДИНАМИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ НАГРУЗКОЙ В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ СЕТЯХ

В.С. Елагин^{1*}

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

*Адрес для переписки: elagin.vas@gmail.com

Информация о статье

УДК 004.942

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Елагин В.С. Динамическое управление нагрузкой в программно-конфигурируемых сетях // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 60–67.

Аннотация: В связи с непрерывно усложняющейся топологией сетевой инфраструктуры ЦОД и предъявляемыми к ней требованиями производительности, надежности и отказоустойчивости трудность управления сетевой инфраструктурой ЦОД так же непрерывно растет. Вот почему возникает потребность в замене ручной конфигурации сетевой инфраструктуры ЦОД автоматизированными средствами. Одним из перспективных направлений модернизации существующей архитектуры сети является концепция SDN. Программно-определяемый ЦОД – это виртуализированная структура, направленная на предоставление услуги. Именно в рамках этой концепции необходимо развивать методы управления трафиком и балансировки внутри сетей ЦОД. В статье представлена математическая модель динамического алгоритма балансировки нагрузки в сетях ЦОД.

Ключевые слова: ЦОД, программно-конфигурируемые сети, SDN, дата-центр, динамическая балансировка нагрузки.

Введение

В управлении сетевой инфраструктурой центров обработки данных (ЦОД) можно выделить ряд отдельных задач, которые должна решать система управления сетевой инфраструктурой. Поэтому для сравнения существующих средств управления сетевой инфраструктурой ЦОД был выбран набор функциональности, который покрывает все основные аспекты управления сетями ЦОД. Каждое рассматриваемое средство далее оценивается по наличию или отсутствию поддержки указанной функциональности из приведенного списка.

Перечень рассматриваемой функциональности, по которому оценивались средства управления сетевой инфраструктурой ЦОД, следующий:

- Автоматическое обнаружение сетевых устройств и динамическое построение карты сети (autodiscovery).
- Наличие автоматизации процессов конфигурации сетевых устройств и управления версиями программного обеспечения.
- Проверка соблюдения нормативных и регуляторных требований, обеспечение безопасности сетевой инфраструктуры.

- Автоматизированное управление потоками трафика в сети, его контроль и мониторинг в режиме реального времени.

- Сбор и анализ событий со всей сетевой инфраструктуры, включая физические и виртуальные устройства.

- Поддержка различных протоколов и технологий передачи данных, сетевого оборудования сторонних производителей, управления географически удаленными локациями, открытого API и возможность внедрения сторонних сервисов.

Из количественных характеристик производительности и эффективности для исследования были выбраны следующие:

- Характеристики, отражающие масштабируемость системы управления сетевой инфраструктурой для поддержки сетей разного размера и природы, а именно:

- максимальный поддерживаемый размер сети (в виде количества узлов, входящих в сеть);
- число различных поддерживаемых моделей сетевых устройств от различных производителей (коммутаторов, маршрутизаторов, межсетевых экранов и другого оборудования).

• Характеристики, отражающие возможности системы по реагированию на изменения в сети, а именно:

- количество событий различной природы, анализируемых в единицу времени;
- количество источников событий, с которых поддерживается одновременный сбор и анализ сообщений.

• Характеристики, отражающие управление трафиком в сети, а именно:

- максимальное количество потоков трафика за единицу времени, для которых обеспечивается управление;
- максимальное количество потоков трафика, для которых обеспечивается сбор и анализ статистики;
- количество поддерживаемых виртуальных сегментов, устройств, туннелей различной природы, маршрутизаторов и т. п.

В связи с повышенной нагрузкой и неоднородностью трафика стала актуальной проблема эффективного использования серверных мощностей. Одним из аспектов данной проблемы является эффективное планирование и распределение нагрузки внутри распределенных вычислительных систем ЦОД с целью оптимизации использования ресурсов и сокращения времени вычисления. Эти и другие задачи решаются при помощи технологий виртуализации. В контексте виртуализации сетевых функций, в качестве примера возможных задач этого типа можно привести: адаптивное увеличение или уменьшение требуемых клиенту ресурсов, например, пропускной способности канала, перераспределение трафика между серверами, – то есть, реализацию балансировки нагрузки как услуги (LBaaS, от англ. Load-Balancing-as-a-Service).

Программно-определяемый ЦОД (SDDC, от англ. Software Defined Data Center) – это ЦОД, в котором инфраструктура виртуализирована и предоставляется в виде услуги. Из определения видно, что в основе этого решения должны лежать технологии виртуализации, получившие свое развитие в концепции виртуализации сетевых функций (NFV, от англ. Network Function Virtualization). Эта концепция, в свою очередь, лежит в основе программно-определяемых сетей (SDN, от англ. Software Defined Networking) [1, 2]. Вкупе с виртуализацией системы хранения данных (SDS, от англ. Software Defined Storage) мы получаем виртуализированную инфраструктуру дата-центра, и, в конечном счете, некоторую абстрактную модель программно-определяемого ЦОД. Далее будет рассмотрено алгоритмическое обеспечение функции LBaaS для SDDC.

Разработке алгоритмов управления, ориентированных на тип трафика, посвящены работы Zhang Q., Morselli R., Riska A. В работах Chandra A.,

Sahu S., Pacifici G. [3–5] описаны динамические алгоритмы, которые собирают информацию о загрузке серверов. Таким образом, в научной литературе уделяется внимание вопросам управления входным потоком и связанными с ними аспектами, что подчеркивает важность и актуальность решаемой научно-технической задачи.

Однако известные алгоритмы управления входным потоком имеют ряд недостатков: неравномерное распределение нагрузки между серверами, низкая производительность, недостаточный учет динамики системы, большие накладные расходы ресурсов, значительное время ответа [6]. Указанные недостатки требуют разработки обновленных методов и алгоритмов управления процессом распределения запросов между узлами сети.

Модель динамического алгоритма балансировки нагрузки

Анализируя недостатки классических алгоритмов, можно сделать вывод о целесообразности разработки динамического контентозависимого алгоритма с модифицированной обратной связью. Концепцию предлагаемого алгоритма можно представить в виде схемы, представленной на рисунке 1. Предлагается разработать алгоритм, который будет учитывать тип запроса и динамическое состояние сервера. При поступлении запроса на балансировщик нагрузки определяется тип трафика, и направляется на сервер, который обрабатывает запросы данного класса (типа). При перегрузке одного из серверов, запрос направляется на низкозагруженный сервер, если такой существует, или на наименее загруженный.

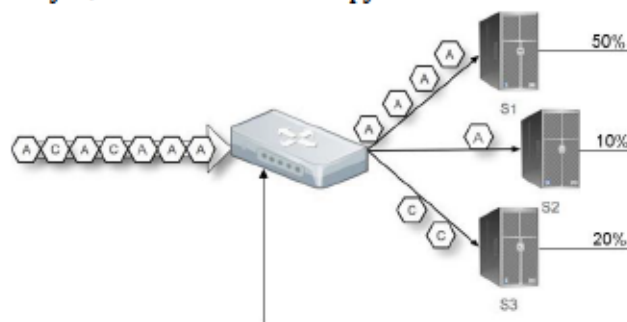


Рис. 1. Схема распределения входящих запросов

Состояние и доступность сетевых узлов (серверов) контролируется путем периодического обмена служебной информацией между всеми серверами и контроллером с применением системы балансировки нагрузки [7]. Рассматриваемая система состоит из группы серверов, коммутатора OpenFlowSwitch [8] и контроллера [9]. Предварительно трафик попадает на систему DPI (от англ. Deep packet inspection – технология накопления статистических данных, проверки и фильтрации сетевых пакетов по их содержанию), которая

идентифицирует тип сессии в рамках соединения; коммутатор выполняет только функции передачи данных. Подсистема балансировки нагрузки и подсистема управления и мониторинга, которые тесно взаимодействуют друг с другом в рамках данной концепции, реализованы в виде соответствующих приложений на контроллере.

Динамический алгоритм управления входным потоком, который разрабатывается в работе, умеет использовать прогностические оценки интенсивности входящего потока запросов каждого класса. Это позволит предотвратить перегрузки и отслеживать тенденции загрузки отдельных узлов. Совершенствование методики краткосрочного прогноза позволит системе быстрее реагировать на флуктуации во входящем потоке. Для сокращения количества служебной информации и более точного отслеживания изменений во входящем потоке необходимо разработать адаптивный алгоритм мониторинга [10].

Алгоритм должен обеспечивать высокие показатели производительности, пропускной способности и отказоустойчивости (автоматически обнаруживая сбои узлов и перераспределяя поток данных среди оставшихся) и низкое время отклика [11, 12].

Математически задачу динамического управления потоком запросов можно представить следующей зависимостью (рисунок 2):

$$X = f(N, G, \bar{v}), \quad (1)$$

где X – матрица распределения запросов в сети; N – множество серверов кластера $N = \{N_j\}$; G – множество характеристик серверов $G = \{U_{j\max}, U_j\}$; $U_{j\max}$ – максимальная загрузка сервера, U_j – текущая загрузка сервера; $\bar{v}$ – характеристика входящего потока запросов.

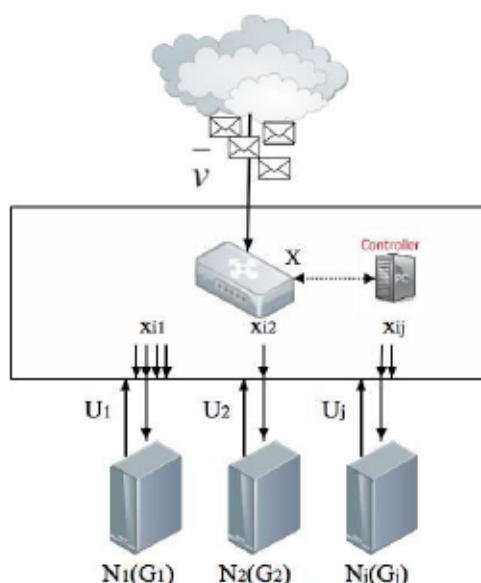


Рис. 2. Динамическое управление потоком запросов

Телекоммуникационную сеть ЦОД можно представить в виде открытой системы массового обслуживания со следующей совокупностью характеристик:

1) множеством серверов сети $\{N_1, N_2, \dots, N_j\}$, которые образуют кластер, где $j = 1, N$;

2) интенсивностью входящего потока $\lambda_i (i = 1, M)$, где i – класс запроса, $\lambda_i^*(k)$ – прогнозируемое количество запросов i -го класса на k -ом шаге;

3) матрицей распределения запросов $X(k) = [x_{ij}]$, ($i = 1, M$; $j = 1, N$), где x_{ij} – доля $\lambda_i^*(k)$ -х запросов, которые обрабатываются на j -ом сервере;

4) законами распределения времени обслуживания $F_1(t), F_2(t), \dots, F_j(t)$ и дисциплинами обслуживания запросов на серверах;

5) длиной очереди на серверах Q_j .

Запросы описываются вектором:

$$\bar{v} = (t, i, j, z_{ij}, m_{resource_i}),$$

где t – время поступления запроса к контроллеру, i – класс запроса, j – номер сервера, который обрабатывает запрос, z_{ij} – загруженность j -го сервера (создается i -м классом запросов), $m_{resource_i}$ – количество обращений i -го запроса к ресурсу, который обрабатывает.

Как только входящий поток будет создавать нагрузки, которые будут превышать максимальную загруженность сервера, то есть не будет выполняться условие (2), то на сервере будут возникать очереди и связанные с ними задержки:

$$U_j > U_{j\max}, \quad (2)$$

где $U_{j\max}$ – максимальная загруженность сервера.

С целью внедрения верхней границы подобных задержек на узлах сети общую буферную емкость ограничивают, то есть для каждого сервера определяют текущую и максимальную емкость, обозначив их q_j и $q_j^{\max}$ соответственно. Как только $q_j > q_j^{\max}$, запросы считают потерянными.

Для обеспечения динамического распределения запросов по серверам на k -ом шаге определяется матрица распределения запросов в сети:

$$X(k) = [x_{ij}], \quad (i = 1, M; j = 1, N). \quad (3)$$

По результатам расчета коэффициентов матрицы $X(k)$ рассчитывают значение загрузки j -го сервера на k -ом шаге – $U_j(k)$:

$$U_j(k) = U_j(k-1) + \sum_{i=1}^M \lambda_{ij}^*(k) \cdot x_{ij}(k) \cdot z_{ij}. \quad (4)$$

Алгоритм управления входным потоком должен распределять запросы по серверам так, чтобы отклонение по загруженности серверов было минимальным, то есть:

$$s = \frac{\sum_{j=1}^N (\bar{U} - U_j(k))^2}{N} \rightarrow \min, \quad (5)$$

где

$$\begin{cases} U_1(k-1) + \sum_{i=1}^M \lambda_i^*(k) \cdot x_{i1}(k) \cdot z_{i1} = U_1(k) \\ U_2(k-1) + \sum_{i=1}^M \lambda_i^*(k) \cdot x_{i2}(k) \cdot z_{i2} = U_2(k) \\ \dots \\ U_j(k-1) + \sum_{i=1}^M \lambda_i^*(k) \cdot x_{ij}(k) \cdot z_{ij} = U_j(k) \\ \bar{U} = \frac{\sum_{j=1}^N U_j(k)}{N} \end{cases};$$

$$\sum_{j=1}^N x_{ij}(k) = 1, \quad i = (\overline{1, M});$$

$$\sum_{j=1}^N \lambda_{ij}^*(k) = \lambda_i^*, \quad i = (\overline{1, M});$$

$$x_{ij}(k) > 0;$$

$$z: i \times j, \quad i = (\overline{1, M}), \quad j = (\overline{1, N}).$$

Алгоритм управления входным потоком

Основной идеей разрабатываемого алгоритма является распределение запросов пользователей на основании прогноза входящего потока по его классам. При этом горизонт прогноза на каждом шагу меняется в зависимости от изменений входящего потока. В работе алгоритма учитывается не только текущее состояние серверов, но и их производительность. Идею разрабатываемого алгоритма можно представить в виде блок-схемы, приведенной на рисунке 3.

Алгоритм выполняется циклически: в результате оптимизации в каждом цикле определяется матрица распределения запросов по узлам сети. Алгоритм представляет собой последовательность следующих шагов.

Шаг 1. Собирается статистическая информация:

а) об интенсивности входящего потока запросов $\lambda(k-2), \lambda(k-1)$;

б) о состоянии серверов (утилизация CPU – U_j ; загруженность j -го сервера, создаваемая i -м классом запросов – Z_{ij} ; среднее время обслуживания запросов i -го класса – W_{ij}).

Шаг 2. На основании статистических данных шага 1 рассчитывается коэффициент пульсации входящего потока запросов – $b_m(k-1), b_m(k)$.

Шаг 3. Рассчитывается длина шага (далее – интервал) мониторинга и длина горизонта прогноза $d(k)$ по формуле (7).

Шаг 4. Прогнозируется интенсивность входящего потока для каждого класса запроса λ_i^* на длину горизонта $d(k)$.

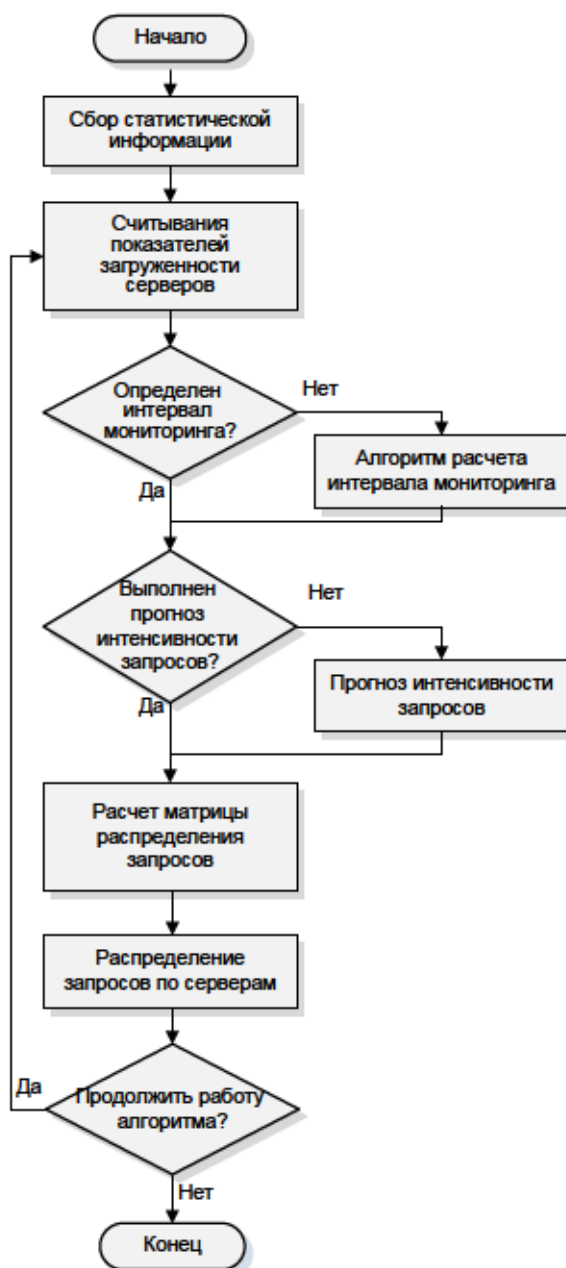


Рис. 3. Блок-схема алгоритма управления входным потоком

Шаг 5. Определяется матрица распределения запросов по узлам сети $\bar{x}(k)$ по формуле (3) с учетом класса запроса и загруженности сервера. На основании полученных данных прогнозируется загрузка серверов на следующем интервале.

Шаг 6. Запросы направляются на серверы в соответствии с заданным алгоритмом в пределах каждого класса запросов.

Шаг 7. Осуществляется ревизия прогнозируемого количества запросов $\lambda_i(k) - \lambda_i^*(k)$, которые распределяются согласно алгоритму на наименее загруженный сервер. При этом переоценка прогноза $\lambda_i^*(k) - \lambda_i(k)$ не учитывается алгоритмом, как не вносящая существенных изменений в нагрузку.

Шаг 8. Снимаются данные о загруженности серверов $U_j(k)$ и передаются на контроллер, для расчета нового распределения запросов $\bar{x}(k+1)$.

Для эффективной работы разрабатываемого алгоритма необходимо обеспечить мониторинг состояния серверов. Основной из существующих проблем мониторинга является его точность: при попытке достижения высокой точности служебная информация приобретает избыточный характер.

Шаг 9. Мониторинг состояния серверов, который можно осуществить тремя способами:

- 1) после каждого поступившего запроса;
- 2) в фиксированные промежутки времени, определяемые статическим алгоритмом;
- 3) в нефиксированные промежутки времени, определяемые динамическим алгоритмом.

Информация, полученная **первым** способом, является наибольшей по объему, т.к. измерения проводятся после каждого поступившего запроса. При **втором** способе количество информации постоянно, но требуется определить интервал съема информации, чтобы объем информации не был избыточным и недостаточным. При **третьем** способе количество информации зависит от частоты интервалов контроля, который должен приспосабливаться к потоку поступающих запросов.

На основании вышесказанного, использование динамически меняющегося интервала является наиболее приемлемым с точки зрения уменьшения избыточности данных. При таком способе частота мониторинга будет зависеть от количества всплесков (пульсации) входящего потока. Наличие отдельных всплесков в интернет-трафике является одной из его особенностей. Интервал мониторинга должен сокращаться, если во входящем потоке обнаружен всплеск & vv.

Адаптивный алгоритм мониторинга

Для решения задачи оценки интервала мониторинга предложен соответствующий алгоритм, блок-схема которого приведена на рисунке 4.

Алгоритм представляет собой последовательность следующих шагов:

Шаг 1. Собирается статистическая информация об интенсивности входящего потока запросов $\lambda(k-2), \lambda(k-1)$ за два предыдущих интервала и о длине прошлого интервала мониторинга $d(k)$.

Шаг 2. Определяется коэффициент пульсации $b_m(k-1), b_m(k)$, используя формулу (6).

Шаг 3. Для расчета продолжительности интервала мониторинга сравнивается $b_m(k-1)$ и $b_m(k)$. Если $b_m(k) > b_m(k-1)$, то продолжительность интервала уменьшается, в случае $b_m(k) < b_m(k-1)$ – продолжительность интервала увеличивается по сравнению с прошлой итерацией.

Шаг 4. Рассчитывается продолжительность очередного интервала $d(k+1)$ по формуле (7).

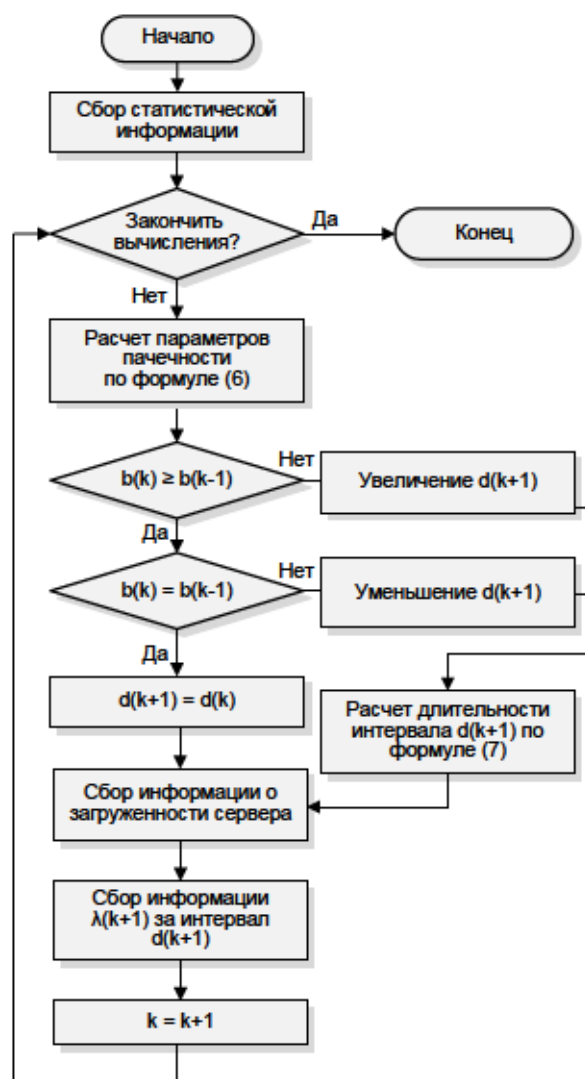


Рис. 4. Блок-схема алгоритма мониторинга

Шаг 5. Собирается статистическая информация об интенсивности входящего потока запросов $\lambda(k-1), \lambda(k)$ за два предыдущих интервала и о длине прошлого интервала мониторинга $d(k-1)$.

Шаг 6. Определяется коэффициент пульсации $b_m(k-1), b_m(k)$ по формуле (6), используя следующую методику:

1) Подсчитываем количество http или других запросов – L , попавших в интервал длиной d .

2) Интенсивность поступления запросов в интервале определяем, как $\lambda = \frac{L}{d}$.

3) Интервал разбиваем на n равных подинтервалов, длиной $h = \frac{d}{n}$.

4) Определяем $L(h)$ – количество запросов, попавших в интервал h .

5) Находим λ_h – интенсивность поступления запросов за интервал длиной h , как $\lambda_h = \frac{L(h)}{h}$.

6) Вычисляем L^* – общее количество запросов в интервалах, что удовлетворяют условию $\lambda_h > \lambda$.

7) Определяем g – количество интервалов, удовлетворяющих условию $\lambda_h > \lambda$.

8) Рассчитываем коэффициент пульсации по формуле:

$$b_m = \frac{g}{n} \cdot \left(1 + \frac{\lambda(k) - \lambda(k-1)}{\lambda(k-1)} \right); \quad (6)$$

9) Так как продолжительность каждого слота d меняется в зависимости от значения пульсаций входящего потока, то продолжительность интервала мониторинга $d(k+1)$ определяем как:

$$d(k+1) = \frac{b_m(k-1)}{b_m(k)} \cdot d(k). \quad (7)$$

Шаг 7. Для расчета продолжительности интервала мониторинга сравниваем $b_m(k-1)$ и $b_m(k)$. Если $b_m(k) > b_m(k-1)$ – продолжительность интервала уменьшается, в случае $b_m(k) < b_m(k-1)$ – продолжительность интервала увеличивается по сравнению с прошлой итерацией.

Шаг 8. Рассчитывается продолжительность следующего интервала $d(k)$ по формуле (7).

Предложенный алгоритм адаптирован к флуктуациям во входящем потоке, что позволяет сократить количество служебной информации и предотвратить перегрузку за счет качества оценок прогнозирования. Горизонт прогнозирования на k -ой итерации зависит от значений пульсаций, то есть, длительность следующего слота уменьшается, если был обнаружен всплеск &vv.

Динамический алгоритм балансировки нагрузки в сетях ЦОД

Представленные выше алгоритмы и методику необходимо объединить в единый динамический алгоритм балансировки нагрузки (с учетом специфики реализации на базе инфраструктуры SDDC). При этом стоит отметить, что анализ состояния загруженности серверов и принятие решения по адресации трафика лежит на контроллере, который должен быть установлен в ЦОД и иметь интерфейсы мониторинга ко всем активным его серверам. Алгоритм, блок-схема которого приведена на рисунке 5, представляет собой последовательность следующих шагов:

Шаг 1. Клиент обращается к одному из серверов (зная его IP-адрес, к примеру, IP_1).

Шаг 2. На граничный с серверами коммутатор приходит пакет от клиента.

Шаг 3. Коммутатор видит, что клиент хочет обратиться к одному из серверов в первый раз, то есть, у него еще нет сессии с сервером.

Шаг 4. Коммутатор отсылает пакет клиента на контроллер.

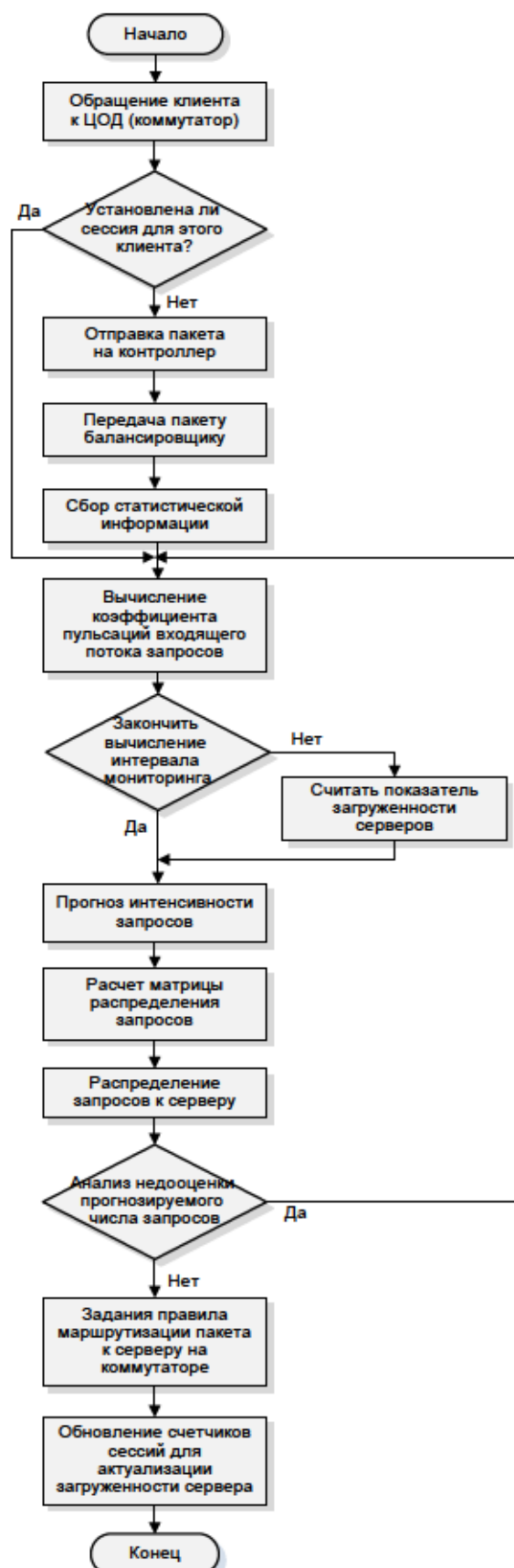


Рис. 5. Блок-схема динамического алгоритма балансировки нагрузки

Шаг 5. Контроллер видит, что IP-адрес назначения – один из балансируемых серверов, поэтому передает обработку пакета приложению по балансировке нагрузки.

Шаг 6. Приложение мониторинга производит сбор и анализ статистической информации: об интенсивности входящего потока запросов $\lambda(k-2)$, $\lambda(k-1)$, о состоянии серверов (утилизация CPU – U_j ; загруженность j -го сервера, создаваемая i -м классом запросов – Z_{ij} ; среднее время обслуживания запросов i -го класса – W_{ij}) за несколько итераций, а также о длине прошлого интервала мониторинга $d(k)$.

Шаг 7. Вычисляется коэффициент пульсаций входящего потока запросов $b_m(k-2)$, $b_m(k-1)$ по формуле (6) на основании статистических данных шага 6.

Примечание. Коэффициент пульсации $b_m \in [0; 1]$ – это доля времени, в течение которого мгновенная интенсивность поступления запросов превышает среднюю интенсивность.

Шаг 8. Рассчитывается интервал мониторинга загруженности серверов и горизонт прогноза $d(k)$ по формуле (7).

Шаг 9. Прогнозируется интенсивность входящего потока по каждому типу запросов λ_i^* на длину горизонта $d(k)$, определяемую на шаге 8.

Шаг 10. Приложение балансировки производит расчет матрицы распределения запросов по узлам сети $\bar{x}(k)$ с учетом класса запроса и загруженности сервера. На основании полученных данных прогнозируется загрузки серверов на следующей итерации.

Шаг 11. Осуществляется распределение запросов по серверам согласно алгоритму в пределах каждого класса.

Шаг 12. Осуществляется ревизия прогнозируемого количества запросов $\lambda_i(k) - \lambda_i^*(k)$, которые распределяются согласно алгоритму балансировки на наименее загруженный сервер.

Шаг 13. Приложение определяет, на какой из серверов передать обработку запроса клиента (например, IP_2).

Шаг 14. На граничном коммутаторе задается правило, что если от клиента приходит пакет с адресом назначения IP_1, то адрес назначения подменяется на IP_2, и пакет передается на порт, соответствующий серверу IP_2.

Шаг 15. Также на коммутаторе задается правило, что если от сервера IP_2 приходит пакет с адресом назначения клиента, то адрес источника подменяется на IP_1 и передается на порт клиента.

Шаг 16. В приложении обновляются значения счетчиков сессий серверов для сохранения актуальности загруженности серверов $U_j(k)$ и расчета нового распределения запросов $\bar{x}(k+1)$.

Шаг 17. Если на граничный коммутатор приходит пакет о закрытии соединения клиентом или сервером, то он также передается контроллеру, который передает управление приложению по балансировке нагрузки, которое декрементирует значение счетчика активированных сессий на сервере.

Алгоритм балансировки нагрузки должен распределять запросы по серверам так, чтобы отклонение загруженности серверов от среднего значения было минимальным, то есть:

$$s = \frac{\sum_{j=1}^N (\bar{U} - U_j(k))^2}{N} \rightarrow \min, \quad (8)$$

Алгоритм вычисляет загруженность j -го сервера на k -ом шаге, основываясь на сумме его загруженности до этого момента $U_j(k-1)$ и нагрузке, создаваемой долей $x_{ij}(k)$ прогнозируемой интенсивности потока $\lambda_i^*(k)$ i -го класса, которая будет обрабатываться на данном сервере.

В качестве искомой матрицы выступает матрица распределения запросов:

$$X(k) = [x_{ij}], \quad (i = 1, M; j = 1, N).$$

В результате расчета обеспечивается динамическое распределение нагрузки по серверам в каждом цикле.

Разработанный алгоритм отвечает всем требованиям к балансировке, соответствует концепции SDN, и адаптирован к изменениям интенсивности входящего потока для уменьшения времени ответа, вероятности потерь и повышения производительности системы.

Заключение

В заключение стоит уточнить, что построение и эксплуатация ЦОД не ограничивается выбором алгоритма балансировки трафика между серверами, необходимо учесть индивидуальные технические параметры серверов, варианты резервирования, синхронизации и другие технологические аспекты, которые могут влиять на условия применения адаптивных алгоритмов.

При этом применение SDN не позволяет автоматизировать решение этих вопросов, но оставляет возможность для интеграции рассмотренных алгоритмов в том сегменте ЦОД, где это необходимо и целесообразно.

СПИСОК ИСПОЛЪЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Vladko A., Letenko I., Lezhepekov A., Buinevich M. Fuzzy Model of Dynamic Traffic Management in Software-Defined Mobile Networks // Lecture Notes in Computer Science. 2016. Vol. 9870. PP. 561–570.
2. Amelyanovich A., Shpakov M., Muthanna A., Buinevich M., Vladko A. Centralized Control of Traffic Flows in Wireless Lans Based on the SDN Concept // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO). 2017. PP. 1–5.
3. Pacifici G., Spreitzer M., Tantawi A., Youssef A. Performance Management for Cluster-Based Web Services // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2005. 23 (12). PP. 2333–2343.
4. Urgaonkar B., Pacifici G., Shenoy P., Spreitzer M., Tantawi A. An Analytical Model for Multi-Tier Internet Services and its Applications // Proceedings of the 2005 ACM SIGMETRICS International Conference on Measurement and Modeling of Computer Systems. 2005. PP. 291–302.
5. Urgaonkar B., Chandra A. Dynamic Provisioning of Multi-tier Internet Applications // Proceedings of the 2nd International Conference on Automatic Computing. 2005. PP. 217–228.
6. Елагин В.С., Зобнин А.А. Аспекты реализации системы законного перехвата трафика в сетях SDN // Вестник связи. 2016. № 12. С. 6–9.
7. Елагин В.С. Подходы к моделированию систем законного перехвата трафика в SDN // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: сборник научных статей V международной научно-технической и научно-методической конференции. СПбГУТ. 2016. С. 353–358.
8. ONF TS-025. OpenFlow Switch Specification. Version 1.5.1. 2015.
9. Елагин В.С., Сорокин В.А. Исследование технологических возможностей внедрения COPM в SDN // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 28–35.
10. Labes S., et al. Standardization Approaches within Cloud Computing: Evaluation of Infrastructure as a Service Architecture // Federated Conference on Computer Science and Information Systems. 2012. PP. 923–930.
11. Al-Fares M., Radhakrishnan S., Raghavan B., Huang N., Vahdat A. Hedera: Dynamic Flow Scheduling for Data Center Networks // Proceedings of the 7th USENIX Conference on Networked Systems Design and Implementation. USENIX Association. April 2010. PP. 19–19.
12. Parfenov D., Bolodurina I., Shukhman A. Efficient access to multimedia resources in distributed systems of distance learning // Proceedings of the IEEE Global Engineering Education Conference (EDUCON). 2013. PP. 1228–1231.

* * *

DYNAMIC LOAD BALANCING IN SOFTWARE-DEFINED NETWORK

V. Elagin¹

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

Article info:

Article in Russian

For citation: Elagin V. Dynamic Load Balancing in Software-Defined Network // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 60–67.

Annotation: *In regard with the increasingly complex topology of the network infrastructure of data centers and its requirements of performance, reliability and fault tolerance, the complexity of managing network infrastructure of the data center are also constantly growing. In this regard, there is a need to modification manual configuration of the network infrastructure of data centers by automated means. One of the perspective directions of modernization of the existing network architecture is the concept of SDN. Software-defined data center (Software Defined Data Center, SDDC) is a virtualized structure aimed at providing services. Within this concept it is necessary to develop methods of traffic management and balancing within the data center networks. The article presents a mathematical model of the dynamic load balancing algorithm in data center networks.*

Key words: *Data center, software defined networking, SDN, dynamic load balancing.*

ДИВЕРСИФИКАЦИЯ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ 174...240 МГц В ПЕРИОД ПЕРЕХОДА К ЦИФРОВОМУ ТЕЛЕВИДЕНИЮ И РАДИОВЕЩАНИЮ

Ю.А. Ковалгин^{1*}, С.В. Мышьянов¹

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

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: mishvanov@gmail.com

Информация о статье

УДК 621.396.13

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В. Диверсификация полосы частот 174...240 МГц в период перехода к цифровому телевидению и радиовещанию // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 68–77.

Аннотация: в статье рассматриваются проблемы перехода с аналоговых на цифровые стандарты телерадиовещания в Российской Федерации. Сопоставляется российское и европейское частотное планирование в диапазоне 174–240 МГц. Предлагается вариант совместного использования радиоканала шириной 8 МГц диапазона 174–240 МГц системами DAB/DMB и DRM с учетом частотного планирования, принятого в РФ. Приводятся характеристики систем DRM, DAB, DMB. Даются ссылки на все современные стандарты цифрового телевидения и радиовещания.

Ключевые слова: цифровое телевидение, цифровое радиовещание, DRM, DAB, DMB, диверсификация радиоканала, частотное планирование.

Цифровые вещательные системы в диапазоне ОВЧ

В настоящее время существует большое число стандартов наземного цифрового телевидения и радиовещания для применения в диапазоне ОВЧ. Наиболее распространенными в мире телевизионными стандартами являются: европейское семейство Digital Video Broadcasting (DVB-T, DVB-T2) [1, 2], американский Advanced Television Systems Committee (ATSC) [3], японский Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB) [4] и китайский Digital Terrestrial Multimedia Broadcast (DTMB) [5].

К системам наземного цифрового звукового радиовещания, рекомендованным к применению ITU-R [6] относятся: европейские стандарты Digital Audio Broadcasting (DAB, DAB+, DMB) [7, 8] и Digital Radio Mondiale (DRM, в режиме работы E, получивший в ряде публикаций название DRM+) [9], американский In-Band On-Channel (IBOC, более известный под торговой маркой HD Radio) [10], а также адаптация японского ТВ-стандарта для звукового вещания – ISDB-Tsb [11].

В России разработана собственная система РАВИС [12–14]. В отчете ITU-R BT.2049-7 (02/2016) [15] она позиционируется как мультимедийная

ТВ-система для мобильного радиоприема, а не как система цифрового радиовещания. Заметим, что она не фигурирует в отчетах ITU-R, посвященных радиовещательной службе (ITU-R BS), ввиду этого, к сожалению, не включена ITU-R в число систем цифрового радиовещания, рекомендуемых для применения в диапазоне ОВЧ [6].

Перечисленные системы цифрового телевидения и радиовещания имеют общие технологические особенности. К их числу, прежде всего, относятся: компрессия цифровых видео- и аудиоданных; рандомизация цифровых данных; канальное кодирование, перемежение битов по времени и частоте; перемежение символов модуляции; цифровые методы модуляции (PSK, QAM, COFDM/QPSK, COFDM/QAM); стереофонические системы форматов 2/0, 3/2, 5.1 и т. п.

Имеющиеся в них различия приводят к излишним затратам при построении глобальных сетей доставки программ телевидения и радиовещания до населения, создают дополнительные проблемы при частотном планировании и использовании радиочастотного ресурса в разных регионах мира (Европа, Азия, Америка), затрудняют развитие эфирного телерадиовещания на единой платформе цифровых технологий. Из всех систем цифрового

радиовещания только системы DRM и IBOC HD Radio рекомендованы ITU-R для применения во всех полосах частот, выделенных для наземного радиовещания, в том числе и в диапазонах НЧ, СЧ и ВЧ, что является их дополнительным достоинством.

Цифровизация вещания в России

Процесс цифровизации вещания в России начался с принятием федеральной целевой программы «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2018 годы». В ходе реализации программы построена сеть цифрового телевидения по европейскому стандарту DVB-T2. Решением Государственной комиссии по радиочастотам (ГКРЧ) для вещания в стандарте DVB-T2 приняты к использованию следующие радиочастоты: метрового (174...230 МГц) и дециметрового диапазонов (470...790 МГц) на 6...12 и 21...60 частотных каналах соответственно. Однако стоит отметить, что на практике вещание в формате DVB-T2 сегодня ведется только в полосе частот 470...790 МГц, именно в этой полосе в нашей стране работают все телевизионные станции формата DVB-T2. Таким образом, в выделенной для телевизионного вещания полосе 174...230 МГц в России сегодня работают только аналоговые телевизионные станции.

В отличие от телевидения, ситуация с переходом звукового радиовещания на «цифру» в России сложилась неоднозначная. На сегодняшний день в России в диапазоне ОВЧ регулярное радиовещание ни в одном из цифровых форматов не ведется, однако в опытных зонах активно проводятся исследования систем DRM+ и DAB(DAB+), принадлежащих, также как и DVB-T2 к европейскому семейству стандартов.

Существующее решение Правительства РФ регламентирует использование для звукового вещания систему DRM, однако оно относится только к диапазонам НЧ, СЧ и ВЧ. Соответствующего решения о возможности использования расширенного стандарта DRM+ работающего в диапазоне ОВЧ на сегодня нет.

Экспериментальные исследования радиовещания в стандарте DRM+ (см. таблицу 1) были проведены СПбГУТ летом 2015 года по заказу российской телевизионной и радиовещательной сети (РTPC). Исследования проводились на территории Санкт-Петербурга и прилегающей к нему территории в радиусе до 70 км от телебашни. Выходная мощность передатчика была ограничена величиной 250 Вт. Частоты работы передатчиков составляли 67,46 МГц (65,9...74 МГц, ОВЧ I) и 94,5 МГц (87,5...108 МГц, ОВЧ II), высоты подвеса передающих антенн составляли соответственно 232 и 200 метров над уровнем моря. Обе антенны имели очень слабую направленность излучения в горизонтальной плоскости. Поляризация излучения – горизонтальная. Звуковая программа – ретранс-

ляция программы «Маяк» в стереофоническом режиме. В контент-сервере использовался алгоритм компрессии AAC. Выполненные исследования подтвердили заявленные в стандарте характеристики системы DRM+. Основные результаты исследования приведены в [16, 17], а материалы работы подготовлены для передачи в ГКРЧ для принятия соответствующего решения.

Экспериментальные исследования радиовещания в формате DAB+ (см. таблицу 1) проведены в 2014 году московским техническим университетом связи и информатики также по заказу РTPC. Заявленные в стандарте характеристики системы DAB+ в ходе выполнения этой работы подтверждены; материалы работы были подготовлены для передачи ГКРЧ для принятия соответствующего решения.

Все существующие сети системы наземного вещания DAB в мире развернуты только в полосе частот 174...240 МГц диапазона ОВЧ, соответственно для него продаются бытовые приемники.

Дальнейшие исследования в данной области очень важны, так как, в конечном счете, цифровое радиовещание позволит:

- путем применения наилучших с позиций сегодняшнего дня технологий организовать высококачественное звуковое вещание во всех полосах частот, выделенных для организации наземных сетей цифрового радиовещания. Это особенно важно для России с ее крайне неравномерным распределением компактных мест проживания населения по территории, а также наличием значительных территорий с очень низкой плотностью населения;
- обеспечить возможность адресной передачи (как коллективной, так и избранной пользователям) разнообразной дополнительной информации (данные, текстовая и графическая информация, неподвижные изображения и т. п.);
- значительно повысить эффективность использования радиочастотного ресурса при одновременном существенном увеличении числа и качества передаваемых программ;
- в несколько раз уменьшить затраты на эксплуатацию передающего оборудования, прежде всего за счет экономии электроэнергии;
- сделать востребованными для населения все полосы частот, выделенные в России для наземного радиовещания, включая диапазоны НЧ, СЧ и ВЧ, практически не интересные населению, но очень важные с государственной точки зрения в силу особенностей распространения радиоволн;
- создать единые автоматизированные сети доставки программ радиовещания до населения;
- обеспечить возможность стационарного и мобильного приема программ радиовещания с высоким качеством, включая и многоканальные звуковые форматы, например, формат 5.1.

ТАБЛИЦА 1. Характеристики систем цифрового радиовещания, рекомендуемых ITU-R для применения в полосе частот 174...240 МГц диапазона ОВЧ (Европейская платформа цифровых технологий)

Наименование характеристики	Система DAB				Система DRM
	Режим передачи TM I	Режим передачи TM II	Режим передачи TM III	Режим передачи TM IV	Режим работы E
Полоса частот диапазона ОВЧ, МГц	174–240				47–68; 65,8–74; 76–90; 87,5–107,9; 174–240
Полоса частот радиоканала, МГц	1,536				0,096
Применение	Одночастотные сети, региональные сети, локальные сети, отдельные передатчики				
Тип модуляции	COFDM/DQPSK				OFDM/QAM
Число OFDM-символов во фрейме передачи	76	76	153	76	40
Параметры символов OFDM:					
– элементарный временной период T, мкс	0,49	0,49	0,49	0,49	83 1/3 (1/12 кГц)
– величина разноса несущих частот, Гц	1000	4000	8000	2000	444 4/9
– число несущих частот в частотном блоке OFDM	1536	384	192	768	213
– суммарная длительность символа OFDM, мс	1,246 (2552T)	0,312	0,156	0,623	2,5(30-T)
– длительность полезной части символа OFDM, мс	1 (2048T)	0,25	0,125	0,500	2,25(27-T)
– защитный интервал между символами OFDM, мс	0,246 (504T)	0,062	0,031	0,123	0,25 (3-T)
– отношение длительностей защитной и полезной частей символа OFDM	0,248	0,248	0,248	0,246	1/9
Модуляция поднесущих в частотном блоке OFDM	DQPSK				4-QAM; 16-QAM
Длительность фрейма передачи, мс	96 (196698T)	24 (49152T)	24 (49152T)	48 (98304T)	100
Длительность суперфрейма передачи, мс	–	–	–	–	400
Суммарная скорость передачи цифровых данных, кбит/с	2400	2400	2400	2400	37,3...186,4
Скорость передачи звуковых данных, кбит/с	32...384				37,3...186,4
Стандарт (алгоритм) кодирования цифровых аудиоданных	DAB (ISO/IEC 11172-3, Layer 2/ISO/IEC 11172-3, Layer 2); DAB+(ISO/IEC 13818-3, AAC; ISO/IEC FCD14496-3, AAC, SBR, PS; ISO/IEC 23003-1 MPEG Surround). Кодер HE-AAC v.2.				Кодер HE-AAC v.2; Кодер xHE-AAC; ISO/IEC FCD 14496-3, AAC, SBR, PS; ISO/IEC 23003-1 MPEG Surround (MPS)
Предисказание	Рек. 651 МККР				
Защита от одиночных цифровых ошибок	Канальное кодирование: – с равной защитой от ошибок при передаче пакетных данных (ECP); – неравной защитой от ошибок (UEP) отдельных частей аудиофрейма CRC-кодом с «выкалыванием» и скоростью кода 8/24 (защита заголовка, BAL, SCFSI), 8/18 (защита масштабных коэффициентов SCF), 8/14 (защита отсчетов ЗС и части поля данных X-PAD), 8/19 (защита части поля данных X-PAD, масштабных коэффициентов SCF и поля данных F-PAD).				Канальное кодирование с неравной защитой от ошибок CRC-кодом с «выкалыванием»: – скорость кода 0,25, 0,33, 0,4 и 0,62 при модуляции 4-QAM; – 0,33, 0,41, 0,5, 0,62 при модуляции 16-QAM.
Защита от групповых цифровых ошибок	Временное перемежение цифровых данных				
Защита от селективного частотного затухания в радиоканале	Перемежение DQPSK-ячеек				Перемежение QAM-ячеек
Рандомизация цифровых данных	Имеется				
Форматы звуковых сигналов: DAB DAB+/DMB/DRM+	Моно (1/0); двухканальное стерео (2/0) Моно (1/0); двухканальное стерео (2/0); многоканальное стерео, например, формата 5.1				
Максимальное расчетное расстояние между передатчиками в одночастотной сети, км	96	24	12	48	75

Основные недостатки систем цифрового наземного радиовещания связаны с их преимуществами:

– при ухудшении отношения сигнал-шум в точке приема ниже порогового значения на 1...2 дБ звук становится прерывистым, а потом пропадает совсем. В отличие от этого в аналоговых системах радиовещания для приема программ с заданным нормативным качеством требуются гораздо большие значения отношения сигнал/шум, чем в цифровых. Однако даже при отношении сиг-

нал/шум ниже требуемых значений прием программы возможен, хотя и с пониженным качеством звучания и большим уровнем помех, в аналоговых системах радиовещания отсутствует пороговый эффект при радиоприеме, свойственный системам цифрового радиовещания;

– модулированный сигнал в системах цифрового радиовещания требует применения радиочастотных усилителей с высокой линейностью амплитудной характеристики, вследствие повышен-

ного отношения пиковой мощности к ее среднему значению. Цифровые передатчики, вследствие этого фактора могут быть дороже и иметь худший КПД, по сравнению с передатчиками аналоговых систем вещания. Однако увеличения потребления электроэнергии не происходит из-за уменьшения требуемой выходной мощности передатчиков цифрового радиовещания:

- цифровая обработка принимаемого сигнала в приемнике требует больше энергетических ресурсов, что критично для носимой аппаратуры с автономными источниками питания;

- цифровое радиовещание, по сравнению с аналоговым, требует существенно более тщательного частотно-территориального планирования из-за порогового эффекта при радиоприеме.

Очевидно, что интеграция Российской Федерации в мировое информационное пространство невозможна без применения цифровых технологий радиовещания, рекомендованных международным союзом электросвязи ITU-R.

Переход на цифровое радиовещание может быть успешно осуществлен только после реализации целого ряда мероприятий, в перечень которых входят не только разработка собственно системы цифрового радиовещания, но, что не менее важно для практического продвижения данной технологии, это:

- разработка необходимых нормативных документов;
- проведение опытного радиовещания;
- принятие национальными администрациями связи решений о выделении полос частот для соответствующих видов излучений;
- разработка приемной и передающей техники с конкурентоспособными ценами и потребительскими параметрами и насыщение ею рынков вещателей и слушателей.

Аналоговые радиовещательные станции в России традиционно работают в диапазонах НЧ, СЧ, ВЧ, а также в полосах 65,9...74, 87,5...108 МГц диапазона ОВЧ. Цифровые же стандарты (как DAB, так и DRM+) согласно международному частотному планированию могут использовать также полосу 174...240 МГц, которая в России (174...230 МГц), как было отмечено ранее, на практике используется только для аналогового телевидения, с потенциалом высвобождения частот в будущем под другие службы. Таким образом, целесообразно рассмотреть возможность совместного использования данной полосы всеми вышеописанными системами.

Частотное планирование систем цифрового телевидения и радиовещания в полосе частот 174...240 МГц диапазона ОВЧ

Значения несущих частот в системах семейства DAB жестко заданы рекомендацией ITU-R [18] и не

могут быть произвольно изменены без нарушения её требований. Полоса частот радиоканала систем семейства DAB составляет 1,536 МГц, а с учетом защитных частотных интервалов около 1,712 МГц.

Радиоканал системы DRM+ при работе в диапазоне ОВЧ существенно уже, он составляет 96 кГц. В соответствии с рекомендацией ITU-R BS.1660-7 в полосе частот 174...240 МГц центральные частоты DRM-каналов должны быть расположены на расстоянии 100 кГц, начиная с частоты 174,05 МГц. Иначе говоря, они должны быть целочисленно кратны значению 100 кГц до самой верхней границы данного диапазона. Для системы DRM+ защитные частотные полосы составляют около 2 кГц с каждой стороны спектра.

Защитные отношения для сигналов систем DAB и DRM+ от воздействия сигналов других служб, включая и аналоговые системы телевидения, представлены в [18]. Эти материалы легко доступны и, вследствие ограниченного объема статьи здесь не приводятся. Они должны быть учтены при разнеске несущих частот смежных каналов телевидения и радиовещания.

В Европе полоса частот радиоканала телевидения составляет 7 МГц. Сетка каналов систем семейства DAB составлена с учетом этого факта. Это не создает проблем при использовании данного диапазона частот одновременно для телевидения (DVB-T2) и радиовещания в форматах DAB/DAB+. При этом в каждом канале ТВ шириной 7 МГц размещается по 4 блока мультиплексов семейства DAB [18] (рисунок 1а). Здесь же приведена и ширина полос для защитных интервалов. При этом в каждом частотном блоке DAB размещается также с учетом рекомендуемых защитных интервалов и требований частотного планирования по 15 частотных блоков DRM (рисунок 1б). В каждом канале шириной 7 МГц укладывается до 70 каналов системы DRM+.

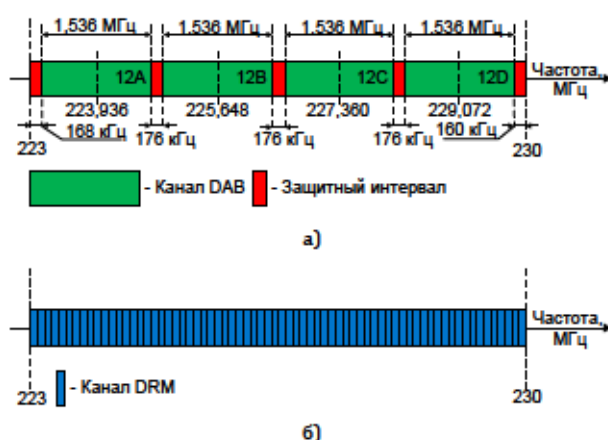


Рис. 1. Размещение каналов DAB (а) и DRM+ (б) на примере 12 ТВК (европейская сетка частот 7 МГц) с учетом рекомендации ITU-R BS.1660-7 [18]

Следовательно, в обоих случаях в Европе, где полоса частот канала телевидения составляет 7 МГц, не возникает никаких проблем при переходе в полосу частот 174...240 МГц на цифровое радиовещание форматов DAB и DRM+. Для систем DAB и DRM+ спектральные маски излучения, влияющие на величину требуемых защитных частотных интервалов, приведены в [18].

В отличие от Европы, в России полоса частот радиоканала телевидения составляет 8 МГц и сет-

ка размещения DAB-блоков, принятая в [18], создает ряд проблем при совместном использовании её для целей цифрового телевидения и цифрового радиовещания. Часть DAB-блоков не помещается в эту сетку (рисунок 2). Для системы DRM+ такой проблемы не возникает. В одном ТВ-канале шириной 8 МГц можно расположить до 80 каналов DRM+, а во всей полосе частот 174...240 МГц, соответственно – до 660 каналов DRM+.



Рис. 2. Размещение каналов DAB в каналах телевидения с учетом европейской (7 МГц) и российской (8 МГц) сетки частот

Таким образом, в случае перехода к цифровому радиовещанию в формате DAB при принятом в России частотном планировании, в каждом радиоканале 8 МГц будут оставаться неиспользуемые части спектра. Эти полосы частот показаны на рисунке 2 красным цветом; их появление снижает спектральную эффективность использования данной полосы частот.

Диверсификация радиоканала вещательного телевидения в полосе частот 174...240 МГц

Учитывая сложившуюся в России ситуацию в области телевидения, обусловленную переходом к версии стандарта DVB-T2, использованием на практике для этой цели только полосы частот 470...790 МГц и постепенным высвобождением полосы частот 174...240 МГц, а также сложную обстановку, связанную с переходом на цифровое радиовещание в полосах частот 65,9...74 МГц и 87,5...108 МГц, где применяются высококачественные аналоговые системы стереофонического радиовещания и используется современное и высокоэффективное приемопередающее оборудование, разумным шагом, позволяющим ускорить внедрение цифрового радиовещания в РФ, является диверсификация радиоканала телевидения в полосе частот 174...240 МГц.

Возможность использования в переходный период полосы частот 174...240 МГц для передачи программ цифрового телевидения и радиовещания, несомненно, повысит его притягательность для населения, будет способствовать привлечению в эту полосу частот диапазона ОВЧ коммерческих радиовещателей, позволит накопить опыт производства и передачи программ в цифровом формате.

Можно использовать эту полосу частот также для отработки технологий и для накопления опыта мобильного радиоприема программ телевидения и радиовещания. Исследования в области построения совмещенных (интегрированных) трактов доставки программ телерадиовещания через общий радиоканал на базе использования технологий систем DAB и DRM важны для практики. Они соответствуют работам, проводимым ITU-R в данной области, их результаты могут быть положены в основу при модернизации существующих вещательных сетей.

Накопленный опыт о взаимном влиянии спектров систем DVB-T2, DAB+ и DVB-T2, DRM+ [19, 20] позволяет предложить следующие варианты диверсификации радиоканала телевидения в полосе частот 174...240 МГц.

сии стандарта был добавлен также и алгоритм компрессии MPEG D Surround [25], специально предназначенный для кодирования сигналов многоканальной стереофонии, например, формата 5.1.

В добавлении [8] к версии стандарта [7], благодаря усилиям разработчиков из разных стран [26], появилась возможность передачи и видеoinформации, за счет добавления алгоритмов компрессии видеоданных, реализованных в кодеке H.264/MPEG-4 AVC; H.264/MPEG-4 SVC, а также алгоритмов JPEG, PNG, MNG, BMP, etc и ASCII text, etc [27]. Это превратило систему DAB в полноценную систему передачи мультимедийной информации, получившую название T-DMB. Основные её характеристики представлены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Характеристики системы цифрового мультимедийного вещания, рекомендуемой ITU-R для применения в полосе частот 174...240 МГц диапазона ОВЧ (Европейская платформа цифровых технологий)

Наименование характеристики	Система T-DMB (Мультимедийная система A, ITU-R BT.18336, ITU-R BT.2049-7, ETSI TS 102 428 V1.2.1 (2009-04))
Полоса частот диапазона ОВЧ, МГц	174-240
Полоса частот радиоканала с учетом защитной полосы, МГц	1,712
Полоса частот радиоканала, МГц	1,536
Применение	Одночастотные сети, региональные сети, локальные сети, отдельные передатчики
Условия работы	Портативные и стационарные приемники
Условия радиоприема	Многолучевость и затенения, мобильный прием
Транспортный поток	MPEG-2 TS
Виды передаваемой информации	Звуковые программы, программы телевидения, данные, данные сопутствующие программам, данные быстрого доступа
Тип модуляции	COFDM/DQPSK
Частотное планирование	Рекомендация ITU-R BS. 1114-9, ITU-R BS. 1660-7
Цифровая платформа передачи основных цифровых потоков/режимы передачи	DAB (ETSI EN 300 401 V1.4.1; ITU-R BS. 1660-7) / Режим I, Режим II, Режим III, Режим IV
Число поднесущих в частотном блоке COFDM/режим работы	1536/Режим I; 384/Режим II; 192/Режим III; 768/Режим IV
Расстояние между поднесущими частотами, кГц /режим работы	1/Режим I; 4/Режим II; 8/Режим III; 2/Режим IV
Длительность OFDM-символа, мкс/режим работы	1246/Режим I; 312/Режим II; 156/Режим III; 623/Режим IV
Длительность защитного интервала OFDM-символа, мкс /режим работы	246/Режим I; 62/Режим II; 31/Режим III; 123/Режим IV
Длительность полезной части OFDM-символа, мкс /режим работы	1000/Режим I; 256/Режим II; 125/Режим III; 500/Режим IV
Длительность нулевого символа, мкс /режим работы	1297/Режим I; 324/Режим II; 168/Режим III; 649/Режим IV
Модуляция поднесущих в частотном блоке OFDM-символа	DQPSK

Наименование характеристики	Система T-DMB (Мультимедийная система A, ITU-R BT.18336, ITU-R BT.2049-7, ETSI TS 102 428 V1.2.1 (2009-04))
Длительность фрейма передачи, мс/режим работы	96/Режим I; 24/Режим II; 24/Режим III; 48/Режим IV
Скорость передачи, Мбит/с	0,576...1,728
Пропускная способность канала передачи данных, связанных с программой (PAD), кбит/с	0,66...64 кбит/с; (за счет уменьшения пропускной способности аудиоканала;
Пропускная способность канала быстрого доступа FIC, не более, кбит/с	16
Защита цифровых данных от одиночных ошибок	Сверточное кодирование со скоростью кода от 1/3 (самый высокий уровень защиты) до 3/4 (самый низкий)
Защита цифровых данных от групповых ошибок	Временное перемежение цифровых данных с глубиной перемежения равной 16 кадров
Защита цифровых данных от селективного затухания в радиоканале	Частотное перемежение (перемежение DQPSK-ячеек)

Укрупненная структурная схема передающей части системы T-DMB представлена на рисунке 5 [8, 26]. Важно, что процедуры формирования логических каналов, обработки данных основных цифровых потоков (рандомизация, канальное кодирование, временное перемежение цифровых данных и ячеек модуляции), применяемых видов модуляции остались теми же самыми, что и в системе DAB проекта Eureka 147. Это позволяет говорить об обратной совместимости семейства DAB: приемник DMB может принять сигналы всех форматов семейства (DMB/DAB+/DAB); приемник DAB+ может принимать сигналы форматов DAB+/DAB и не может декодировать сигнал DMB; приемник DAB, в свою очередь, может принимать только сигналы формата DAB.

Примеры возможных вариантов передачи программ телевидения и радиовещания с использованием технологии систем семейства DAB представлены на рисунке 6 [28]. Если мультиплекс семейства DAB содержит аудиоданные с использованием только кодера MPEG-1 Layer II, то он передает примерно до 9 программ звукового вещания (см. рисунок 6а). Применение кодера MPEG-4 HE-AAC v.2 позволяет передать уже до 28 программ звукового вещания в одном радиоканале DAB (см. рисунок 6б). Если мультиплекс содержит данные кодера MPEG-1 Layer II и кодера MPEG-4 HE-AAC v.2, то в полосе частот радиоканала DAB+ шириной 1,536 МГц можно, например, одновременно передать 5 программ 3В в формате MPEG-1 Layer II и до 11 программ 3В в формате MPEG-4 HE-AAC v.2 (см. рисунок 6в). И, наконец, в полосе частот радиоканала 1,536 МГц можно передать 3 программы 3В в стандарте MPEG-1 Layer II, 8 программ 3В в стандарте MPEG-4 HE-AAC v.2 и 2 программы мобильного телевидения (см. рисунок 6г).

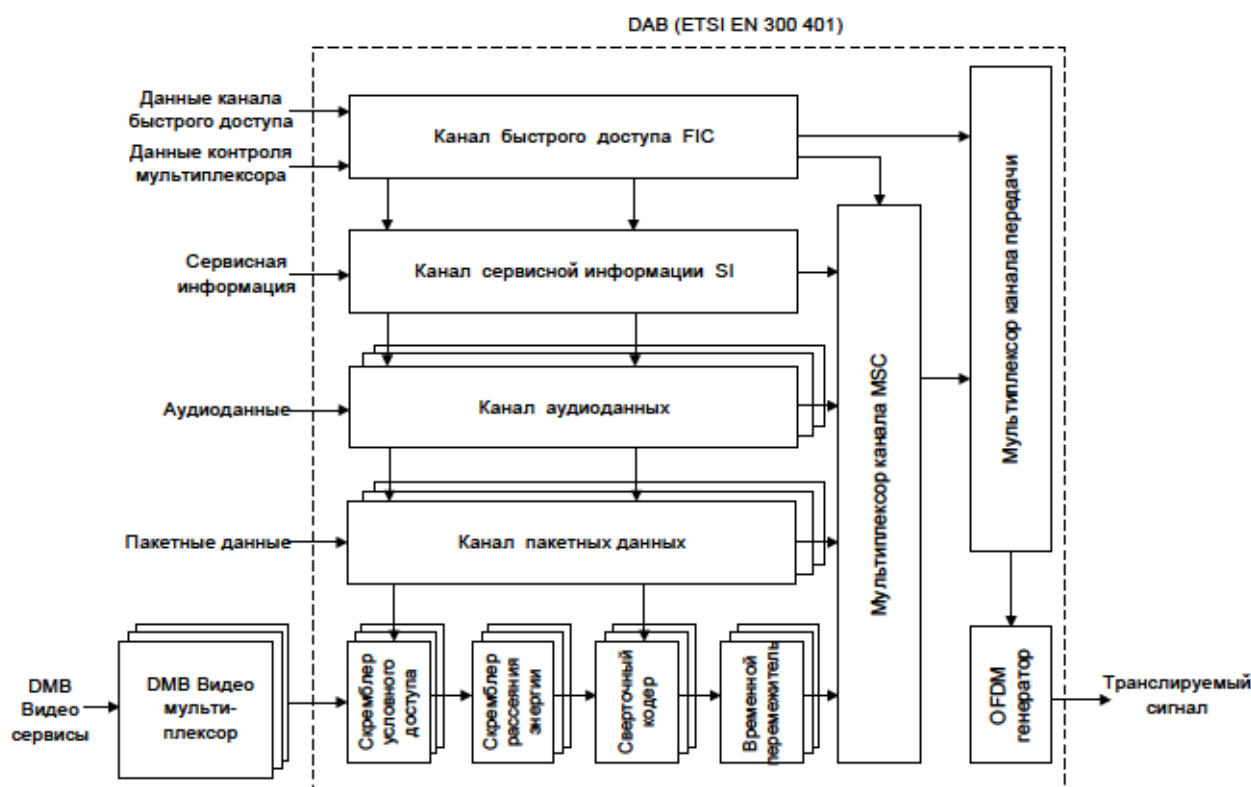


Рис. 5. Увеличенная структурная схема системы DAB с возможностью передачи видеонформации (T-DMB)

Семейство DAB/DAB+/DMB – это гибкая технология, при ее применении возможен мобильный прием на простую штыревую антенну самой раз-

нообразной мультимедийной информации, включая и мобильное телевидение.

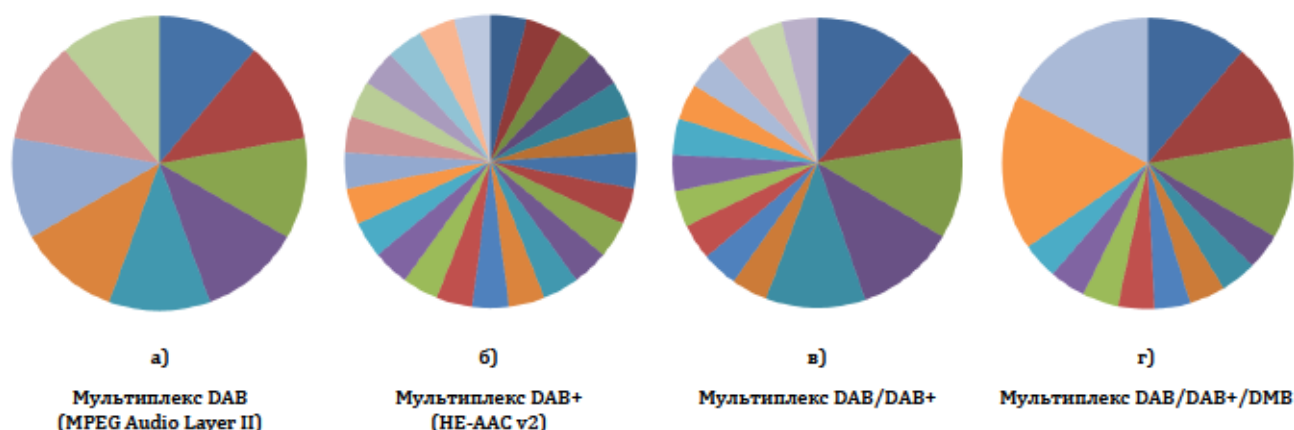


Рис. 6. Примеры возможных вариантов передачи программ ТВ и ЗВ в мультиплексе DAB/DAB+/DMB

Заключение

1) В соответствии с рекомендацией ITU-R [18] для цифрового телевидения и радиовещания в диапазонах ОВЧ и УВЧ выделены следующие полосы частот: 47–68, 65,9–74 МГц; 76–87,5...108 МГц; 174...240 МГц; 470...790 МГц. Рекомендуется полосы частот 65,9...74 МГц и 87,5...108 МГц использовать только для передачи программ радиовещания в формате DRM+. В этих полосах частот возможен постепенный переход к цифровому радиовещанию без предварительного вывода из эксплуатации аналоговых передатчиков, они могут быть

выведены из эксплуатации по мере выработки ими ресурса [16, 17].

В полосе частот 470...790 МГц возможен постепенный переход на систему цифрового телевидения DVB-T2 с сохранением прежней полосы частот радиоканала. Для Европы это 7 МГц, а для России соответственно 8 МГц. Здесь возможна одновременная передача программ ТВ и РВ без изменения принятого частотного планирования только на основе применения последней версии стандарта DVB-T2. В полосе частот 174...240 МГц, ситуация для России оказывается несколько сложнее.

2) В соответствии с рекомендацией ITU-R BS.1660-7 (10/2015) полоса частот 174...240 МГц диапазона ОВЧ может быть использована радиовещательными системами только стандартов DAB и DRM+.

3) В период постепенного перехода к цифровым технологиям в России всё более отчетливо проявляется следующая тенденция использования полос частот, выделенных для цифрового телевидения и радиовещания:

– полосы частот 65,9...74, 87,5...108 МГц рекомендуется использовать только для передачи программ цифрового радиовещания и сопутствующей им информации. Система РАВИС, ориентированная на передачу как программ радиовещания так и телевидения и позиционируемая разработчиками как мультимедийная аудиовизуальная цифровая система, отсутствует в последней рекомендации ITU-R BS.1114-9. (06/2015) [6]. Система РАВИС включена в более ранние отчеты ITU-R при выполнении исследовательских работ в области цифрового телерадиовещания, как вклад Российской Федерации (отчеты ITU-R BT.2049; ITU-R BS.2214). В силу этой причины в нашей стране представляется целесообразным применение в этих полосах частот системы DRM (режим работы E). Это снимает проблемы, связанные с интеграцией России в международное информационное пространство и с необходимостью организации собственного производства радиоприемной аппаратуры формата РАВИС;

– полосу частот 174...240 МГц рекомендуется использовать для передачи программ телерадиовещания и различной сопутствующей им информации. Для работы в этой полосе частот рекомендуются транспортные механизмы системы DAB, которая постепенно трансформируется в мультимедийную систему DAB/DMB, рекомендуемую ITU-R для одновременной передачи аудио- и визуальной информации при возможности мобильного радиоприема;

– полоса частот 470...790 МГц в России используется для передачи программ цифрового телевидения в основном для стационарного их радиоприема. Выбор европейского стандарта DVB-T2 представляется вполне оправданным. Более поздняя версия данного стандарта DVB-T2 Lite предусматривает также и возможность мобильного приема и совместной передачи в одном радиоканале программ телевидения и радиовещания. Но все же основное назначение, на сегодняшний день – это стационарный прием программ цифрового телевидения.

4) В России в период перехода к «цифре» достаточно разумным шагом представляется возможность использования полосы частот 174...240 МГц для отработки технологий мобильного приема программ телевидения и радиовещания на основе применения стандартов DAB/DAB+/DMB и DRM+. Это позволит уточнить параметры каждого из мультиплексов, определиться с составом и качеством передаваемых программ, включая и форматы видео- и звуковых сигналов, на основе использования стандартного передающего и приемного оборудования, оценить востребованность этих новых технологий населением в условиях мобильного радиоприема.

5) В конечном итоге, после завершения переходного периода полоса частот 174...240 МГц, скорее всего, будет отдана последней версии стандарта DAB/DMB, а полосы частот 65,9...74 МГц и 87,5...108 МГц – формату DRM+ как это и требует рекомендация ITU-R BS.1660-7 (10/2015) [18]. При этом полосу частот 174...240 МГц целесообразно использовать для совместной передачи программ телевидения и радиовещания с ориентацией на мобильный прием передаваемых программ в формате DAB/DMB.

Список используемых источников

1. ETSI EN 300 744 V1.6.2 (2015-10). Digital Video Broadcasting (DVB). Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television.
2. ETSI EN 302 755 V1.4.1 (2015-07). Digital Video Broadcasting (DVB). Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2).
3. ATSC Digital Television Standard. Part 1 – Digital Television System. Doc. A/53 Part 1: 2013 7 August 2013.
4. ARIB STD-B31 Version 2.2 (2014-3). Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting.
5. Framing Structure, Channel coding and Modulation for Digital Terrestrial Broadcasting System (DTMB) // Chinese National Standard GB 20600-2006. Publish Data 2006-08-18. Execution Data 2007-08-01.
6. Recommendation ITU-R BS.1114-9 (06/2015). Systems for Terrestrial Digital Sound Broadcasting to Vehicular, Portable and Fixed Receivers in the Frequency Range 30-3000 MHz.
7. ETSI EN 300 401 V2.1.1 (2016-10). Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers.
8. ETSI TS 102 428 V1.2.1 (2009-04). Digital Audio Broadcasting (DAB). DMB Video Service. User Application Specification.
9. ETSI ES 201 980 V4.1.1 (2014-01). Digital Radio Mondiale (DRM). System Specification.
10. In-Band/On-Channel Digital Radio Broadcasting Standard. NRSC-5 (September, 2011).
11. ARIB STD-B29 Version 2.2 (2005-11). Transmission System for Digital Terrestrial Sound Broadcasting.

12. ГОСТ Р 54309-2011. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Процессы формирования кадровой структуры, канального кодирования и модуляции для системы цифрового наземного узкополосного радиовещания в ОВЧ диапазоне. Технические условия.
13. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Отвечает ли отечественная система РАВИС потребностям локального радиовещания. Часть 1 // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. 2011. № 2. С. 34–38.
14. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Отвечает ли отечественная система РАВИС потребностям локального радиовещания. Часть 2 // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. 2011. № 3. С. 42–46.
15. Report ITU-R BT.2049-7 (02/2016). Broadcasting of Multimedia and Data Applications for Mobile Reception.
16. Горегляд В.Д., Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В., Соколов С.А. Рекомендации по внедрению в Российской Федерации стандарта радиовещания DRM+ // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. 2016. № 2. С. 28–32.
17. Владыко А.Г., Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В. Первые шаги стандарта DRM+ в Российской Федерации // Электросвязь. 2016. № 5. С. 60–66.
18. Recommendation ITU-R BS.1660-7 (10/2015). Technical Basis for Planning of Terrestrial Digital Sound Broadcasting in the VHF Band.
19. Горегляд В.Д., Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В., Соколов С.А. О возможности диверсификации радиоканала наземного цифрового телевидения // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. 2015. № 1. С. 26–29.
20. Горегляд В.Д., Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В., Соколов С.А. Диверсификация радиоканала телевизионного вещания // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. 2015. № 6. С. 42–46.
21. International Standard ISO/IEC 11172-3. Information Technology – Coding of Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media at Up to About 1,5 Mbit/s. Part 3: Audio. 1993-08-01.
22. International Standard ISO/IEC 13818-3. Information Technology. Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio Information. Part 3: Audio. 1995-05-15.
23. ISO/IEC FCD 14496-3 Subpart 1. Information Technology. Very Low Bitrate Audio-Visual Coding. Part 3: Audio, 1998-05-10 (ISO/JTC 1/SC 29, N2203).
24. International Standard ISO/IEC 13818-7. Information Technology. Generic Coding of Pictures and Associated Audio Information. Part 7: Advanced Audio Coding (AAC). 1997 (E).
25. ISO/IEC 23003-1:2007/Cor.1:2008. Information Technology. MPEG Audio Technologies. Part 1: MPEG Surround. TECHNICAL CORRIGENDUM 1. International Standards Organization. Geneva, Switzerland (2008).
26. Report ITU-R BT.2049-7 (02/2016). Broadcasting of Multimedia and Data Applications for Mobile Reception / DN Series. Broadcasting Service (television).
27. Recommendation ITU-T H.264 (02/2016).
28. Herrmann F., Erisman L.A., Prosch M. The Evolution of DAB // EBU TECHNICAL REVIEW. July 2007. URL: http://www.ebu.ch/en/technical/trev/trev_306-movie.pdf.

* * *

174 ... 240 MHz BAND DIVERSIFICATION DURING THE TRANSITION TO DIGITAL TELEVISION AND BROADCASTING

Y. Kovalgin¹, S. Myshyanov¹

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

Article info:

Article in Russian

For citation: Kovalgin Y., Myshyanov S. 174 ... 240 MHz Band Diversification during the Transition to Digital Television and Broadcasting // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 68–77.

Annotation: The article deals with the problems of transition from analogue to digital broadcasting standards in the Russian Federation. There is comparing Russian and European frequency planning in the range of 174-240 MHz. A variant of sharing a radio channel with a width of 8 MHz in the range 174-240 MHz with DAB / DMB and DRM systems due to account the frequency planning adopted in the Russian Federation is proposing. The characteristics of DRM, DAB, DMB systems are given. Links to all modern standards of digital television and broadcasting are given.

Keywords: digital television, digital broadcasting, DRM, DAB, DMB, radio channel diversification, frequency planning.

ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ МУЛЬТИСЕРВИСНОГО ТРАФИКА В КАНАЛООБРАЗУЮЩЕЙ АППАРАТУРЕ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ. ЧАСТЬ 3. АЛГОРИТМЫ ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ

А.А. Ковальский^{1*}

¹Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,
Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация

*Адрес для переписки: sake636@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Ковальский А.А. Исследование адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи. Часть 3. Алгоритмы диспетчеризации // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 78–85.

Аннотация: Статья посвящена вопросу организации адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации трафика мультисервисных сетей в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи с учетом изменяющейся помеховой обстановки. Разработаны алгоритмы диспетчеризации мультисервисного трафика с учетом приоритетов в обслуживании и нестационарности входящих информационных потоков. Проведено исследование зависимостей увеличения пропускной способности земных станций спутниковой связи от применения технологии статистического уплотнения и изменения параметров качества обслуживания разнородного трафика. Предложены рекомендации по модернизации каналообразующей аппаратуры земных станций спутниковой связи, а также разработан макет ее специального программно-математического обеспечения.

Ключевые слова: адаптивное мультиплексирование, диспетчеризация мультисервисного трафика, земная станция спутниковой связи.

Для решения задачи организации адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи (ЗССС) [1–3], а также управления параметрами качества обслуживания трафика [4, 5], предложен алгоритм диспетчеризации потоков мультисервисного трафика при адаптивном мультиплексировании (см. рисунок 1), который отличается от известных наличием механизма динамического назначения приоритетов при обслуживании мультисервисного трафика [6]. Схема работы алгоритма состоит из нескольких этапов.

Этап 1. Сбор статистических данных о параметрах входных потоков, ранжирование пакетов трафика согласно приоритету в обслуживании и направлении их в буфер адаптивного мультиплексора (блоки алгоритма 4, 5, 7, 11 на рисунке 1).

Этап 2. Производится проверка наличия свободного канального ресурса и ячеек памяти буфера адаптивного мультиплексора. Если в буфере мультиплексора имеются пакеты трафика низкого приоритета, то при его переполнении происходит сброс пакета и помещение на обслуживание в буфер пакетов с более высоким приоритетом (блоки алгоритма 12, 13, 14, 16, 18, 19 на рисунке 1).

Этап 3. Если в буфере мультиплексора нет пакетов низкого приоритета, то происходит отказ в обслуживании пакетов высшего приоритета, коррекция показателей качества обслуживания, пересчет ВВХ модели адаптивного мультиплексирования трафика мультисервисных сетей с учетом приоритетов в обслуживании и перераспределение приоритетов в обслуживании до тех пор, пока необходимое качество не будет достигнуто (блоки алгоритма 3, 6, 8, 15, 17, 20 на рисунке 1).

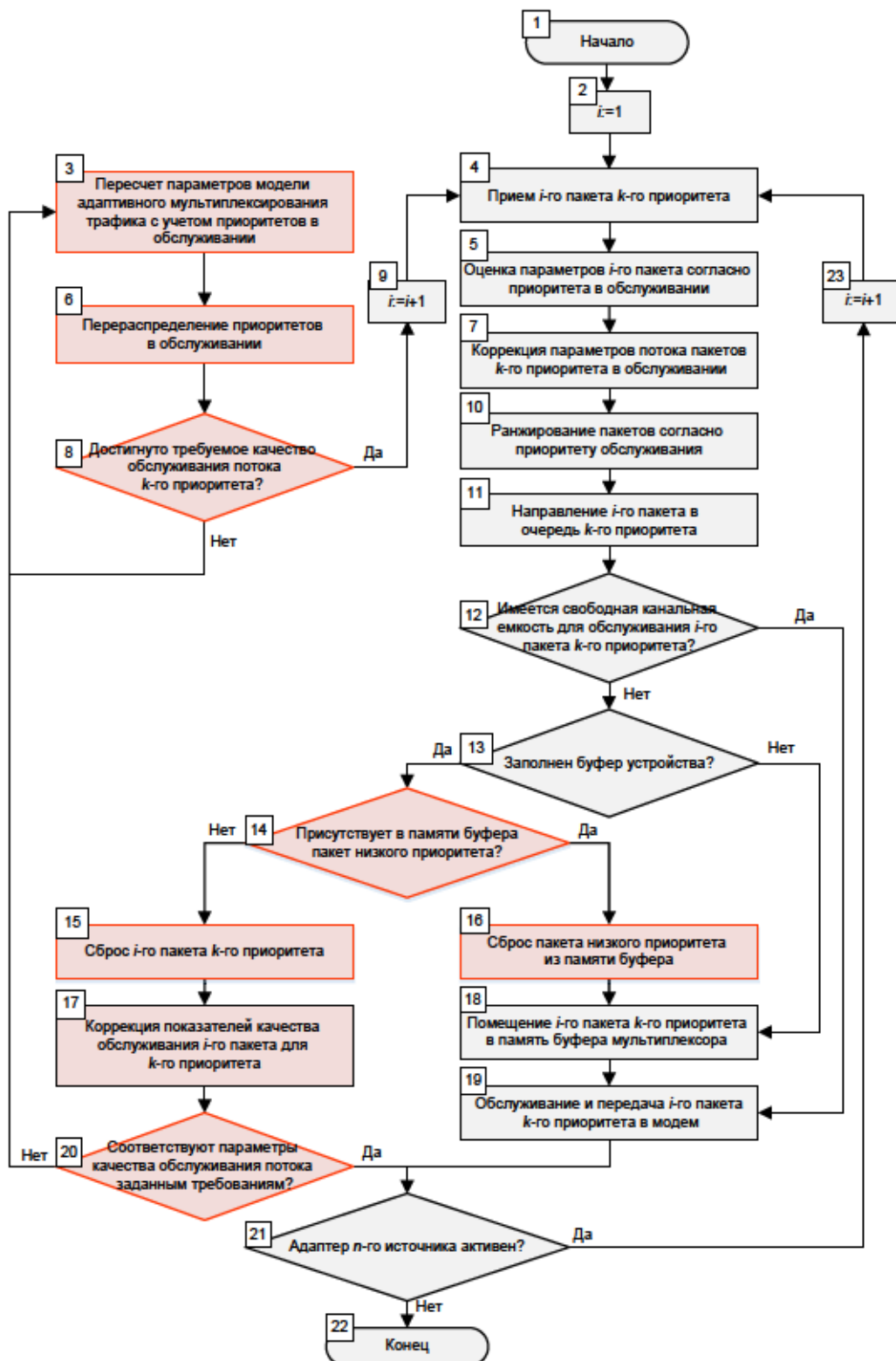


Рис. 1. Алгоритм диспетчеризации потоков мультисервисного трафика при адаптивном мультиплексировании с учетом приоритетов в обслуживании

В зависимости от складывающейся помеховой обстановки, в работе предложен альтернативный (более сложный и ресурсоемкий) алгоритм оперативного управления мультисервисного трафика при адаптивном мультиплексировании, представленный на рисунке 2. Данный алгоритм в ком-

плексе учитывает приоритетность, нестационарность, разнородность входящего мультисервисного трафика и применение в КОА ЗССС различных режимов работы модемного оборудования, в результате чего происходит изменение пропускной способности спутниковой радиолинии.

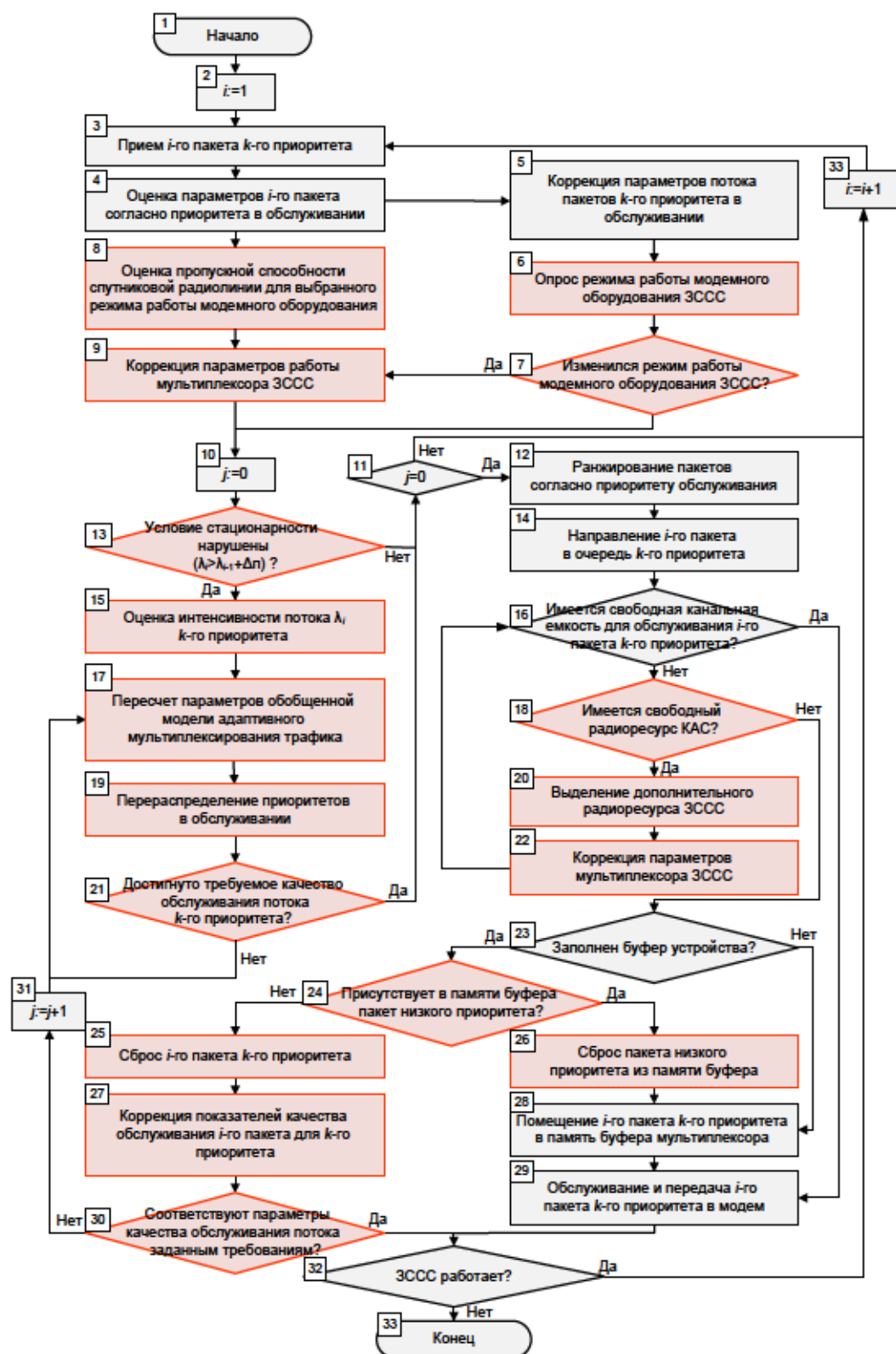


Рис. 2. Алгоритм диспетчеризации потоков мультисервисного, нестационарного трафика с учетом изменения пропускной способности каналов спутниковой связи

Схема работы данного алгоритма предполагает нескольких этапов.

Этап 1. Сбор статистических данных о параметрах входных потоков, опрос текущей конфигурации модемного оборудования с последующей коррек-

цией режима работы мультиплексора для учета изменения пропускной способности спутниковой радиолинии (блоки алгоритма 3–9 на рисунке 2).

Этап 2. Проведение оценки ВВХ трафика, включая проверку на нестационарность. Если интен-

сивность потока не выходит за пределы допустимого, то происходит ранжирование пакетов трафика согласно приоритету в обслуживании и направлении их в буфер адаптивного мультиплексора (блоки алгоритма 12–14 на рисунке 2).

Этап 3. Производится проверка наличия свободного канального ресурса и ячеек памяти буфера адаптивного мультиплексора. Если канального ресурса мультиплексора нет и его буфер переполнен, то выполняется запрос о выделении дополнительного радиоресурса ЗССС, с последующей коррекцией параметров режима работы адаптивного мультиплексора. Если в буфере мультиплексора имеются пакеты трафика низкого приоритета, то при его переполнении происходит сброс пакета и помещение на обслуживание в буфер пакетов с более высоким приоритетом (блоки алгоритма 16, 18, 20, 22–24, 28, 29 на рисунке 2).

Этап 4. В случае изменения интенсивности потока и выхода за пределы допустимого или если в буфере мультиплексора нет пакетов трафика низкого приоритета, то происходит отказ в обслуживании пакетов высшего приоритета, коррекция показателей качества обслуживания, пересчет ВВХ обобщенной модели адаптивного мультиплексирования трафика мультисервисных сетей и перераспределение приоритетов в обслуживании до тех пор, пока необходимое качество обслуживания не будет достигнуто (блоки алгоритма 15, 17, 19, 21, 25, 27, 30 на рисунке 2).

Для оценки изменения параметров трафика при адаптивном мультиплексировании проведено исследование зависимостей, которые изображены на рисунках 3 и 4. Расчеты проводились в пакете программ математического моделирования MathLab. В качестве исходных данных для моделирования использовались 3 вида трафика [7, 8]:

- IP-телефонии, с использованием GSM-кодека;
- видеопотока с применением MPEG-2 кодека;
- IP-трафика передачи данных.

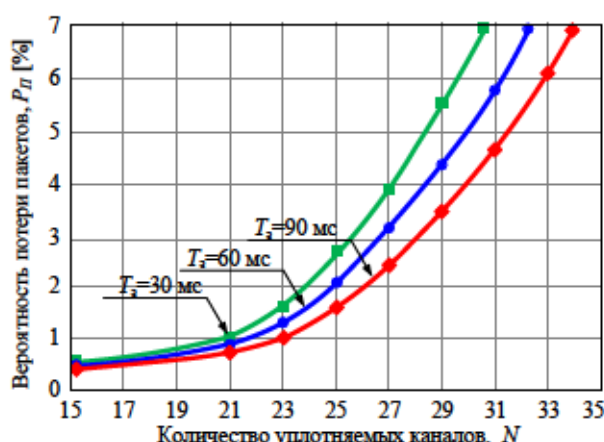


Рис. 3. Зависимость вероятности потери пакетов от количества источников трафика для различных значений допустимой задержки

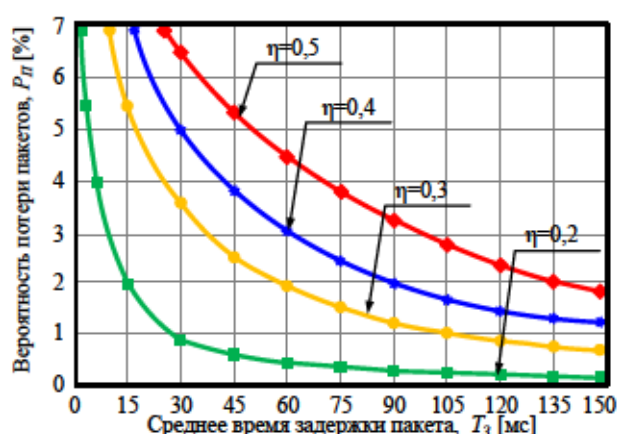


Рис. 4. Зависимость вероятности потери пакетов от задержки при различной активности источников трафика

Исходные данные для моделирования приведены в таблицах 1 и 2, где использованы следующие условные обозначения:

- η – коэффициент активности источника трафика;
- τ_a – среднее время активности абонента;
- τ_s – среднее время «молчания» абонента;
- τ_k – среднее время кодирования;
- K – канальная емкость мультиплексора;
- ρ – коэффициент мультиплексирования каналов;
- N – количество уплотняемых каналов;
- P_n – вероятность потери пакетов;
- T_n – среднее время задержки пакета;
- V_n – размер пакета;
- C_k – пропускная способность физических каналов.

ТАБЛИЦА 1. Исходные данные (см. рисунки 3–6)

Рис.	η	τ_a , с	τ_s , с	τ_k , мс	K	ρ	N	P_n , %	T_n , мс	V_n , бит	C_k , кбит/с
3	0,4	1,2	1,8	30	15	–	–	–	–	480	64
4	–	–	–	30	15	2	30	–	–	480	64
5	–	–	–	30	–	–	–	3	60	480	64
6	0,4	1,2	1,8	30	–	–	–	–	–	480	64

ТАБЛИЦА 2. Требования к качеству обслуживания (см. рисунок 6)

ρ	P_n , %	T_n , мс	ρ	P_n , %	T_n , мс	ρ	P_n , %	T_n , мс
ρ_1	1	30	ρ_4	3	30	ρ_7	5	30
ρ_2	1	60	ρ_5	3	60	ρ_8	5	60
ρ_3	1	90	ρ_6	3	90	ρ_9	5	90

Анализ зависимостей на рисунке 3 показал, что вероятность потери пакетов при адаптивном мультиплексировании мультисервисного трафика возрастает при увеличении количества организованных виртуальных каналов связи и уменьшается при увеличении времени задержки при обслуживании пакетов. Вероятность потери пакетов и задержка сообщений увеличиваются при повышении коэффициента активности источника трафика (см. рисунок 4).

Исходя из полученных результатов можно сделать вывод, что организация адаптивного мультиплексирования потребует нахождения оптимальных значений количества виртуальных каналов, емкости буфера для заданных значений пропускной способности спутниковой радиолинии и требований, предъявляемым к качеству обслуживания трафика [9]. Для оценки эффективности применения разработанных моделей и алгоритмов проведено исследование зависимостей изменения коэффициента мультиплексирования ρ от различных параметров мультиплексирования и свойств источников трафика (см. рисунки 5 и 6).

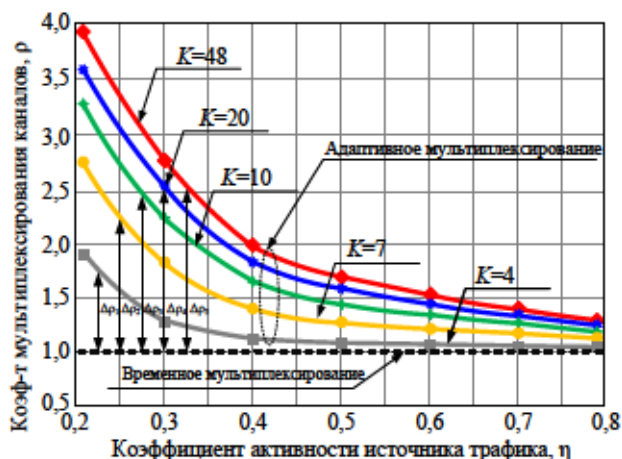


Рис. 5. Зависимость коэффициента мультиплексирования от активности источников трафика при изменении канальной емкости мультиплексора

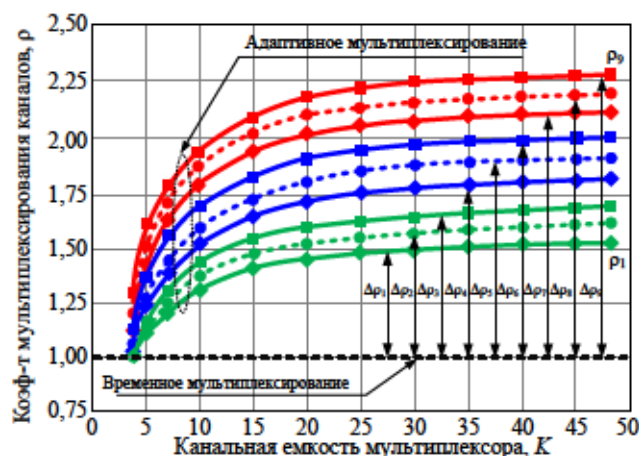


Рис. 6. Зависимость коэффициента мультиплексирования от канальной емкости мультиплексора при различных требованиях к качеству обслуживания

Коэффициент мультиплексирования каналов связи организуемых мультиплексором ЗССС повышается с ростом его канальной емкости и понижением активности источников трафика. Чем выше требования к качеству обслуживания, тем меньше коэффициент мультиплексирования.

Обобщая полученные зависимости, можно оценить достигаемый выигрыш в числе каналов, организуемых ЗССС на основе предложенной технологии адаптивного мультиплексирования [10] по сравнению с традиционной технологией мультиплексирования в различных условиях сигнально-помеховой обстановки (см. рисунок 7).

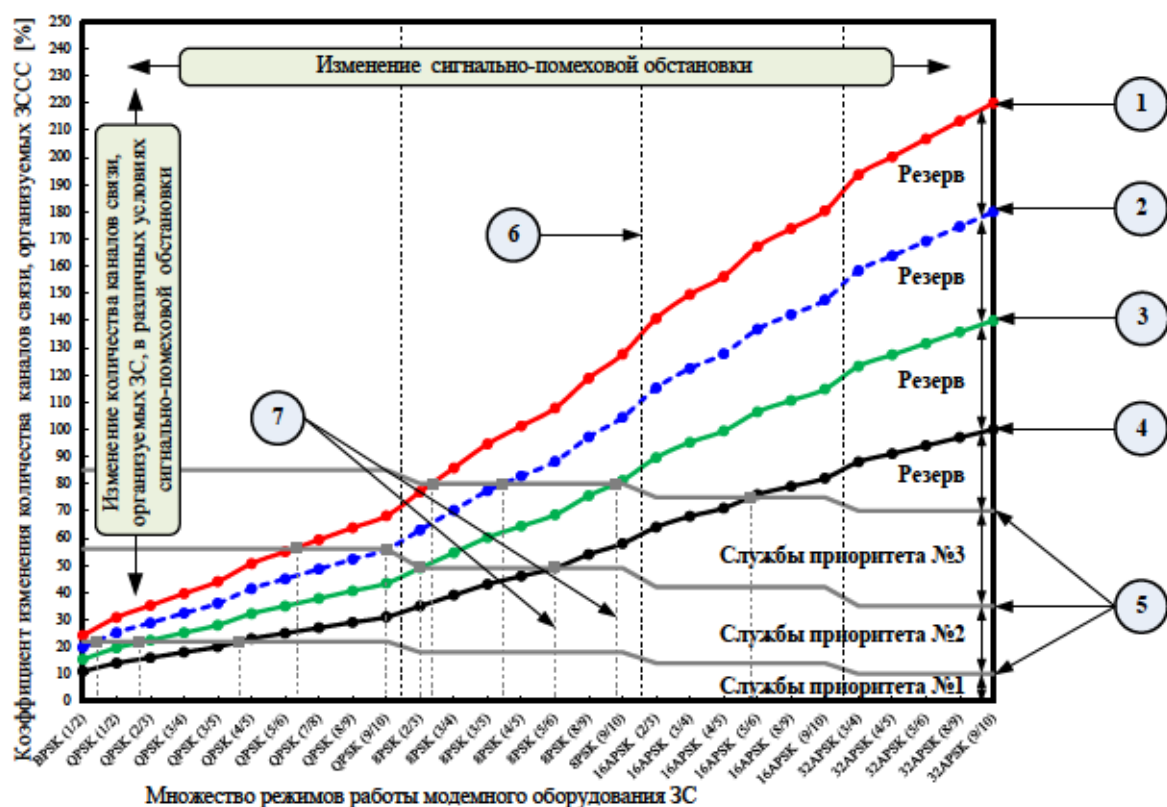


Рис. 7. График изменения количества каналов связи, организуемых ЗССС в различных условиях сигнально-помеховой обстановки

Для линий на рисунке 7 использованы следующие обозначения: 1 – адаптивное мультиплексирование при минимальных требованиях к качеству обслуживания; 2 – ...при усредненных требованиях...; 3 – ...при максимальных требованиях...; 4 – временное мультиплексирование при статическом закреплении каналов связи; 5 – количество организуемых каналов, необходимое для обеспечения служб заданного приоритета; 6 – граница изменения сигнально-помеховой обстановки; 7 – режим работы ЗССС, необходимый для обеспечения каналами связи служб заданного приоритета.

На основе полученных моделей и алгоритмов сформированы рекомендации по совершенствова-

нию специального программно-математического обеспечения (СПМО) мультиплексора ЗССС, которые позволяют оперативно управлять назначением приоритетов при диспетчеризации мультисервисного трафика и существенно повысить пропускную способность ЗССС. На основе СПМО мультиплексора реализован механизм диспетчеризации мультисервисного трафика ЗССС (см рисунок 8), который предназначен для организации управления трафиком, поступающим от разнообразных абонентов, контроля за выполнением требований к качеству обслуживания для заданного вида трафика и наличием канального ресурса мультиплексора.

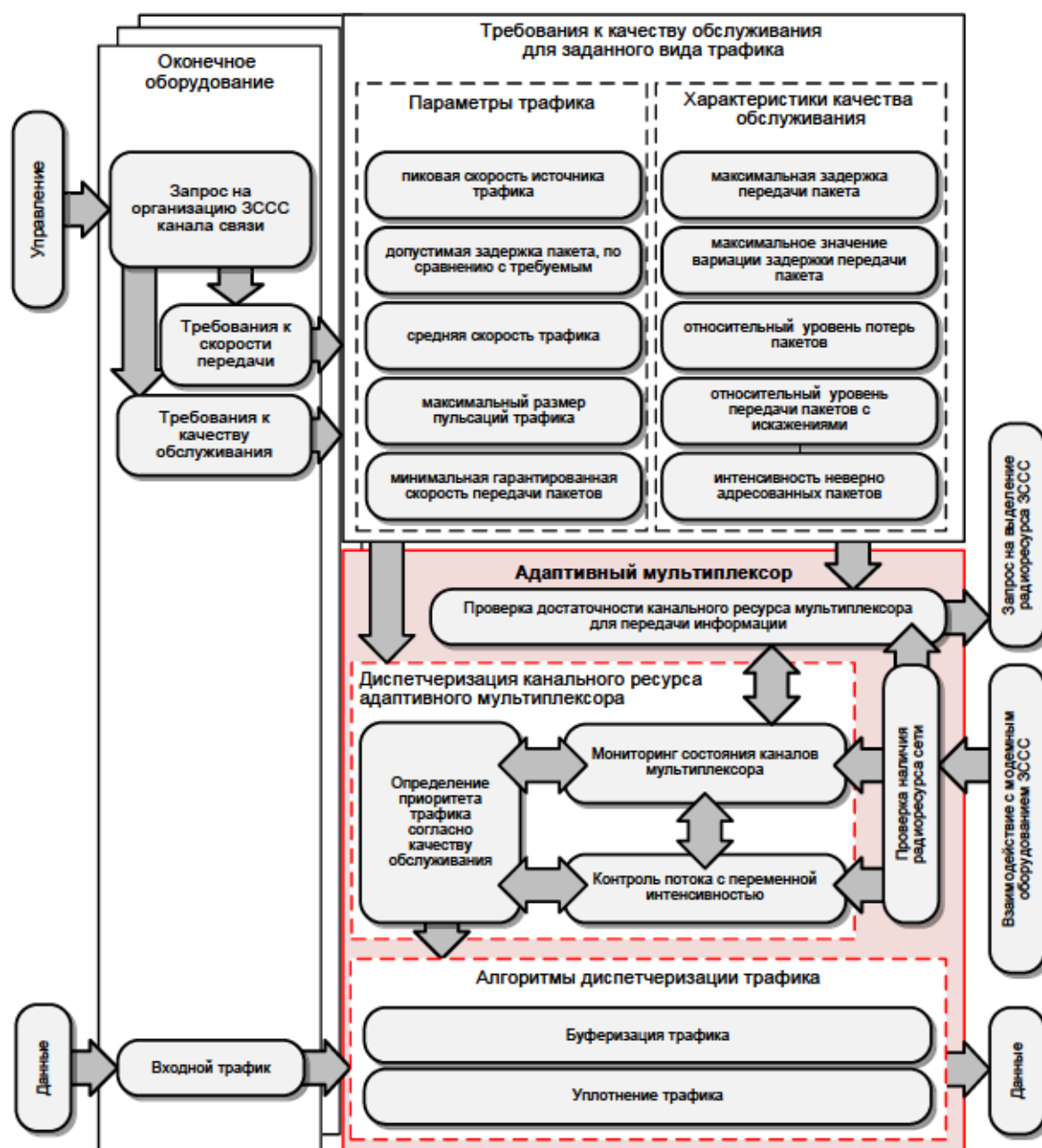


Рис. 8. Механизм диспетчеризации мультисервисного трафика реализуемого в СПМО адаптивного мультиплексора ЗССС

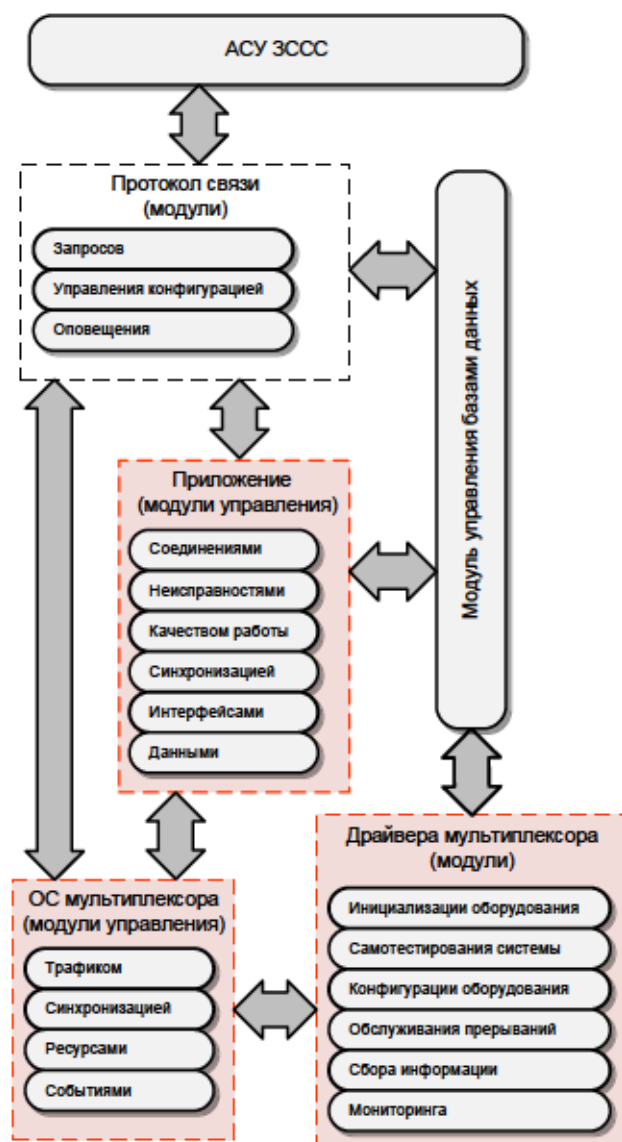


Рис. 9. Макет СПМО адаптивного мультиплексора ЗССС

В рамках проводимых исследований разработан макет СПМО мультиплексора, которое должно быть интегрировано в состав автоматизированной системы управления ЗССС (рисунок 9). Модульная структура СПМО мультиплексора должна состоять из операционной системы мультиплексора с поддержкой приоритетного многозадачного планирования в масштабах реального времени, драйверов оборудования и клиентского приложения для управления мультиплексором и диспетчеризации трафика.

Анализ основных свойств разработанных алгоритмов, в частности вычислительной сложности, показал целесообразность применения данных алгоритмов в составе СПМО нового парка ЗССС [11]. Для парка ЗССС предыдущих поколений, рекомендовано произвести модернизацию оборудования мультиплексора. Основные рассматриваемые пути модернизации – повышение производительности центрального процессора и емкости оперативной памяти мультиплексора ЗССС. Величина повышения будет зависеть от технических характеристик каналообразующей аппаратуры ЗССС.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что использование технологии адаптивного мультиплексирования в сочетании с механизмом динамического назначения приоритетов в обслуживании мультисервисного трафика позволяют заметно увеличить число уплотняемых каналов связи по сравнению с традиционной технологией мультиплексирования, что соответствует повышению пропускной способности ЗССС. При этом стоит отметить, что повышение пропускной способности будет зависеть от требований, предъявляемых к качеству обслуживания, структуры передаваемого трафика, а также выбора режима работы модемного оборудования. Так, при наиболее жестких требованиях к качеству обслуживания выигрыш составит до 40 %, без требований (предельно достижимые значения) до 120 %, что в среднем составляет порядка 80 %.

Список используемых источников

1. Ковальский А.А. Исследование адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи. Часть 1. Обоснование и постановка задачи // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 57–65.
2. Ковальский А.А. Исследование адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи. Часть 2. Модели адаптивного мультиплексирования трафика // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 2. С. 84–92.
3. Ковальский А.А. Модели адаптивного мультиплексирования и алгоритмы диспетчеризации мультисервисного трафика земных станций спутниковой связи в условиях изменяющейся помеховой обстановки // Труды МАИ. 2016. Вып. 90. С. 20.
4. Кузичкин А.В., Ковальский А.А., Зиннуров С.Х. Оперативное распределение радиоресурса спутника-ретранслятора при нестационарном входном потоке сообщений с учетом запаздывания в управлении // Инженерная физика. 2015. Вып. 6. С. 49–57.
5. Зиннуров С.Х., Ковальский А.А., Кузичкин А.В. Динамическое распределение радиоресурса ретранслятора с учетом неоднородности трафика и запаздывания при управлении // Известия института инженерной физики. 2014. Т. 4. № 34. С. 51–56.
6. Топорков И.С., Ковальский А.А., Зиннуров С.Х. Модель и алгоритм управления процессом резервирования ресурса сети спутниковой связи при обслуживании мультисервисного нестационарного трафика // Известия института инженерной физики. 2016. Т. 1. № 39. С. 37–47.

7. Adas A. Traffic Models in Broadband Networks // IEEE Communication Magazine. 1997. Vol. 35. Iss. 7. PP. 82–89.
8. Muscariello L., Mellia L., Meo M., Ajmone M., Marsan, Cigno R. Lo. Markov Models of Internet Traffic and a New Hierarchical MMPP Model // Computer Communications. 2005. Vol. 28(16). PP. 1835–1851.
9. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. М.: Машиностроение. 1979, 432 с.
10. Худяков Г.И. Пропускная способность цифровых каналов электросвязи с квадратурной амплитудной модуляцией // Электросвязь. 2010. № 6. С. 38–40.
11. Цветков К.Ю., Осташов И.Т., Косяков Е.Н. Радиорелейные и спутниковые системы передачи информации специального назначения: учебник. СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2013. 319 с.

* * *

RESEARCH OF ADAPTIVE MULTIPLEXING AND SCHEDULINGS OF THE MULTISERVICE TRAFFIC IN THE CHANNELING EQUIPMENT OF TERRESTRIAL STATIONS OF SATELLITE COMMUNICATION. PART 3. SCHEDULING ALGORITHMS

A. Kovalsky¹

¹Military space academy of A.F. Mozhaysky,
St. Petersburg, 197198, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Kovalsky A. Research of Adaptive Multiplexing and Scheduling of the Multiservice Traffic in the Channeling Equipment of Terrestrial Stations of Satellite Communication. Part 3. Scheduling Algorithms // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 78–85.

Abstract: Article is devoted to a question of the organization of adaptive multiplexing and scheduling of traffic of multiservice networks in the channeling equipment of terrestrial stations of satellite communication taking into account the changing interfering situation. Algorithms of scheduling of a multiservice traffic taking into account priorities in service and not stationarity of the incoming information flows are developed. The research of dependences of increase in bandwidth of terrestrial stations of satellite communication on use of technology of statistical consolidation and change of parameters of service quality of a diverse traffic is conducted. Recommendations about upgrade of the channeling equipment of terrestrial stations of satellite communication are offered, and also the model of special program software of the channeling equipment of terrestrial stations of satellite communication is developed.

Keywords: adaptive multiplexing, scheduling of a multiservice traffic, terrestrial station of satellite communication.

МЕТОДЫ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ САМОПОДОБНОГО ТРАФИКА В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ

С.М. Одоевский^{1*}, В.П. Хоборова¹

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

*Адрес для переписки: odse2017@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.394.343

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Одоевский С.М., Хоборова В.П. Методы прогнозирования качества обслуживания самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 86–92.

Аннотация: Трафик в современных мультисервисных сетях имеет свойства, присущие самоподобным случайным процессам. В данной статье рассматриваются аналитические и имитационные методы, позволяющие прогнозировать качество обслуживания потоков данных в устройствах коммутации мультисервисной сети по показателю среднего времени ожидания начала обслуживания при различной степени самоподобия входного трафика.

Ключевые слова: мультисервисная сеть, самоподобный трафик, среднее время ожидания.

Потоки данных, циркулирующие в современных мультисервисных сетях, представляют собой сумму множества разнородных как независимых, так и взаимосвязанных потоков, приводящих к существенной нестационарности и пульсациям с долгосрочными зависимостями. Подобное поведение трафика в большинстве публикаций принято объяснять наличием в нем свойств самоподобия (фрактальности) [1–6].

Появление мощных скачков интенсивности в произвольные моменты времени приводит к резкому увеличению задержек и потерь пакетов в мультисервисной сети, что обуславливает значительные ухудшения показателей качества обслуживания (ПКО) потоков данных. Для принятия своевременных мер по предотвращению подобных явлений необходимо уметь прогнозировать их влияние на ПКО, а для этого нужны соответствующие математические модели и методы.

В настоящее время качество телекоммуникационных услуг мультисервисных сетей нормируется в основном рекомендациями ITU-T, ETSI, 3GPP, IETF и отдельными отечественными руководящими документами. С учетом всех этапов (стадий) предоставления услуг (доступ к услуге, передача информации, завершение сеанса связи) и различ-

ных проявлений задержек, искажений и потерь информации в указанных документах приводится довольно большой перечень оцениваемых и нормируемых параметров (показателей) качества обслуживания. Например, в рекомендации ITU-TG.1000 предлагается целая матрица параметров размером 11×7.

С точки зрения вклада в итоговое качество обслуживания со стороны отдельных устройств коммутации мультисервисной сети, реализующих, прежде всего, функции протоколов передачи и коммутации пакетов не выше третьего уровня ЭМВОС, можно ограничиться четырьмя показателями [1]: скорость передачи (v), задержка (τ), джиттер (σ) и вероятность потерь (p).

Учитывая случайный характер обслуживаемых потоков данных первые два (v и τ) из перечисленных выше четырех показателей обычно оцениваются «в среднем» ($\bar{v}$ и $\bar{\tau}$). Последние два показателя (σ и p) сами по себе являются усредняющими. При этом в математических моделях все эти показатели представляют собой соответствующие моменты распределения вероятностей соответствующих случайных величин. Однако в нестационарных условиях с долгосрочными пульсациями интенсивности трафика все четыре показате-

ля существенно зависят от интервала времени, на котором выполняется усреднение. При этом математические аналоги данных показателей (в виде математического ожидания и/или дисперсии), предполагающие теоретически всегда усреднение на бесконечном интервале времени, оказываются недостаточно адекватными реальным нестационарным процессам, оцениваемым на различных конечных отрезках времени.

В частности, рекомендуемое во многих источниках использование распределений «с длинными хвостами» в моделях самоподобного трафика [1–6], предполагает наличие, как минимум, бесконечной дисперсии, а в некоторых случаях и бесконечного математического ожидания [7]. Буквальная интерпретация таких вырожденных значений теоретических параметров распределения времени задержки τ , приводит к невозможности однозначного практического использования, как минимум, одного третьего показателя – джиттера σ , напрямую связанного с дисперсией задержки, а в худшем случае – еще и первых двух ($\bar{\nu}$, $\bar{\tau}$), зависящих ($\bar{\nu}$) и определяемых ($\bar{\tau}$) математическим ожиданием задержки.

Единственным адекватным показателем, не чувствительным (в явном виде) к абстрактным бесконечным всплескам случайной задержки, можно считать четвертый показатель – вероятность потери пакетов p . Именно такой показатель рассматривается в статье [3] для оценки качества обслуживания самоподобного потока данных в маршрутизаторе. Однако на практике для достоверной оценки (измерения) данного «слишком интегрального» и предельного (проявляющегося, когда уже начались потери) показателя требуется довольно много времени, что затрудняет его использование для динамического отслеживания и/или прогнозирования всплесков нагрузки и своевременного принятия упреждающих мер (в виде, например, перераспределения или ограничения входных потоков, выделения дополнительных ресурсов памяти устройств и т. д.).

С другой стороны, поскольку абстрактная бесконечность в известных моделях самоподобного трафика «грозит» в основном только дисперсии (третьему показателю σ), то в качестве основного оцениваемого ПКО самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети целесообразно использовать второй показатель – среднее время задержки $\bar{\tau}$. При этом следует отметить, что первый показатель – скорость передачи пакетов ν на выходе устройства коммутации фактически является обратной величиной времени передачи (обслуживания) $\tau_{об} \sim 1/\nu$, являющейся составной частью времени задержки $\tau = \tau_{ож} + \tau_{об}$, дополнительно включающей еще время ожидания $\tau_{ож}$ начала передачи (обслуживания) в очереди на входе устройства коммутации.

В общем случае время передачи (обслуживания) $\tau_{об}$ является случайной величиной, которая теоретически может иметь произвольное распределение, в том числе, «с длинным хвостом». Однако на практике в связи с подведомственной ролью данного показателя в конкретной мультисервисной сети, которая может им управлять или, по крайней мере, достаточно точно его прогнозировать, в большинстве математических моделей даже с самоподобным входным трафиком допускается время обслуживания считать детерминированным (D – Deterministic) или распределенным по экспоненциальному (характерному для марковских случайных процессов) закону (M – Markovian).

Другая составная часть времени задержки – время ожидания начала обслуживания $\tau_{ож}$ с одной стороны, зависит от указанного выше времени обслуживания $\tau_{об}$ (непосредственно связанного с первым показателем – скоростью передачи ν), а с другой стороны, непосредственно связана с характеристиками входного потока пакетов, а, следовательно, в первую очередь «ощущает на себе» влияние нестационарности трафика и всех проявлений его свойства самоподобия. Таким образом, наиболее подходящим как с практической (измерительной), так и с теоретической (вычислительной) точек зрения обобщенным показателем качества обслуживания самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети является среднее время ожидания $\bar{\tau}_{ож}$ начала обслуживания.

Для упрощения и большей общности вместо среднего времени ожидания $\bar{\tau}_{ож}$ удобнее использовать относительную величину этого времени q , нормированную по отношению к среднему времени обслуживания $\bar{\tau}_{об} = 1/\mu$, где μ – интенсивность обслуживания, т. е.:

$$q = \frac{\bar{\tau}_{ож}}{\bar{\tau}_{об}}. \quad (1)$$

Среднее время ожидания, нормированное согласно (1), в дополнение к сказанному показывает, во сколько раз оно возрастает по сравнению со средним временем обслуживания в устройстве коммутации по причине наличия очереди [2].

Основной характеристикой входного трафика (с любым законом распределения), влияющей на величину ПКО $\bar{\tau}_{ож}$ и, соответственно, на q , является интенсивность входного потока $\lambda = 1/\bar{\tau}_{вх}$, равная обратной величине среднего интервала времени $\bar{\tau}_{вх}$ между моментами поступления очередных пакетов. По аналогии с нормировкой выбранного ПКО (1) по отношению к среднему времени обслуживания величину $\bar{\tau}_{вх}$ также целесообразно нормировать. При этом вместо величины интенсивности входного потока $\lambda = 1/\bar{\tau}_{вх}$ удобнее использовать относительную величину $\rho = \bar{\tau}_{об} / \bar{\tau}_{вх} = \lambda / \mu$, именуемую обычно интенсивностью нагрузки или просто нагрузкой.

Величина относительного среднего времени ожидания q (1) однозначно характеризует также среднюю длину очереди n_q в соответствии с формулой Литтла, справедливой для любых законов распределения входных и выходных потоков:

$$n_q = \lambda \cdot \bar{t}_{\text{ож}} = \lambda \cdot \bar{t}_{\text{об}} \cdot q = \frac{\bar{t}_{\text{об}}}{\bar{t}_{\text{вх}}} \cdot q = \rho \cdot q. \quad (2)$$

При заданной максимальной допустимой длине очереди $n_{q,\text{max}}$, определяемой объемом памяти, выделенном для этой цели в устройстве коммутации, и зная величину $n_q = \rho \cdot q$ (2), можно оценить четвертый ПКО – вероятность потери пакетов p из-за переполнения памяти (даже при неизвестном законе распределения, например, с использованием неравенства Чебышева). Это является дополнительным подтверждением целесообразности выбора в качестве обобщенного ПКО относительного среднего времени ожидания q .

Очевидно, что в «нормальных» условиях, когда очередь на входе устройства коммутации «в среднем» не переполняется, т. е. когда $n_q < n_{q,\text{max}}$, должно выполняться условие $\rho < 1$. Следует отметить, что именно контроль за возрастанием величины n_q (средней длины очереди) позволяет при колебаниях входной нагрузки прогнозировать близость перегрузок. Для ее количественной оценки (с целью упреждающего увеличения $n_{q,\text{max}}$ или снижения ρ) необходимо знать функциональную связь величины q с величиной ρ , т. е. нужна математическая модель функциональной зависимости $q(\rho)$, в том числе, с учетом ожидаемых проявлений свойств самоподобия входного трафика.

Таким образом, под методом прогнозирования качества обслуживания самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети в данной статье понимается метод выбора и использования функциональной зависимости $q(\rho)$ прогнозируемого относительного среднего времени ожидания q (однозначно связанного со средней длиной очереди $n_q = \rho \cdot q$) от контролируемой (ожидаемой) интенсивности входной нагрузки ρ с учетом дополнительной (доступной или предполагаемой) информации об особенностях входного, в частности, самоподобного трафика.

Традиционным дополнительным параметром самоподобного трафика является коэффициент (показатель) Хёрста H , который может принимать значения в диапазоне $0,5 \leq H < 1$. При этом значению $H = 0,5$ соответствует простейший (несамоподобный) поток с экспоненциальным распределением интервалов времени $\tau_{\text{вх}}$ между моментами поступления очередных пакетов.

Одной из самых популярных моделей самоподобного трафика является модель типа *fbm* (от англ. *fractal brownian motion* – фрактальное броуновское движение) [4]. Для данной модели известны аналитические функциональные зависи-

мости $q(\rho, H)$ при детерминированном (*D*) и экспоненциальном (*M*) распределении времени обслуживания в одноканальных системах массового обслуживания (СМО) вида *fbm/D/1* и *fbm/M/1* [1, 2]. Данные функциональные зависимости приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Аналитические зависимости $q(\rho, H)$ и $q(\rho)$

<i>fbm/D/1</i>	<i>fbm/M/1</i>	<i>M/D/1</i>	<i>M/M/1</i>
$q = \frac{\rho^{1/[2(1-H)]}}{2(1-\rho)^{H/(1-H)}}$	$q = \frac{\rho^{1/[2(1-H)]}}{(1-\rho)^{H/(1-H)}}$	$q = \frac{\rho}{2(1-\rho)}$	$q = \frac{\rho}{(1-\rho)}$

В той же таблице 1 приведены также аналогичные известные функциональные зависимости $q(\rho)$ для СМО вида *M/D/1* и *M/M/1*. Нетрудно видеть, что при $H = 0,5$ зависимости $q(\rho, H)$ для СМО *fbm/D/1* и *fbm/M/1* полностью совпадают с соответствующими зависимостями $q(\rho)$ для СМО *M/D/1* и *M/M/1*.

На рисунке 1 приведены графики зависимостей $q(\rho, H)$, рассчитанные по формулам из таблицы 1 при трех значениях $H = 0,5, 0,65$ и $0,8$.

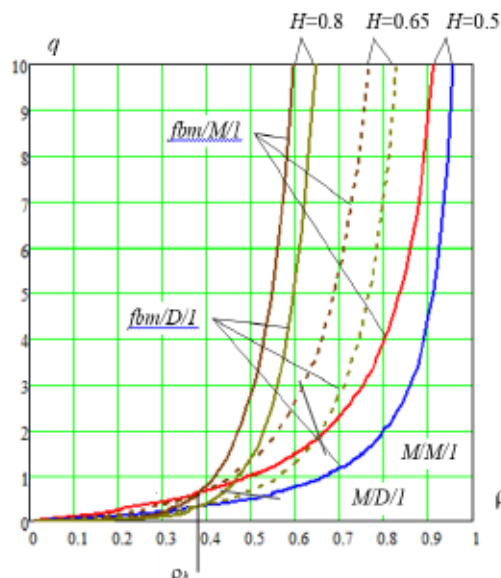


Рис. 1. Графики зависимости относительного среднего времени ожидания q от нагрузки ρ при различных значениях коэффициента Хёрста H , полученные с помощью аналитических моделей

Как видно из рисунка 1, при $H > 0,5$ самоподобный трафик в области большой нагрузки, превышающей некоторую величину ρ_h , приводит к значительному увеличению относительного среднего времени ожидания q (в пределе $q \rightarrow \infty$ при $H \rightarrow 1$), а в области малой нагрузки – к уменьшению (в пределе $q \rightarrow 0$ при $H \rightarrow 1$).

Первое явление соответствует известному свойству коррелированного пульсирующего трафика «с длинными хвостами», из-за которого приходится предусматривать в устройствах коммутации накопители гораздо большей емкости q_{max} , чем это требуется на основании расчетов для традиционных моделей *M/D/1* и *M/M/1*.

Второе явление характерно для условий сильной корреляции входного потока с выходным при низкой нагрузке. На первый взгляд, это кажется нереальным, поскольку при этом каждый очередной пакет должен появляться на входе устройства коммутации только тогда, когда очередь пуста, т.е. не раньше, чем закончится обслуживание предыдущего пакета. Но это действительно возможно, например, при детерминированных синхронных потоках пакетов или в системах с быстрой обратной связью, «отслеживающей» или прогнозирующей моменты окончания обработки одних пакетов перед подачей на вход следующих.

В [8] получена формула для расчета значения пороговой нагрузки ρ_h на основании совпадения выражений для $q(\rho, H)$ и $q(\rho)$ из таблицы 1 для СМО $fbm/M/1$ и $M/M/1$ при $\rho = \rho_h$:

$$\rho_h = (3 - \sqrt{5})/2 \approx 0.382. \quad (3)$$

Выражение (3) соответствует известной «Золотой пропорции», характеризуемой числом Фибоначчи: $\Phi = (1 + \sqrt{5})/2 \approx 1.618$, при этом $\rho_h = 1/(1 + \Phi)$.

Приведенные в таблице 1 аналитические выражения для расчета зависимостей $q(\rho, H)$ можно считать эталонными для СМО с самоподобным входным трафиком при известном коэффициенте Хёрста H . Однако идеальный самоподобный трафик типа fbm на основе модели фрактального броуновского движения для мультисервисных сетей все же следует считать некоторой математической абстракцией [1]. Да и коэффициент Хёрста для реальных потоков на конечных отрезках времени оценить весьма проблематично [6, 7]. Реальные нестационарные потоки влияют на ПКО более сложным и менее предсказуемым образом.

Как показано в [9], при любой заданной (известной, измеренной или контролируемой) интенсивности входной нагрузки ρ ($0 < \rho < 1$) можно подобрать такое распределение интервалов времени между очередными пакетами, при котором относительное среднее время ожидания $q(\rho)$ будет иметь любое наперед заданное значение $q \in \rho[0, \infty)$. Отчасти это подтверждает отмеченное выше возможное отсутствие конечного значения математического ожидания у распределения «с длинным хвостом» [7].

Подобный подход к прогнозу наихудшего экстремального влияния входного потока на ПКО соответствует методам адаптивно-игрового моделирования, предполагающим преднамеренное противодействие условного (или реального) противника в рамках адаптивно отслеживаемых ограничений множества его стратегий, отражающих пределы неопределенности наблюдаемых условий функционирования [10].

Из вышесказанного следует, что в условиях неопределенности параметров нестационарного

входного потока для корректной оценки конечной величины ПКО в виде относительного среднего времени ожидания q знания только интенсивности входной нагрузки ρ явно недостаточно. Дополнительным параметром входного потока, позволяющим получить более определенные оценки ПКО, может служить коэффициент Хёрста H . Однако и его знание не позволяет однозначно оценить величину q . Точный вид аналитической зависимости $q(\rho, H)$ в таблице 1 справедлив только для входного потока типа fbm и СМО $fbm/D/1$ и $fbm/M/1$. Но входной поток, как отмечено выше, может не соответствовать модели fbm , хотя может иметь те же значения параметров (ρ, H), зависимость от которых ПКО $q(\rho, H)$ будет не такой, как в таблице 1 [5].

Известно, что для моделирования самоподобного трафика кроме модели fbm могут использоваться многие другие распределения с «длинными хвостами» [1–3, 5, 6]. Наиболее популярными являются распределения Парето (P – Pareto) и Вейбулла (W – Weibull) [3, 5]. В таблице 2 представлены основные математические выражения, характеризующие данные распределения, где: $F(x)$ – функция распределения, $P(x)$ – его плотность, M_0 – математическое ожидание, D_0 – дисперсия. В этой же таблице (для сравнения) приведены аналогичные математические выражения для экспоненциального распределения (E – exponential).

Приведенные в таблице 2 математические выражения взяты из различных источников [1–3, 5], в которых использовались разные символы (обозначения переменных) и разные алгебраические представления формул. В данной же таблице (с целью унификации представления) во всех формулах используются одинаковые обозначения для одних и тех же переменных в примерно одинаковой алгебраической форме, что позволяет более явно увидеть их сходство и различие.

В частности, представление всех трех функций распределения в виде функций относительно нормированной величины x/k позволяет более явно наблюдать влияние параметра α на величину «хвостов» распределений в области $x/k \gg 1$.

ТАБЛИЦА 2. Характеристики функций распределения интервалов времени между моментами поступления пакетов входного потока

	Распределение		
	E	P	W
$F(x)$	$1 - \exp\left(-\frac{x}{k}\right)$	$1 - \left(\frac{x}{k}\right)^{-\alpha}$	$1 - \exp\left(-\left(\frac{x}{k}\right)^\alpha\right)$
$P(x)$	$\frac{1}{k} \exp\left(-\frac{x}{k}\right)$	$\frac{\alpha}{k} \left(\frac{x}{k}\right)^{-(\alpha+1)}$	$\frac{\alpha}{k} \left(\frac{x}{k}\right)^{\alpha-1} \exp\left(-\left(\frac{x}{k}\right)^\alpha\right)$
M_0	k	$\frac{ak}{\alpha-1}$	$k\Gamma\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right)$
D_0	k^2	$\frac{ak^2}{(\alpha-1)^2(\alpha-2)}$	$k^2 \left(\Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) \right)$

Примечание. Для распределения Парето формулы расчета $F(x)$ и $P(x)$ справедливы только для $x \geq k$. Иначе (при $x < k$) $F(x) = 0$ и $P(x) = 0$.

Очевидно, чем больше величина параметра α (в области значений $\alpha > 1$), тем быстрее убывают «хвосты» распределений Парето и Вейбулла. Причем у распределения Вейбулла $\alpha > 1$ «хвост» убывает даже быстрее, чем у экспоненциального распределения, которое, как видно из формул в таблице 2, полностью совпадает с распределением Вейбулла при $\alpha = 1$. Соответственно, при этом совпадают и выражения для расчета математического ожидания $M_0 = k$ и дисперсии $D_0 = k^2$.

При уменьшении параметра $\alpha < 1$, «хвост» распределения Вейбулла начинает расти. При этом начинают возрастать значения математического ожидания M_0 и дисперсии D_0 , которые в пределе при $\alpha \rightarrow 0$ стремятся к бесконечности, что асимптотически характерно для самоподобных случайных процессов. Для M_0 это видно из монотонно возрастающей зависимости гамма функции $\Gamma(1+1/\alpha)$ при увеличении аргумента $(1+1/\alpha) \rightarrow \infty$, из-за $\alpha \rightarrow 0$, а для D_0 это следует из более сильного возрастания первого слагаемого $\Gamma(1+2/\alpha) \approx [2/\alpha]!$ по сравнению с возрастанием второго $\Gamma^2(1+1/\alpha) \approx ([1/\alpha]!)^2$ при $\alpha \rightarrow 0$. Но математическое ожидание M_0 распределения Вейбулла можно «удержать» от возрастания «на месте» (например, приравняв его математическому ожиданию экспоненциального распределения) при $\alpha \rightarrow 0$ за счет компенсирующего уменьшения параметра k . Но дисперсия D_0 при $\alpha \rightarrow 0$ все равно будет возрастать и стремиться к бесконечности, что асимптотически присуще самоподобным процессам.

Распределение Парето, как видно из таблицы 2, по сравнению с распределением Вейбулла при любых значениях параметра α имеет более длинный «хвост», так как характеризуется обратной гиперболической зависимостью от $(x/k)^\alpha$, а не экспоненциальной. При этом, как видно из таблицы 2, дисперсия распределения Парето стремится к бесконечности при уменьшении значения $\alpha > 2$ и приближении $\alpha \rightarrow 2$. А при $\alpha < 2$ согласно приведенной формуле дисперсия распределения Парето становится отрицательной, т.е. практически неопределенной. В то же время в области значений $\alpha > 1$ математическое ожидание распределения Парето имеет конечную величину и стремится к бесконечности только при $\alpha \rightarrow 1$. При $\alpha < 1$ и дисперсия, и математическое ожидание распределения Парето становятся отрицательными (практически неопределенными).

Из вышесказанного следует, что распределение Парето является классическим представителем семейства распределений, которые могут иметь бесконечные или неопределенные значения дисперсии и математического ожидания [7] и в наибольшей степени подходят для имитации самоподобных процессов. В то же время очевидно, что для моделирования потоков данных с конечной определенной средней интенсивностью λ , обрат-

ной величине среднего интервала времени $\bar{t}_{\text{вх}}$ между моментами поступления очередных пакетов допустимо использование распределения Парето только с $\alpha > 1$. Причем наиболее явное проявления свойства самоподобия следует ожидать в области значений $1 < \alpha < 2$, при которых дисперсия имеет неопределенное (отрицательное) значение.

Отмеченные выше диапазоны значений параметра α , при которых у распределений Вейбулла ($\alpha \in (0, 1]$) и Парето ($\alpha \in (1, 2]$) наиболее сильно изменяется «длина хвостов», согласно многим публикациям (в частности, [3, 5, 6]) непосредственно связаны (но инверсно) с диапазоном изменения коэффициента Хёрста H , отражающего степень самоподобия трафика $H \in (0,5, 1]$, описываемого данными распределениями:

для распределения Парето

$$\alpha = 3 - 2H, \quad (4)$$

для распределения Вейбулла

$$\alpha = 2 - 2H. \quad (5)$$

С учетом выражений (4), (5) и формул в таблице 2 (для расчета математического ожидания $M_0 = \bar{t}_{\text{вх}} = 1/\lambda$) можно получить аналитические зависимости параметров α и k для распределений Парето и Вейбулла от параметров моделируемого самоподобного потока данных λ и H (таблица 3).

ТАБЛИЦА 3. Взаимосвязь параметров потоков данных и параметров распределений, используемых для моделирования этих потоков

	Распределение		
	E	P	W
Функция распределения	$1 - \exp\left(-\frac{x}{k}\right)$	$1 - \left(\frac{x}{k}\right)^{-\alpha}$	$1 - \exp\left(-\left(\frac{x}{k}\right)^\alpha\right)$
Параметры потока и распределения	$k = \frac{1}{\lambda}$	$\alpha = 3 - 2H;$ $k = \frac{\alpha - 1}{\alpha \lambda}$	$\alpha = 2 - 2H;$ $k = \frac{1}{\lambda \Gamma\left(\frac{\alpha+1}{\alpha}\right)}$
Обратная функция $x = F^{-1}(y)$	$x = -k \cdot \ln(y)$	$x = \frac{k}{\sqrt[\alpha]{y}}$	$x = k \sqrt[\alpha]{-\ln(y)}$
	y – случайная величина с равномерным распределением $F(y) = y, y \in [0, 1]$		

К сожалению, точные аналитические выражения для расчета прогнозируемого ПКО $q(\rho, H)$, $\rho = \lambda/\mu$, для СМО типа $P/M/1$ или $P/D/1$, а также $W/M/1$ или $W/D/1$, т.е. при поступлении на вход устройства коммутации потоков данных, описываемых распределениями Парето (P) и Вейбулла (W), не известны. Поэтому в настоящей работе для оценки указанной зависимости по аналогии с [3, 5] предлагается использовать имитационное моделирование.

Поскольку необходимые для имитационного моделирования обратные зависимости от функций распределения Парето и Вейбулла (а также экспоненциального – для сравнения) имеют достаточно простой аналитический вид (таблица 3 – последняя строка), то в качестве программной среды моделирования был выбран *MathCad*.

Пример результатов расчета зависимостей $q(\rho, H)$ с использованием имитационных моделей СМО $P/M/1$, $P/D/1$, $W/M/1$, $W/D/1$, $M/M/1$, $M/D/1$ (с использованием формул из таблицы 3) приведены на рисунке 2 совместно с результатами расчета с использованием аналитических моделей СМО $fbm/M/1$, $fbm/D/1$, $M/M/1$, $M/D/1$ (с использованием формул из таблицы 2).

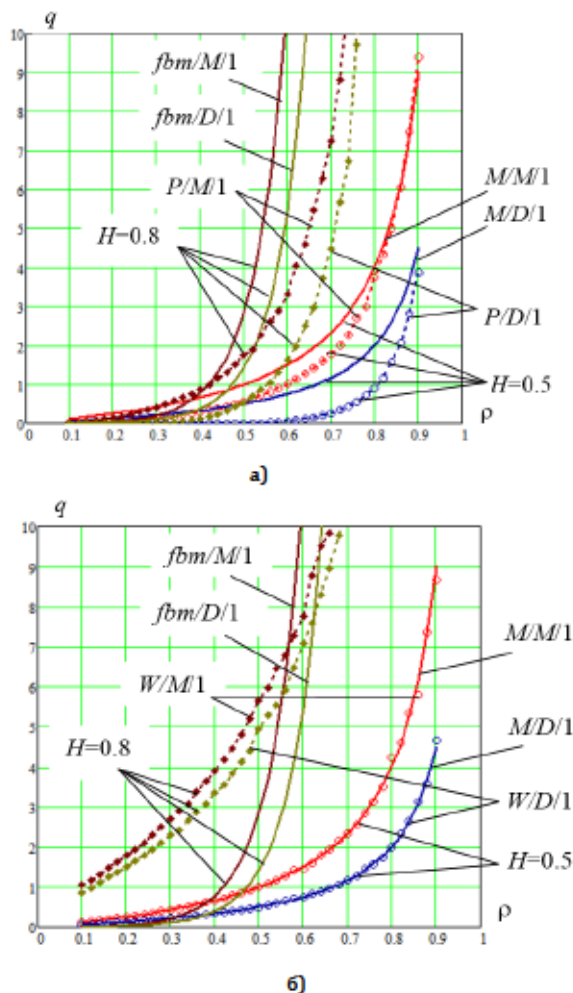


Рис. 2. Графики зависимости относительного среднего времени ожидания q от нагрузки ρ при различных моделях входного потока, построенные с помощью имитационных и аналитических моделей

Корректность разработанных моделей и их программной реализации подтверждается ожидаемым совпадением результатов расчета с использованием аналитических моделей для СМО $M/M/1$, $M/D/1$ и результатов расчета с использованием имитационных моделей для аналогичных СМО $M/M/1$, $M/D/1$, а также для СМО $W/M/1$, $W/D/1$ при $H=0.5$ (см. рисунок 2б) во всем диапазоне (выбранном для вычислительного эксперимента) изменения нагрузки $\rho \in [0.1; 0.9]$ с шагом $\Delta\rho = 0.02$.

Распределение Парето подобной сходимостью к экспоненциальному распределению при $H = 0.5$ не обладает, что подтверждается несовпадением аналогичных графиков для $M/M/1$ и $P/M/1$, а также $M/D/1$ и $P/D/1$ на рисунке 2а. В то же время при

большом значении коэффициента Хёрста $H = 0.8$ распределение Парето приводит к зависимости времени ожидания от нагрузки $q(\rho)$ более близкой к аналогичной зависимости для потока типа fbm (эталоны самоподобного процесса), чем распределение Вейбулла.

Следует отметить, что при имитационном моделировании распределений с теоретически бесконечной или неопределенной дисперсией выборочная дисперсия, естественно, все равно оказывается конечной и определенной. Потенциальная бесконечность отдельных реализаций моделируемых случайных интервалов времени x согласно формулам обратного преобразования $x = F^{-1}(y)$ в таблице 3 кроется в предельном бесконечном значении функций $F^{-1}(y) \rightarrow \infty$ при $y \rightarrow 0$. Однако конечность численного представления значений данных функций не позволяет генерировать числа больше некоторой величины $x_{\max}$ (максимальное число $x_{\max}$ используется в *MathCad* в качестве условной бесконечности, равно 10^{307}). Это ограничение не позволяет в полной мере воспроизвести самоподобные (фрактальные) процессы с существенным влиянием дальней части «длинных хвостов», уходящих в бесконечность при любом реально возможном объеме выборки N .

При отмеченном конечном диапазоне изменения случайных чисел при имитационном моделировании с ростом объема выборки N наблюдается неустойчивое значение выборочной дисперсии, что характерно для самоподобных процессов и теоретически, и практически. А устойчивое значение выборочного математического ожидания оцениваемой величины ПКО $\hat{q}(\rho, H)$ удастся получить только при очень большом значении объема выборки (особенно при больших значениях коэффициента самоподобия H). Приведенные на рисунке 2 зависимости $q(\rho)$ для СМО $P/M/1$, $P/D/1$, $W/M/1$, $W/D/1$ при $H = 0.8$ удалось «сгладить» (и то, как видно из графиков, не полностью) лишь при $N = 2 \cdot 10^5$.

Достаточно гладкий вид полученных путем имитационного моделирования графических зависимостей $\hat{q}(\rho, H)$ для СМО $P/M/1$, $P/D/1$, $W/M/1$, $W/D/1$ позволяет рассчитывать на возможность их аналитического представления теми или иными эмпирическими формулами. В частности, в [1] для аналитического представления зависимости средней длины очереди от нагрузки при описании входного самоподобного потока данных распределением Парето предлагается использовать формулу Поллачека-Хинчина с учетом предварительно вычисляемой конечной дисперсии, возникающей при ограничении максимальных выбросов случайных интервалов времени некоторой величиной $\tau_{\max}$, отражающей конечность реальных всплесков трафика в мультисервисных сетях.

Таким образом, на основании проведенных вычислительных экспериментов с использованием разработанных аналитических и имитационных моделей можно рекомендовать при прогнозировании качества обслуживания самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети по показателю относительного сред-

него времени ожидания начала обслуживания (однозначно определяющего среднюю длину очереди) при небольшом значении коэффициента Хёрста ($0,5 < H < 0,75$) использовать модели СМО с входным потоком, описываемым распределением Вейбулла, а при большом ($0,75 < H < 1$) – распределением Парето.

Список используемых источников

1. Назаров А.Н., Сычев К.И. Модели и методы расчета показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. Красноярск: Изд-во ООО «Поликом», 2010. 389 с.
2. Крылов В.В., Самохвалова С.С. Теория телетрафика и ее приложения. СПб.: БХВ-Петербург. 2005. 288 с.
3. Лосев Ю.И., Руккас К.М. Анализ моделей вероятности потери пакетов в буфере маршрутизатора с учетом фактальности трафика // Вестник ХНУРЭ. Серия «Математическое моделирование. Информационные технологии. Автоматизированные системы управления». 2008. № 833. С. 163–169.
4. Norros I. On the Use of Fractional Brownian Motion in the Theory of Connectionless Networks // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1995. Vol. 13. PP. 953–962.
5. Ложковский А.Г., Вербанов О.В. Моделирование трафика мультисервисных пакетных сетей с оценкой его коэффициента самоподобности // Научные труды ОНАС им. А.С. Попова. 2008. № 1. С. 57–62.
6. Агеев Д.В., Игнатенко А.А., Копылев А.Н. Методика определения параметров потоков на разных участках мультисервисной телекоммуникационной сети с учетом эффекта самоподобия // Электронное научное специализированное издание – журнал «Проблемы телекоммуникаций». 2011. № 3 (5). URL: <http://pt.journal.kh.ua>.
7. Колядин В.Л. Распределения с бесконечной дисперсией и ограниченность классической статистики // Радиотехника. 2002. № 2. С. 4–11.
8. Одоевский С.М., Сорокина Е.А., Хоборова В.П. Варианты расчета показателей качества обслуживания информационных потоков в узлах коммутации мультисервисной сети военного назначения // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 4. С. 92–99.
9. Одоевский С.М., Хоборова В.П. Моделирование пульсирующего трафика на входе инфокоммуникационной системы с заданными выходными характеристиками процесса обслуживания // Современные проблемы создания и эксплуатации вооружения, военной и специальной техники. III Всероссийская НПК. СПб.: ВКА. 2016. С. 293–295.
11. Одоевский С.М., Калюка В.И. Адаптивно-игровое моделирование военных сетей беспроводного абонентского доступа. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2017. 342 с.

* * *

METHODS OF PREDICTING SELF-SIMILAR TRAFFIC'S QUALITY OF SERVICE IN MULTISERVICE NETWORK'S SWITCHING DEVICES

S. Odoevskiy¹, V. Khoborova¹

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

Article info:

Article in Russian

For citation: Odoevskiy S., Khoborova V. Methods of Predicting Self-Similar Traffic's Quality of Service in Multiservice Network's Switching Devices // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 86–92.

Annotation: Traffic in modern multiservice networks has features appropriate to self-similar random processes. Analytical and imitation methods, with help of which, data flows' quality of service in multiservice network's switching devices can be predicted by index of average waiting time for service's beginning in different self-similar enter traffic conditions, are conducted in this article.

Keywords: multiservice network, self-similar traffic, average waiting time.

ИССЛЕДОВАНИЕ НАГРУЗОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЕТИ UMTS

О.А. Симонина¹

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

*Адрес для переписки: olea.simonina@spbent.ru

Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Симонина О.А. Исследование нагрузочных характеристик сети UMTS // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 93–99.

Аннотация: Статья посвящена исследованию нагрузок, создаваемых в сети UMTS трафиком различных мультимедийных услуг. Исследование проведено с помощью имитационного моделирования. Показано, что критичными являются варианты с увеличением доли видеотрафика свыше 70 %. При этом в случае одновременной передачи потокового трафика и трафика передачи данных отказ происходит на уровне доступа, при превалировании мультимедийного трафика – потокового и голосового – на ядре сети. Данное исследование представляет интерес для эксплуатации сетей UMTS и планирования развития сети.

Ключевые слова: UMTS, пропускная способность, мультимедийные услуги сети мобильной связи.

Введение

Согласно анализу Международного Союза Электросвязи [1] на данный момент 7 миллиардов человек, что составляет около 95 % населения планеты, живут в области, охваченной мобильной сетью. Мобильные широкополосные сети предоставляют услуги 84 % мирового населения. При этом за последние несколько лет быстро распространились сети LTE, что позволило предоставить высокоскоростной интернет почти четырем миллиардам человек или 53 % мирового населения. Как отмечается в [1, 2], мировой мобильный трафик в 2016 году вырос на 63 % и достиг объемов передачи 7,2 экзбайта в месяц. Только за последние 5 лет объем мобильных данных вырос в 18 раз. В 2016 году на долю трафика мобильных сетей пришлось 60 % общего объема трафика мобильной передачи данных. Ожидается, что уже в 2018 году относительная доля устройств и соединений, поддерживающих 3G и 3.5G, превзойдет устройства и соединения, совместимые с 2G.

При этом необходимо отметить две важные тенденции. Во-первых, это изменение предпочтений пользователей – доступ в сеть передачи данных сейчас важнее голосовой связи. А во-вторых – появление трафика автоматизации и локализация трафика внутри сегментов сети.

Под влиянием успеха мобильного широкополосного доступа и мультимедиа, LTE сети оказались в центре внимания мирового телекоммуни-

кационного рынка, при этом ожидается, что они предоставят широкополосную связь с повышенным качеством для различных услуг. Однако пока развертывание сосредоточено главным образом на мобильной связи услуг передачи данных, которые поставляют сверхбыстрый мобильный интернет для пользователей, опираясь на существующие мобильные системы для голоса и других мультимедийных услуг. При этом есть сложности с предоставлением услуги передачи голоса поверх LTE (VoLTE). Одним из вариантов передачи голоса в таких сетях является переключение абонента (межсистемный хэндовер) во время передачи телефонии на сеть GSM/UMTS. Таким образом, необходимо перекрытие зон обслуживания радиосетей LTE и GSM/UMTS и поддержка CSFB (CS Fallback) на абонентском оборудовании и на коммутаторах мобильной связи (MSC) [3].

Отметим еще одну тенденцию – появляющийся интерес к видеозвонкам и стриммингу, виртуальной и дополненной реальности, требующих существенных пропускных способностей и создающих большие нагрузки на сетевые узлы [4]. Поэтому анализ использования сетей UMTS (от англ. Universal Mobile Telecommunications System – универсальная мобильная телекоммуникационная система) для передачи такого трафика представляет, прежде всего, практический интерес.

Моделирование сети

Для проведения исследования будем использовать имитационное моделирование. Воспользуемся пакетом моделирования OPNET Modeler, позволяющим эмулировать оборудование сетей UMTS, протоколы передачи данных и услуги различных

типов и широким диапазоном требований к показателям качества. Схема модельной сети представлена на рисунке 1, а в таблице 1 приведены компоненты сети с их назначениями и используемыми протоколами.

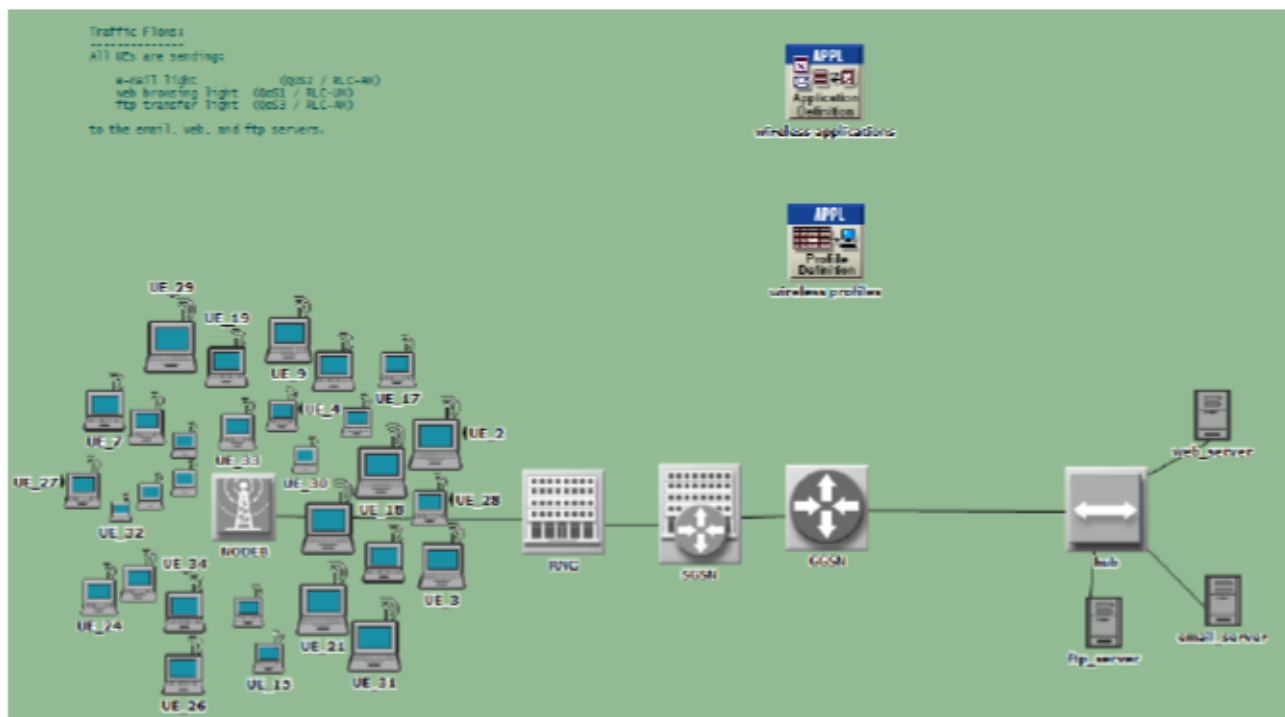


Рис. 1. Схема модельной сети

ТАБЛИЦА 1. Обозначения элементов модельной сети

Название модельного элемента	Назначение модельного элемента и поддерживаемые протоколы
Node-B	От англ. <i>Node</i> – узел. Обрабатывает соединение UE с RNC и остальной частью сети UMTS. Протоколы: UMTS (W-CDMA, Node-B), ATM.
RNC	От англ. <i>Radio Network Controller</i> – контроллер радиосети. Имеет возможность поддерживать и управлять до 8 Node-B. Каждое соединение с Node-B будет выполняться через стек ATM. IP (PPP), ATM и Ethernet доступны для взаимодействия с узлом UMTS SGSN. Протоколы: ATM, UMTS (RANAP, RLC, RRC, NBAP, RNSAP).
SGSN	От англ. <i>Serving GPRS Support Node</i> – узел обслуживания абонентов GPRS. Моделирует услугу GPRS. Включает в себя реализацию технологий: ATM, Ethernet, SLIP.
GGSN	От англ. <i>GPRS Gateway Support Node</i> – шлюзовой узел поддержки GPRS. Поддерживает два интерфейса Ethernet и до 8 интерфейсов последовательной линии с выбираемой скоростью передачи данных. IP-пакеты, поступающие на любой интерфейс, направляются в соответствующий интерфейс вывода на основе их IP-адреса назначения. Протоколы: GTP, RIP, UDP, IP, Ethernet, Fast Ethernet, Gigabit Ethernet, OSPF, UMTS (CN).

Название модельного элемента	Назначение модельного элемента и поддерживаемые протоколы
HUB	Представляет собой Ethernet-концентратор, поддерживающий до 16 Ethernet-соединений. Пакеты, принимаемые концентратором, передаются на все станции независимо от адреса получателя пакета. В самом узле нет очереди пакетов, так как время обработки считается равным нулю. Стандарты: Ethernet, Fast Ethernet, Gigabit Ethernet (IEEE 802.3).
web_server ftp_server email_server	Модели серверов приложений представляют собой серверные узлы с серверными приложениями, работающими по протоколам TCP и UDP. Поддерживают одно базовое соединение Ethernet со скоростями 10 Мбит/с, 100 Мбит/с или 1 Гбит/с. Скорость работы определяется скоростью передачи данных подключенного канала. MAC-адрес Ethernet может работать в полнодуплексном или полудуплексном режиме. Для маршрутизации каждого пакета требуется фиксированное количество времени, определяемого атрибутом узлов «IP Forwarding Rate – Скорость пересылки IP». Пакеты маршрутизируются на основе FCFS и могут столкнуться с организацией очереди на более низких уровнях в зависимости от скорости передачи соответствующего выходного интерфейса. Протоколы: RIP, UDP, IP, TCP

Название модельного элемента	Назначение модельного элемента и поддерживаемые протоколы
UE	От англ. <i>User Equipment</i> – пользовательское оборудование. Представляет собой рабочую станцию UMTS с клиент-серверными приложениями, работающими по протоколам TCP и UDP. Поддерживает одно базовое соединение W-CDMA. Требуется фиксированное количество времени для маршрутизации каждого пакета, определяемого атрибутом узла «Скорость пересылки IP». Протоколы: RIP, UDP, IP, TCP, OSPF, UMTS.
wireless application	Используется для следующих спецификаций: 1) Информация об уровне ACE: определяет имена разных уровней, используемые в сетевой модели. Название уровня и соответствующие порты, на которых уровень прослушивает входящий трафик, перекрестно ссылаются на различные узлы в сети. 2) Спецификация приложения: указывает приложения, позволяет указать имя и соответствующее описание в процессе создания новых приложений. Указанное имя приложения будет использоваться при создании профилей пользователей в объекте «Конфигурация профиля». 3) Схемы голосового кодирования: задает параметры кодирования для каждой схемы кодирования, используемой для генерации голосового трафика в сети.
wireless profiles	Используется для создания профилей пользователей, которые затем указываются на узлах сети для генерации трафика прикладного уровня.

Оценка пропускной способности модельной сети проходит в два этапа.

Первый этап: серия экспериментов проводится при изменении количества абонентов и с постоянным набором услуг у каждого абонента. Так как теоретически одна базовая станция сети UMTS может обслуживать до 64 абонентов, то количество абонентов изменяется 1 до 64 с шагом в 8.

Второй этап: серия экспериментов проводится при постоянном количестве абонентов, но при изменении набора услуг. Целью является проверка предположения, что базовая станция справится с нагрузкой в том случае, если трафик видео достигнет 78 %, как отмечено в прогнозе [5].

Во всех экспериментах продолжительность моделирования устанавливается 1 сутки. Результатом проведенных экспериментов является оценка пропускной способности при различных нагрузках на сеть.

Первый этап оценки пропускной способности

Было проведено 9 экспериментов, во время которых снимались значения пропускной способности восходящих (uplink) и нисходящих (downlink) линий связи на трех узлах: NODE-B, RNC и GGSN. Набор услуг у каждого абонента близок к наиболее часто используемому на данный момент [6, 7]:

Email (Light), Web browsing (Light), File Transfer (Light), Video Conferencing (Heavy), Voice. Время моделирования – 1 сутки. Результаты эксперимента сведены в таблицы 2–5 и показаны на рисунках 2–5.

ТАБЛИЦА 2. Показатели максимальной (ПС_{max}) и средней (ПС_{ср}) пропускной способности узла NODE-B

Количество абонентов	uplink		downlink	
	ПС _{max} , бит/с	ПС _{ср} , бит/с	ПС _{max} , бит/с	ПС _{ср} , бит/с
1	500	255	600	342
8	550	327	850	338
16	800	477	750	292
24	750	481	600	252
32	900	673	500	250
40	1150	819	500	250
48	850	758	450	81
56	1500	1004	400	119
64	1350	1146	600	158

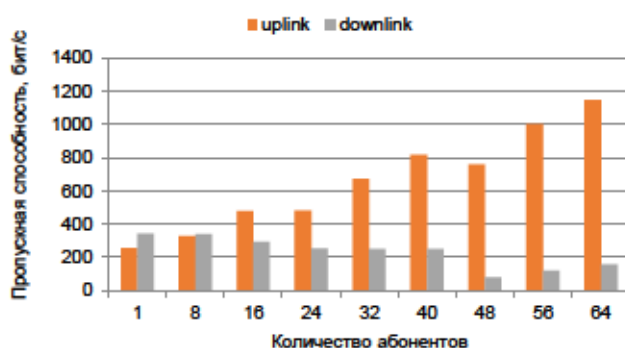


Рис. 2. График зависимости средней пропускной способности от количества абонентов на узле NODE-B

ТАБЛИЦА 3. Показатели максимальной (ПС_{max}) и средней (ПС_{ср}) пропускной способности узла RNC

Количество абонентов	uplink		downlink	
	ПС _{max} , бит/с	ПС _{ср} , бит/с	ПС _{max} , бит/с	ПС _{ср} , бит/с
1	480	268	460	192
8	520	266	480	225
16	650	235	550	250
24	500	185	440	166
32	440	174	540	275
40	500	157	650	362
48	340	78	420	241
56	200	101	900	335
64	600	162	600	412

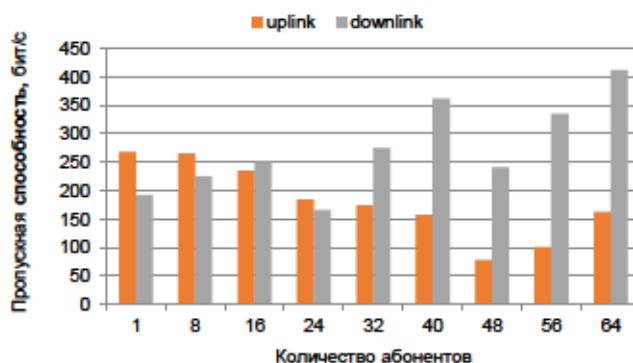


Рис. 3. График зависимости средней пропускной способности от количества абонентов на узле RNC

ТАБЛИЦА 4. Показатели максимальной (ПС_{max}) и средней (ПС_{ср}) пропускной способности узла GGSN

Количество абонентов	uplink		downlink	
	ПС _{max} , бит/с	ПС _{ср} , бит/с	ПС _{max} , бит/с	ПС _{ср} , бит/с
1	360	139	500	257
8	390	142	560	258
16	475	140	650	223
24	320	150	540	234
32	340	178	500	257
40	800	169	550	189
48	180	43	360	180
56	150	47	300	180
64	100	30	500	160

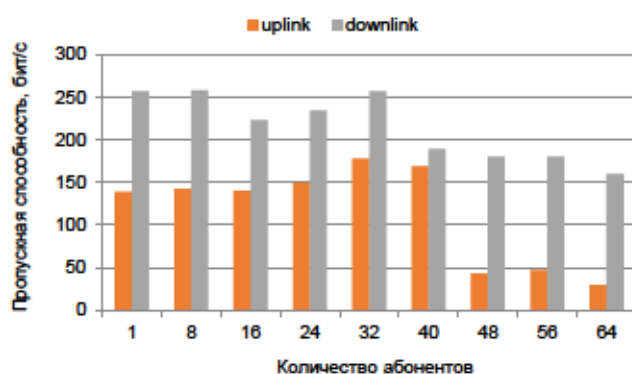


Рис. 4. График зависимости средней пропускной способности от количества абонентов на узле GGSN

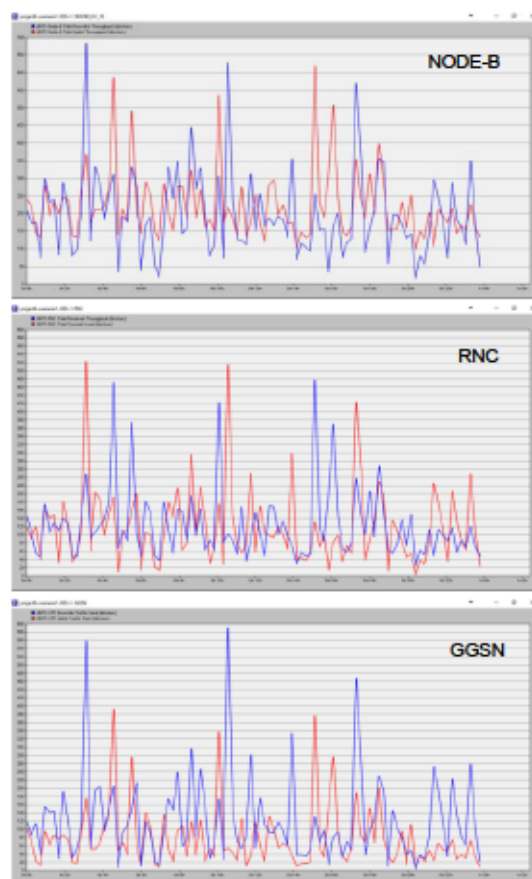
ТАБЛИЦА 5. Коэффициент вариации пропускной способности в узлах NODE-B, RNC и GGSN

Количество абонентов	uplink			downlink		
	NODE-B	RNC	GGSN	NODE-B	RNC	GGSN
1	76	56	112	53	99	67
8	48	68	123	107	80	83
16	48	125	169	111	85	135
24	40	120	96	98	117	121
32	24	108	64	71	68	67
40	29	154	264	71	56	135
48	9	238	225	322	53	113
56	35	69	155	167	119	47
64	13	191	165	198	32	141

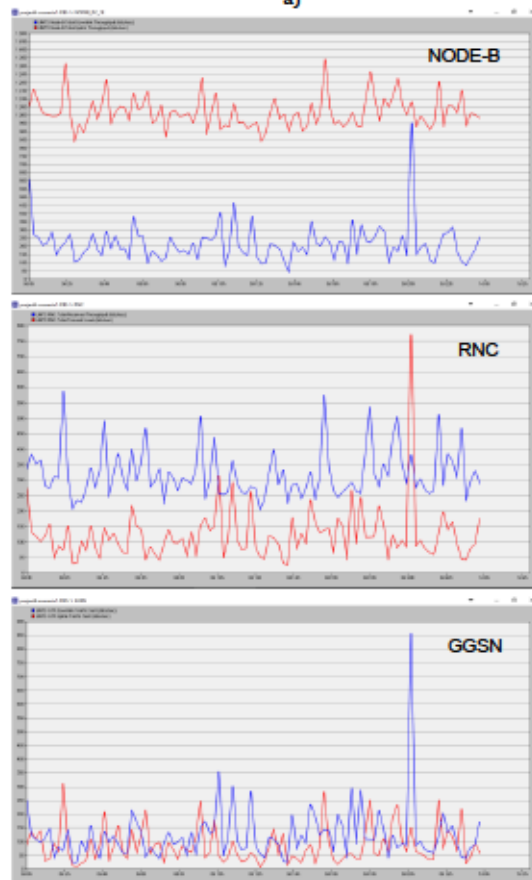
Как видно из проведенного моделирования, при фиксированном наборе услуг, соответствующем предпочтениям пользователей в настоящее время, сеть полностью справляется с обеспечением заданного качества обслуживания. Однако при этом отмечается существенный разброс значений коэффициента вариации, что говорит о неоднородности трафика, имеющего признаки самоподобия.

Второй этап оценки пропускной способности

Было проведено 7 экспериментов, во время которых снимались значения пропускной способности восходящих (uplink) и нисходящих (downlink) линий связи на трех узлах: NODE-B, RNC и GGSN. Эксперименты производились с изменяющимися пакетами услуг (см. таблицу 6) в сети с поддержкой 8 абонентов. Время моделирования 1 сутки.



а)



б)

Рис. 5. Примеры изменения пропускной способности на узлах для а) 8 абонентов; б) 64 абонентов

ТАБЛИЦА 6. Наборы услуг, используемые при проведении моделирования

Номер эксперимента	Набор услуг
1	Voice, Email(Light), Web Browsing(Light), File Transfer(Light)
2	Voice, Email(Light), Web Browsing(Light), File Transfer(Light), Video Conferencing(Light)
3	Voice, Email(Light), Web Browsing(Light), File Transfer(Light), Video Conferencing(Heavy), Video Conferencing(Light)
4	Voice Email(Light), Web Browsing(Heavy), File Transfer(Heavy), Video Conferencing(Heavy), Video Conferencing(Light)
5	Voice, Email(Light), Web Browsing(Heavy), File Transfer(Heavy), Video Conferencing(Heavy)x2
6	Voice, Email(Heavy), Web Browsing(Heavy), Video Conferencing(Heavy)x3
7	Voice, Email(Heavy), Video Conferencing(Heavy)x6

Большой интерес представляют нагрузки, при которых трафик видео составляет более 70 % от общего количества трафика данных, так как согласно прогнозам [5] именно такая структура трафика ожидается в ближайшие 5 лет. Были проведены два эксперимента с аналогичными нагрузками с разными наборами услуг.

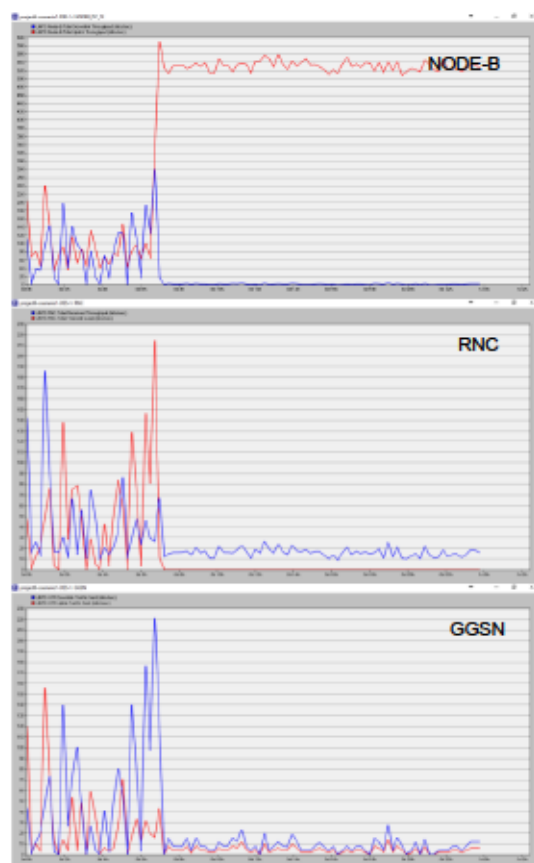
В процессе моделирования выяснилось, что при увеличении нагрузки на сеть за счет трафика видеоконференции и стримминга сеть подвержена отказам. Так, при нагрузке набором услуг № 6, т. е. при увеличении одновременно приложений HTTP и видео, наблюдался отказ в обслуживании трафика в нисходящей линии на узле NODE-B, т. е. отказ произошел на уровне доступа (см. рисунок 6а).

В случае если нагрузка моделировалась набором услуг № 7, т. е. трафик HTTP был уменьшен, но увеличено количество мультимедийного видео-трафика, поддерживающего виртуализацию каналов на верхних уровнях, то отказ произошел на узле GGSN, т. е. на ядре сети (см. рисунок 6б).

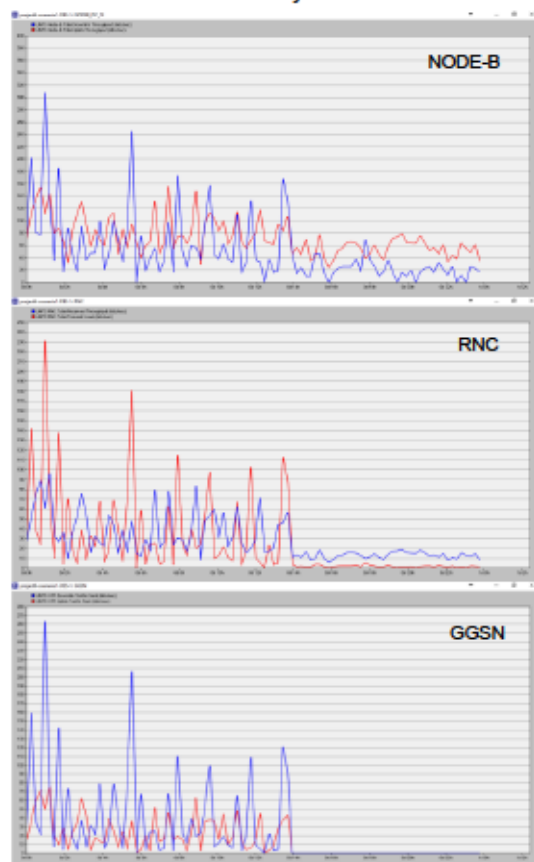
Исследование влияния набора услуг на использование пропускной способности сети UMTS (см. таблицу 7 и рисунки 8–10) показало, что наилучшие пропорции трафика соответствуют набору услуг для эксперимента № 3.

ТАБЛИЦА 7. Коэффициент вариации пропускной способности в узлах NODE-B, RNC и GGSN

Количество абонентов	uplink			downlink		
	NODE-B	RNC	GGSN	NODE-B	RNC	GGSN
1	288	226	123	335	208	198
2	248	135	133	179	180	126
3	327	223	199	346	238	238
4	124	70	52	104	65	81
5	128	86	65	94	64	82
6	Отказ сети					
7	Отказ сети					



а)



б)

Рис. 6. Изменение пропускной способности на узлах для различных наборов услуг (см. таблицу 6): а) номер набора 6; б) номер набора 7

Такой набор услуг соответствует нагрузке около 60 %, при этом трафик передачи данных занимает менее половины от всего пакетного трафика. Остальной трафик представлен как потоковым, в том числе видеоконференцсвязью, так и голосовым. Временные зависимости представлены на рисунке 11. Легко видеть, что трафик данного набора услуг имеет ярко выраженный пачечный характер, обусловленный наличием в агрегированном потоке трафика передачи данных, такого как Email (Light), Web Browsing (Light), File Transfer (Light). Но даже в этом случае средняя пропускная способность сети составляет менее половины от максимально возможной (30–40 %).

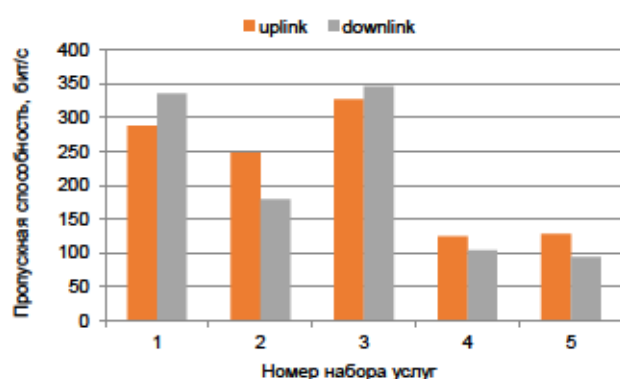


Рис. 8. Изменение средней пропускной способности на узле NODE-B для различных наборов услуг

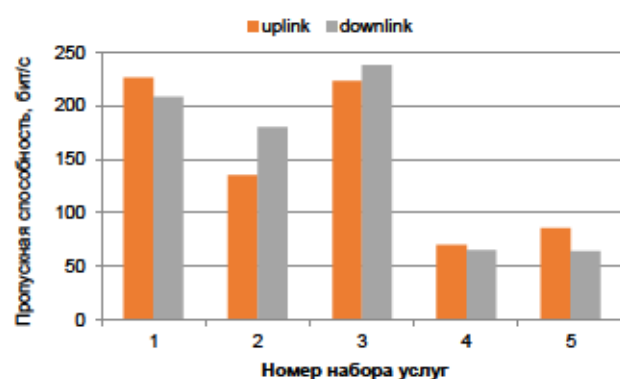


Рис. 9. Изменение средней пропускной способности на узле RNC для различных наборов услуг

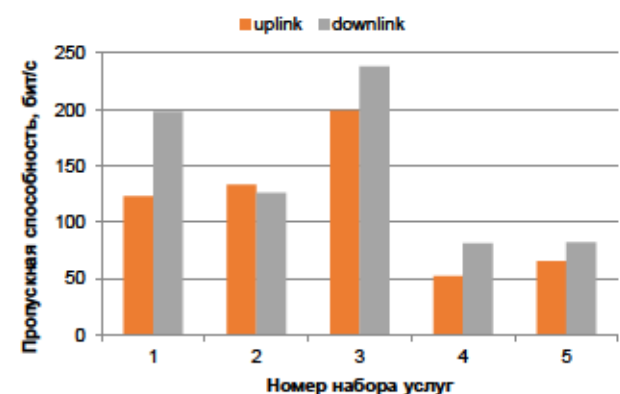


Рис.10. Изменение средней пропускной способности на узле GGSN для различных наборов услуг

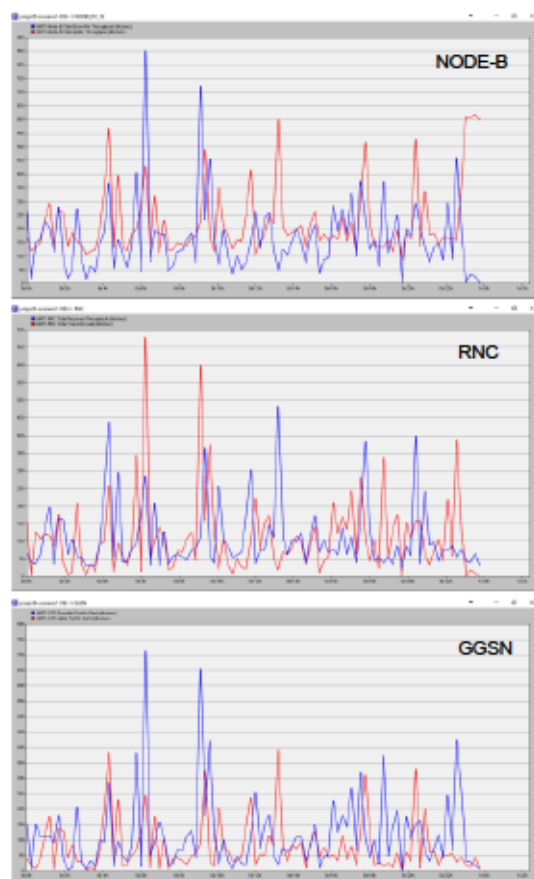


Рис. 11. Изменение пропускной способности на узлах для набора услуг 3 (см. таблицу 6)

Отметим, что в дальнейшем необходимо провести исследование статистических характеристик агрегированного трафика видеослужб, что позволит решить задачу управления трафика более гибко – например, распределять потоки абонентов в сетях UMTS/LTE в зависимости от характеристик самоподобия.

Выводы

Таким образом, можно отметить, что в сетях UMTS наилучшие результаты по использованию пропускной способности связаны с уменьшением доли пакетного трафика передачи данных. При этом трафик потоковых приложений может занимать довольно большую долю – более 50 %. Однако при увеличении доли потокового трафика до 80 % сеть не справляется с нагрузкой. Трафик передачи данных в силу высокой пачечности приводит к отказу на доступе. Увеличение доли потокового трафика приводит к отказу на ядре сети. Наибольший интерес для задач эксплуатации представляет установление пропорции трафика различных типов, позволяющих активно использовать сети UMTS совместно с сетями LTE. Также результаты исследования могут оказать влияние на проекты развития сети с учетом возможности развития LTE и внедрения новых услуг, в том числе генерирующих трафик с высокой пачечностью.

Благодарности

Выражаю благодарность за помощь в отладке модели Худякову Илье Владиславовичу, тестирующему программно-го обеспечения ООО "Аус Электроникс".

Список используемых источников

1. ICT Facts and Figures. 2016. ITU. URL: <https://www.itu.int/en/ITU-D/statistics/Pages/default.aspx>.
2. Measuring the Information Society Report. 2017. ITU. URL: <https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Pages/facts/default.aspx>.
3. Бабкин А.С., Пыленок А.М., Рыжков А.Е., Сиверс М.А., Трофимов А.П. Сети стандарта LTE. Развитие технологий радиодоступа. СПб.: СПбГУТ, 2015. 254 с.
4. Metzger F. et al. TCP Video Streaming and Mobile Networks: Not a Love Story, but Better with Context // Computer Networks. 2016. Vol. 109. PP. 246–256.
5. Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update. 2016–2021. White Paper. URL: <http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/mobile-white-paper-c11-520862.html>.
6. Ryu M., Kim Y., Park H. Systematic QoS Class Mapping Framework over Multiple Heterogeneous Networks // International Conference on Next Generation Wired / Wireless Networking. Springer, 2008. PP. 212–221.
7. Chen Y. et al. Understanding the Complexity of 3G UMTS Network Performance // IFIP Networking Conference. IEEE. 2013. PP. 1–9.

* * *

THE UMTS LOAD CHARACTERISTICS STUDY

O. Simonina¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Simonina O. The UMTS Load Characteristics Study // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 93–99.

Abstract: *The article is devoted to network traffic multimedia service UMTS. The study was conducted using simulation modeling. It is shown that it is critical to increase the share of video traffic over 70%. In the case of simultaneous transmission of streaming traffic and data traffic failure occurs on the access level. With the increase in the share multimedia traffic (voice and stream) a failure occurs on the core network. This study is of interest for the operation of UMTS networks and planning network development.*

Keywords: *UMTS, bandwidth, multimedia services mobile network.*

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

- АНДРЕЕВ**
Владимир Александрович доктор технических наук, профессор, Заслуженный деятель науки Российской Федерации, Президент Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, andreev@psati.ru
- БУРДИН**
Антон Владимирович 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
- БУРДИН**
Владимир Александрович доктор технических наук, профессор, проректор по науке и инновациям Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, burdin@psati.ru
- БЫЛИНА**
Мария Сергеевна кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, BylinaMaria@mail.ru
- ВИКУЛОВ**
Антон Сергеевич аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, asv012016@gmail.com
- ВЛАДИМИРОВ**
Сергей Сергеевич кандидат технических наук, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vladimirov.opds@gmail.com
- ГАТЧИН**
Юрий Арменакович 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
- ГЕРАСИМОВИЧ**
Александр Сергеевич аспирант кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, главный специалист-эксперт отдела Управления ФСТЭК России по СЗФО, alexgera93@gmail.com
- ГЛАГОЛЕВ**
Сергей Федорович кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, GlagolevSF@yandex.ru
- ДВОРНИКОВ**
Сергей Викторович доктор технических наук, профессор, профессор Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru
- ДЕМИДОВ**
Владимир Витальевич научный сотрудник АО «Научно-исследовательский и технологический институт оптического материаловедения Всероссийского научного центра «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», demidov@goi.ru
- ДУКЕЛЬСКИЙ**
Константин Владимирович 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, vicerektor.sc@sut.ru
- ДУХОВНИЦКИЙ**
Олег Геннадьевич кандидат технических наук, руководитель Федерального агентства связи (Россвязь), mail@rossvyaz.ru
- ДЮБОВ**
Андрей Сергеевич кандидат технических наук, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, blip@bk.ru

- ЕЛАГИН**
Василий Сергеевич кандидат технических наук, доцент кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, elagin.vas@gmail.com
- 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
- КОВАЛЬСКИЙ**
Александр Александрович кандидат технических наук, старший научный сотрудник военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, sake636@mail.ru
- КОГНОВИЦКИЙ**
Олег Станиславович доктор технических наук, профессор, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kogn@yandex.ru
- КОРЖИК**
Валерий Иванович доктор технических наук, профессор, профессор кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, val-korzhik@yandex.ru
- МЫШЬЯНОВ**
Сергей Васильевич ассистент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, mishyanov@gmail.com
- ОДОЕВСКИЙ**
Сергей Михайлович доктор технических наук, профессор, профессор Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, odse2017@mail.ru
- ПАРАМОНОВ**
Александр Иванович доктор технических наук, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, alex-in-spb@yandex.ru
- СИМОНИНА**
Ольга Александровна кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, olga.simonina@spbgut.ru
- СТАРОСТИН**
Владимир Сергеевич кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры высшей математики Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, star_vs_47@mail.ru
- ТЕР-НЕРСЕСЯНЦ**
Егише Вавикович кандидат технических наук, начальник лаборатории оптических волокон АО «Научно-исследовательский и технологический институт оптического материаловедения Всероссийского научного центра «Государственный оптический институт им. С.В. Вавилова», ter@goi.ru
- ХОБОРОВА**
Вера Петровна адъюнкт Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, khoborova.vera@yandex.ru
- ФЕДОРЕНКО**
Иван Владиславович аспирант кафедры радиотехнических и телекоммуникационных систем Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, fedorenkoiv@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