

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 2

№ 2

Санкт-Петербург

2016

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

Hošek I., PhD, Brno University of Technology, Czech Republic

Tiamiyu O.A., PhD, University of Ilorin, Nigeria

Козин И.Д., д.ф.-м.н., проф., профессор кафедры телекоммуникационных систем «Алматинского
университета энергетики и связи», Республика Казахстан

Самуйлов К.Е., д.т.н., проф., заведующий кафедрой прикладной информатики и теории
вероятностей РУДН

Степанов С.Н., д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Сети связи и системы коммутации» МТУСИ

Росляков А.В., д.т.н., проф., заведующий кафедрой автоматической электросвязи ПГУТИ

Кучерявый А.Е., д.т.н., проф., заведующий кафедрой сетей связи и передачи данных СПбГУТ

Канаев А.К., д.т.н., доц., заведующий кафедрой «Электрическая связь» ПГУПС

Новиков С.Н., к.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., начальник управления организации научной работы и подготовки научных
кадров 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

Выпускающий редактор – **Аникевич Е.А.**, к.т.н., начальник отдела организации НИР
и интеллектуальной собственности СПбГУТ

Регистрационная информация

Свидетельство о регистрации СМИ: № 77-17986 от 07.04.2004.

Подписной индекс по каталогу «Межрегионального агентства подписки»: 12073.

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

Контактная информация

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

Адрес редакции: 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, корп. 1, каб. 368/2.

E-mail: tuzs@spbgut.ru, телефон/факс: 8 (812) 326-31-63, доб. 2099.

Подписано в печать 24.06.2016. Формат 60×841/8.

Усл.-печ. л. 13,25. Тираж 1000 экз. Заказ № 2463/2.

Отпечатано в Санкт-Петербургском университете ГПС МЧС России.
196105, Санкт-Петербург, Московский проспект, д. 149.

СОДЕРЖАНИЕ:

<i>М.В. Авраменко, В.Ю. Гойхман</i> Анализ суточных изменений атмосферных явлений при помощи разработанного M2M решения для экологического мониторинга окружающей среды.....	5
<i>М.А. Алексеев, Ю.А. Ковалгин</i> Программное обеспечение для анализа массива данных, измеренных контрольно-измерительным приёмником системы DRM+.....	10
<i>Т.А. Баранова, А.Ю. Вязьмин, А.О. Жаранова, В.В. Капитоненко</i> Метафизика нравственности троллинга в интернете.....	13
<i>М.Н. Беленькая, Д.О. Прохоров, Н.В. Трофлянина, С.А. Фомин</i> Разработка программного анализатора сетевого трафика на основе количественных характеристик потока транспортного уровня.....	19
<i>В.М. Березянская, А.А. Мартынов, С.И. Савинский, А.К. Сагдеев</i> История развития отечественной спутниковой связи.....	24
<i>Ю.Ф. Болтов, Л.С. Дудаков, А.В. Тарлыков</i> Решение задачи визуализации процедурно генерируемого ландшафта при помощи алгоритма на основе структуры «дерево квадрантов».....	28
<i>М.С. Былина, С.С. Попова</i> Методика расчета длины регенерационного участка ВОЛС с компенсаторами дисперсии.....	33
<i>А.А. Ганбаев, В.А. Филин</i> Анализ методов модуляции ВЧ колебаний в ключевых генераторах.....	39
<i>С.В. Дворников, Р.В. Иванов</i> Предложения по оценке защищенности радиоканалов от структурных помех.....	44
<i>С.С. Дворников, А.В. Пшеничников</i> Предложения по формированию сигналов методом последовательной конкатенации вейвлет-функций.....	48
<i>А.С. Дюбов, Т.Р. Ялунина</i> Компьютерное моделирование нелинейных эффектов в оптических волокнах.....	54
<i>В.С. Елагин, А.В. Онуфриенко</i> Технология глубокой инспекции пакетов в программно-конфигурируемой сети.....	59

<i>А.Д. Иванов, Т.Ю. Ковалева</i> Результаты моделирования композитного материала для антенных укрытий.....	64
<i>Д.И. Кирик, А.В. Тумашов</i> Разработка математической модели экранированной рамочной антенны для N-количества витков.....	68
<i>Д.А. Кондратьев, Н. Эльсабаяр Шевченко, Л.К. Птицына</i> Интеллектуальные профили сервис-ориентированных архитектур.....	72
<i>В.И. Коржик, И.В. Кропивко</i> Исследование аудиостегосистемы, построенной на основе использования эхо-сигналов с передачей их через акустическую среду с внешними шумами.....	77
<i>Д.А. Кузнецов, П.О. Митрошина, А.К. Сагдеева, А.А. Сёмин</i> Особенности построения радиоканала с беспилотным летательным аппаратом.....	82
<i>М.С. Кулаков, С.С. Шаврин</i> Разработка протокола маршрутизации самоорганизующейся AD HOC сети для систем АЗН-В.....	88
<i>Н.Л. Пиховкин, Д.В. Сахаров</i> Обеспечение безопасности распределенной информационно-вычислительной сети с учетом управления рисками.....	93
<i>Э.Л. Портнов, Т.Д. Фатхулин</i> Технологические решения по увеличению пропускной способности оптических волокон.....	98
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ.....	104

АНАЛИЗ СУТОЧНЫХ ИЗМЕНЕНИЙ АТМОСФЕРНЫХ ЯВЛЕНИЙ ПРИ ПОМОЩИ РАЗРАБОТАННОГО M2M РЕШЕНИЯ ДЛЯ ЭКОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

М.В. Авраменко, В.Ю. Гойхман

У технологии межмашинных коммуникаций есть огромный потенциал для улучшения охраны окружающей среды и экологической обстановки. Регулярные измерения состояния воздуха в крупных мегаполисах помогут жителям не только понять состав и качество воздуха, но и помочь экологическим организациям в борьбе с опасными загрязнениями. В статье рассматриваются результаты исследования суточных изменений атмосферных явлений от сенсорного узла.

Ключевые слова: machine-to-machine, интернет вещей, межмашинные коммуникации, носимые устройства, качество воздуха, атмосферные явления.

ANALYSIS OF DAILY CHANGES IN ATMOSPHERIC PHENOMENA WITH HELP OF DEVELOPED M2M SOLUTIONS FOR ENVIRONMENTAL MONITORING

Avramenko M., Goikhman V.

At the inter-machine communication technologies have enormous potential to improve the protection of the environment and ecological conditions. Regular measurements of air condition in the major metropolitan areas to help residents not only to understand the composition and quality of the WHO-spirit, but also to help environmental organizations in the fight against dangerous contamination. The article describes the results of studies of daily changes in atmospheric phenomena from the sensor assembly.

Keywords: machine-to-machine, internet of things, inter-machine communications, portable devices, air quality, atmospheric phenomena.

Постановка задачи

Проникновение в нашу жизнь устройств Интернета Вещей усиливается с каждым годом. Носимая электроника становится всё популярнее: пользователи смартфонов приобретают умные часы, браслеты, чтобы получить дополнительные функции [1]. Обеспечение экологической безопасности и внедрение современных технологий мониторинга экологической обстановки является одной из актуальных задач. У технологии межмашинных коммуникаций или M2M (*Machine-2-Machine*), являющейся составной частью концепции Интернета Вещей, есть огромный потенциал для улучшения охраны окружающей среды, она может приносить пользу различным формам сельского хозяйства, контролировать состав воздуха, влажность почвы [2]. Разрабатываемый проект

нацелен решить задачи мониторинга окружающей среды, а также иметь минимальную сложность интеграции устройств и отображать данные от датчиков с любых устройств в режиме реального времени.

Целью данной работы является анализ данных полученных от сенсорного узла для выявления закономерности в изменениях атмосферных явлений для последующей доработки устройства в передачи данных при изменении показателей.

Для исследования суточных изменений атмосферных явлений, необходимо создать макет M2M-сети и сенсорный узел. На рисунке 1 приведена схема разработанного макета сети. Она состоит из четырех основных компонентов:

- 1) веб-сервер Apache 2 под управлением ОС Linux;
- 2) сервер базы данных под управлением СУБД MySQL;
- 3) web-приложение, которое визуализирует необходимую информацию для пользователя;
- 4) макет сенсорного узла.

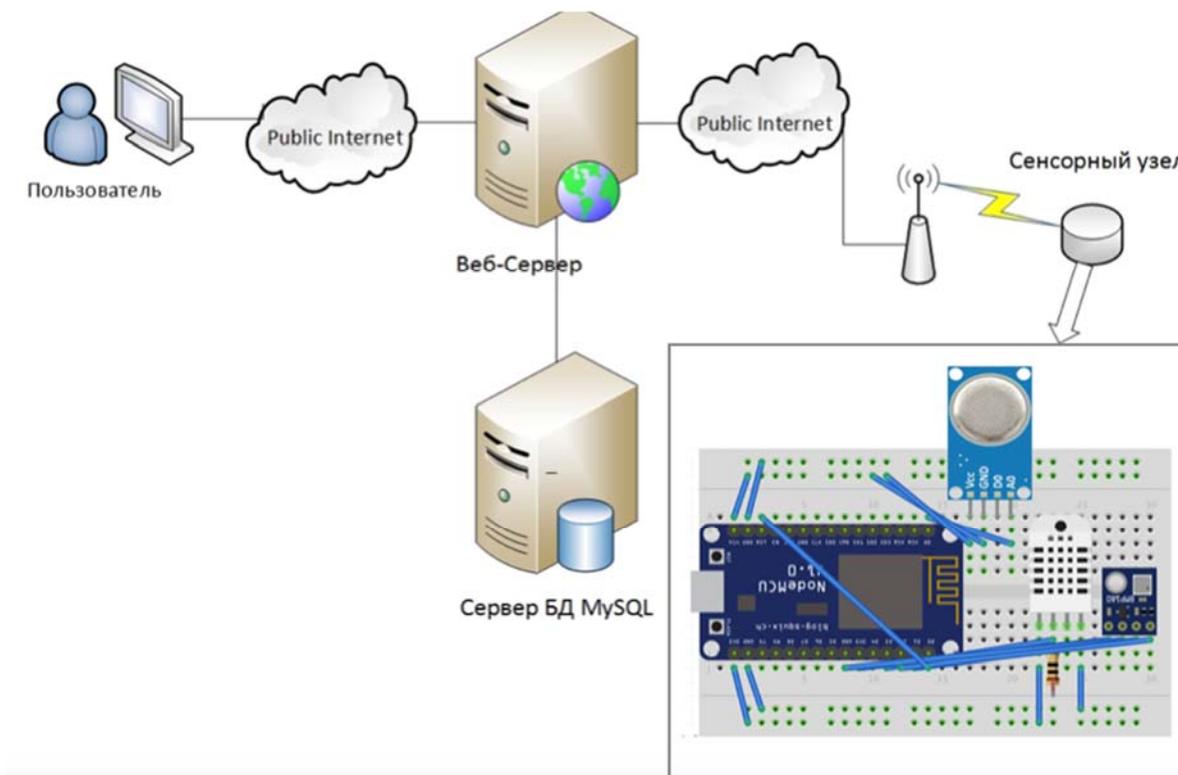


Рис. 1. Схема макета M2M-сети

При разработке макета сенсорного узла стоит уделить внимание его относительно малой стоимостью по сравнению с уже существующими модулями, а также минимальные габариты. Макет сенсорного узла состоит из:

- датчика температуры и влажности DHT22,
- датчика давления BM180,
- датчика качества воздуха MQ135.

Управляющим устройством служит Wi-Fi модуль ESP8266 версии ESP-12/NodeMCU, объединяющий в себе функции микроконтроллера и имеющий РСВ антенну с дальностью до 400 м на открытом пространстве. В модуле полностью реализован TCP/IP стек, что позволяет использовать для передачи данных на удаленный сервер любой протокол, работающий поверх транспортного уровня.

После разработки модели M2M-сети и обеспечения связности, необходимо разработать алгоритм работы сенсорного узла для проведения замеров в разных районах города Санкт-Петербурга.

Алгоритм работы сенсорного узла представлен блок-схемой на рисунке 2, начинающейся с инициализации сенсорного узла, далее запускается таймер. В течение определенного времени осуществляется сбор данных от датчиков. После остановки таймера, полученные данные анализируются путем применения алгоритма нахождения грубых выбросов. При нахождении значений выходящих за пределы допустимых границ, они передаются брокеру при помощи организации Wi-Fi канала между точкой доступа и узлом. По окончании передачи данных на сервер процедура повторяется.

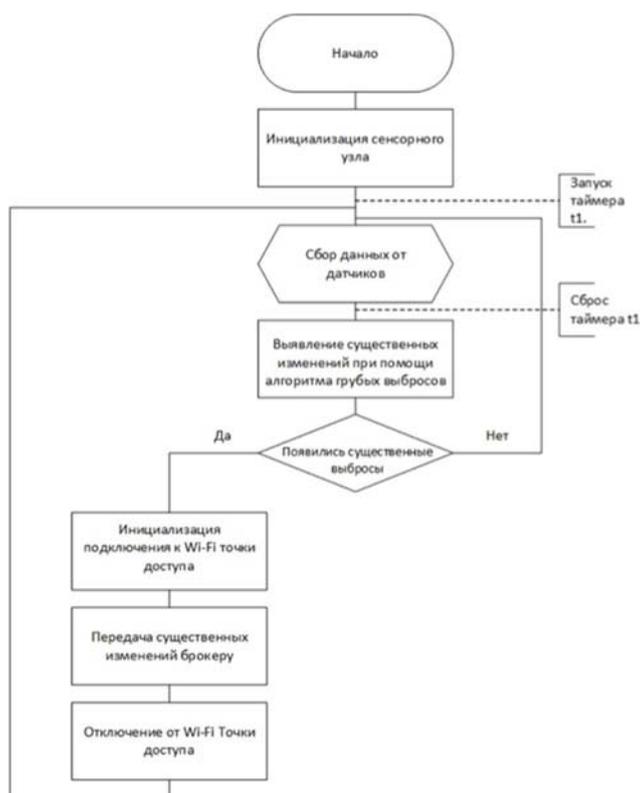


Рис. 2. Алгоритм работы сенсорного узла

Для проведения эксперимента были выбраны пять дней: 18 мая, 1, 3, 5 и 7 июня 2016 г. Сенсорный узел был установлен в пяти районах соответственно: Василеостровском, Приморском, Калининском и Невском Санкт-Петербурга и измерял четыре основных показателя: температуру (градусы Цельсия), влаж-

ность (проценты), атмосферное давление (мм. рт. ст.), качество воздуха (ppm, миллионные доли).

На рисунке 3 приведены результаты эксперимента по Калининскому району, так как по остальным районам наблюдается схожая тенденция. На данном графике отображена зависимость миллионной доли (ppm) от времени (сутки). За день было передано 241 значение.

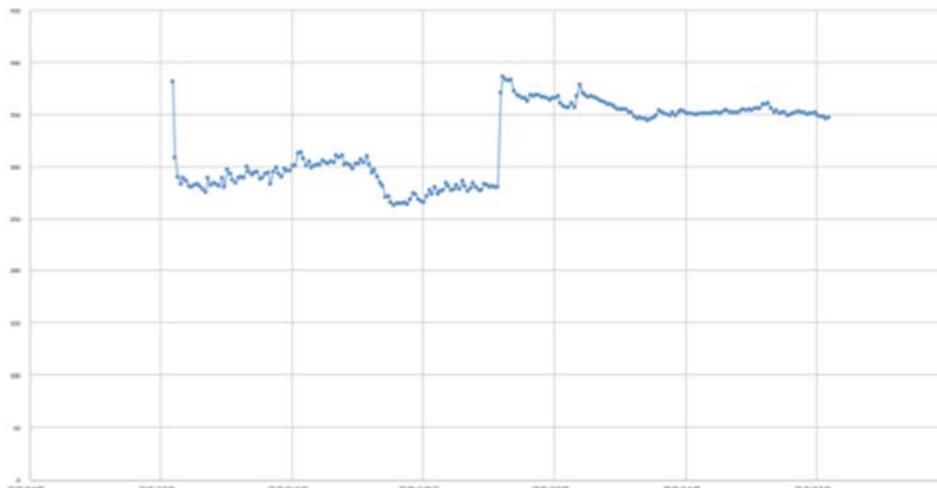


Рис. 3. Суточные изменения качества воздуха в Калининском районе

На рисунке 4 отображена зависимость интервалов между двумя смежными значениями (качества воздуха, выраженной в ppm) и времени (сутки). По результатам после применения алгоритма нахождения грубых выбросов было передано 33 значения. Двумя прямыми показан «коридор значений», в который вошли значения не критичные для передачи.

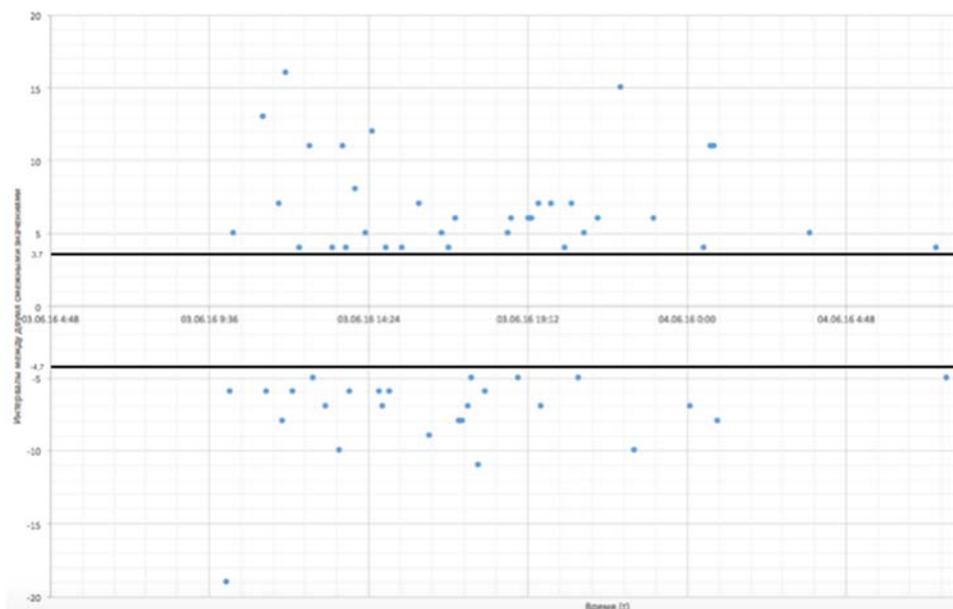


Рис. 4. Суточные изменения качества воздуха в Калининском районе после применения алгоритма нахождения грубых выбросов

После проведения экспериментов, для анализа трафика, порождаемого сенсорным узлом, необходимо построить распределение интервалов времени между пакетами. Каждый переданный пакет – это один атмосферный показатель. Полученное распределение качества воздуха по всем пяти районам приведено на рисунке 5.

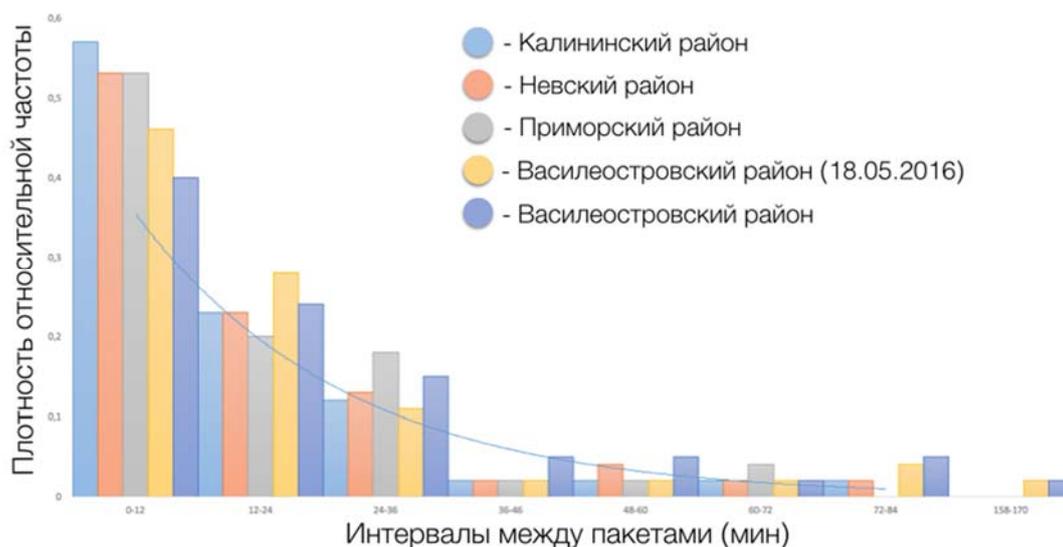


Рис. 5. Гистограмма распределения интервалов между пакетами

Выводы

Выводом данной работы, можно указать, что после применения алгоритма нахождения грубых выбросов и разработки алгоритма получения данных от сенсорного узла, основной межпакетный интервал по всем атмосферным показателям приходится в среднем на интервал 0–18 мин., так как изменения между двумя смежными значениями, превышающими критический порог, происходят минимальными интервалами, что свидетельствует об инерционности датчиков.

На основе этих данных можно предположить, что сенсорному узлу требуется осуществлять передачу данных в среднем не чаще чем раз в 20 минут, что, во-первых, влияет на расчет энергопотребления сенсорного узла, а во-вторых, влияет, в будущем, на анализ общего трафика, так как подобных M2M-устройств в сети ожидаются миллионы.

Список используемых источников

1. Гольдштейн Б.С., Кучервый А.Е. Сети связи пост-NGN. СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 160 с. ISBN 9785977509008.
2. Stryjak J., Sharma A. Analysis Agricultural machine-to-machine (Agri M2M): a platform for expansion [Электронный ресурс] // GSMA. 2015. URL: [http:// www.gsma.com/mobilefordevelopment/wp-content/uploads/2015/03/Agricultural-M2M.pdf](http://www.gsma.com/mobilefordevelopment/wp-content/uploads/2015/03/Agricultural-M2M.pdf)

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ АНАЛИЗА МАССИВА ДАННЫХ, ИЗМЕРЕННЫХ КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ ПРИЁМНИКОМ СИСТЕМЫ DRM+

М.А. Алексеев, Ю.А. Ковалгин

DRM (Digital Radio Mondiale) – это система цифрового радиовещания. В 2009 году произошло дополнение стандарта системы (появилась возможность вещания в ОВЧ диапазоне). В связи с этим важно иметь набор инструментов для анализа и обработки данных, полученных при тестировании новой, усовершенствованной системы.

Ключевые слова: DRM, MATLAB, графический интерфейс пользователя, RSCI, цифровое радиовещание.

SOFTWARE TO ANALYZE THE MASSIVE OF DATA MEASURED BY CONTROL MEASURING RECEIVER OF DRM+ SYSTEM

Alekseev M., Kovalgin Yu.

DRM (Digital Radio Mondiale) is a system of digital broadcasting. In 2009, there was a system of standard addition (the opportunity to broadcast in the VHF Range-zone). In this regard it is important to have a set of tools for the analysis and processing of data obtained during testing of a new, improved system.

Keywords: DRM, MATLAB, graphical user interface, RSCI, digital-broadcasting howling.

Первые варианты стандарта DRM работали на частотах до 30 МГц, сейчас же область частот расширилась и включает полосу частот от 174 до 230 МГц. Это расширение и обозначается как DRM+. Таким образом, появление нового стандарта, предусматривающего вещание в формате DRM+, делает необходимым анализ ситуации с вещанием в ОВЧ диапазоне, частотный ресурс которого вместе с возможностями цифровых технологий открывают новые перспективы по развитию высококачественного радиовещания в стране [1].

Контрольно-измерительный приёмник системы цифрового радиовещания DRM+ используется для измерений параметров приемо-передающего оборудования, как системы в целом, так и отдельных ее трактов. Он записывает измеренные данные в один файл по протоколу RSCI в шестнадцатеричном коде, что не совсем удобно для обработки и последующего анализа полученных результатов измерений (рис. 1).

Поэтому было бы достаточно актуально создание программы, которая:

- выделяет из общего массива измеренных данных нужные параметры и отображает их в виде графиков и текста;
- производит запись каждого из измеренных параметров данных в отдельные файлы в десятичном виде для дальнейшего анализа;

- удобна в использовании за счёт наличия графического интерфейса пользователя.

```

20 64 72 6d 2b 72 73 65 72 00 00 00 00 72 67 70  drm+rser....rgr
73 00 00 00 d0 01 09 00 3b 2f ff ff 00 1e 15 00  s...P...;/яя...
00 00 0e 00 12 39 07 07 df 08 0d 01 2f 01 12 72  ....9..Я.../..r
6d 65 72 00 00 00 00 72 77 6d 66 00 00 00 10 06  mer....rwmf....
df 72 77 6d 6d 00 00 00 00 72 64 62 76 00 00 00  Яrwmm....rdbv...
10 04 15 72 66 72 65 00 00 00 20 04 05 5b 9f 64  ...rfre... ..[ud
6c 66 63 00 00 00 20 00 00 00 0e 72 70 73 64 00  lfc... ....rpsd.
    
```

Рис. 1. Фрагмент файла, записанного приёмником по протоколу RSCI

Несмотря на то, что для реализации подобного рода задач, как правило действует IDE Qt Creator и язык программирования C++, программу было решено создавать с использованием пакета прикладных программ MATLAB и его специализированной среды GUIDE.

Задача создания программы сводится к обработке протокола RSCI (так же некоторая информация выделяется из системных каналов FAC и SDC системы DRM). Каждый из измеренных приёмником параметров записывается в свой TAG элемент (рис. 2) [2]. Для каждого TAG элемента, представленного в таблице 1, в MATLAB был написан свой *m*-файл.



Рис. 2. Структура TAG элемента отношение сигнал/шум протокола RSCI

ТАБЛИЦА 1. Список обрабатываемых программой параметров

TAG name	Параметр
<i>*ptr</i>	Тип протокола и версия
<i>rinf</i>	Тип приёмника
<i>rfre</i>	Оценка частоты приёма
<i>rsnr</i>	Отношение сигнал/шум
<i>rdbv</i>	Напряжение на входе приёмника
<i>rmer</i>	Коэффициент ошибок модуляции
<i>rpro</i>	Профиль приёмника

TAG name	Параметр
rgps	Время и дата
	Скорость движения приёмника
	Траектория движения приёмника
	GPS координаты
rsta	Статус синхронизации приёма
	Статус декодирования аудио
	Статус декодирования цифровых данных канала FAC
	Статус декодирования цифровых данных канала FAC
fac_	Режим модуляции несущих частот в канале SDC
	Скорость кодирования в канале SDC
	Режим модуляции несущих частот в канале MSC
sdc_	Режим аудио
	Статус использования SBR

Завершающим этапом создания программы является объединение всех созданных скриптов для обработки данных в одну программу с графическим интерфейсом. Внешний вид интерфейса изображён на рисунке 3.

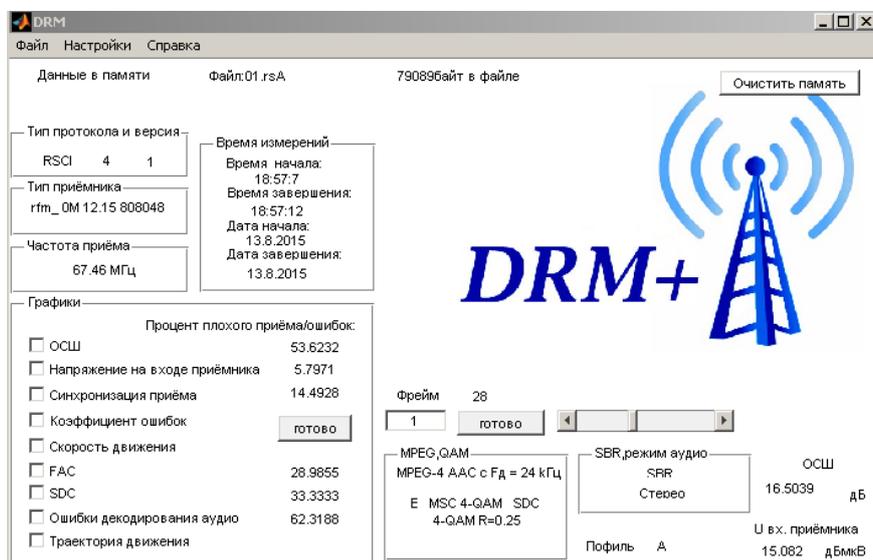


Рис. 3. Интерфейс главного рабочего окна программы

В конце июля 2015 г. в Санкт-Петербурге на частоте 67,46 МГц началось экспериментальное вещание «Радио Маяк» в цифровом формате DRM+ [3]. С помощью обработанных программой данных удалось произвести оценку зон уверенного приёма, совместив траекторию движения приёмника с картой местности и отметив отношение сигнал/шум в каждой точке приёма (рис. 4).

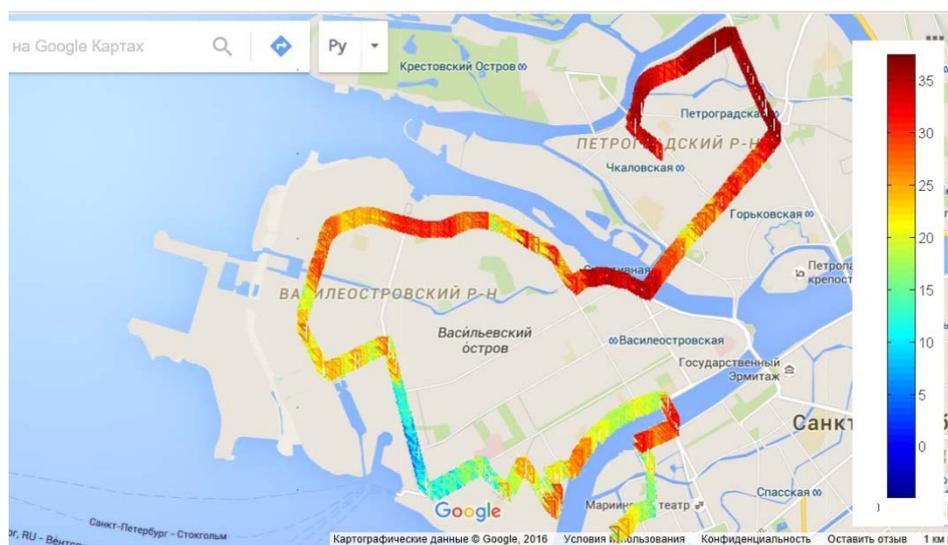


Рис. 4. Оценка зон уверенного приёма (цветом отображается ОСИ)

В дальнейшем можно произвести:

- работу по оптимизации кода, так как на данном этапе программа требует достаточно много оперативной памяти;
- тестирование программы на наличие неучтённых комбинаций действий пользователя, приводящих к её некорректной работе.

После выполнения этих доработок программу можно считать полностью готовой к практическому использованию.

Список используемых источников

1. Рихтер С.Г., Смирнов Д.С. О преимуществах радиовещания в формате DRM+ [Электронный ресурс] // Материалы VII Международной науч.-техн. конф. «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения», INTERMATIC – 2010. 23–27 нояб. 2010 г., Москва / под ред. чл.-корр. РАН А.С. Сигова. М.: Энергоатомиздат, 2010, часть 3. С. 222–225. URL: <http://www.conf.mirea.ru/CD2010/pdf/p3/54.pdf>
2. European Telecommunication Standard ETSI TS 102 349 V4.2.1 (2016-03). Technical Specification. Digital Radio Mondiale (DRM) Receiver Status and Control Interface (RSCI); System Specification.
3. Новости и события СПбГУТ, 13 августа 2015 года. Экспериментальное вещание в цифровом формате [Электронный ресурс]. URL: <http://www.sut.ru/news/public/ns/main/id/2036>

МЕТАФИЗИКА ПРАВСТВЕННОСТИ ТРОЛЛИНГА В ИНТЕРНЕТЕ

Т.А. Баранова, А.Ю. Вязьмин, А.О. Жаранова, В.В. Капитоненко

В статье проводится нравственный анализ явления троллинга в пространстве интернета, включающего в себя блогосферу и социальные сети. Основанием нравственного анализа данного явления служит моральная философия Иммануила Канта, изложенная им в ра-

ботах «Критика практического разума», «Основы метафизики нравственности», «Метафизика нравов». В статье освещаются основные положения моральной философии Канта, их практическое применение к различным сферам человеческой деятельности. Приводятся примеры явления троллинга в пространстве интернета, после чего делается заключение о соответствии их категорическому императиву и автономной воле.

Ключевые слова: троллинг, хамство, интернет, Иммануил Кант, свободная воля, автономная воля, гетерономная воля, максима, императив, категорический императив, кантовский философский подход, критика практического разума, нравственность поступков.

METAPHYSICS OF MORALS TROLLING THE INTERNET

Baranova T., Vyazmin A., Zharanova A., Kapitonenko V.

The article analyzes the phenomenon of trolling moral space of inter-net, including the blogosphere and social networks. The basis of moral analysis of this phenomenon is the moral philosophy of Immanuel Kant, they set out to work "Critique of Practical Reason", "Fundamentals of the metaphysics of morals", "Metaphysics of morals". The article highlights the key provisions of the moral philosophy of Kant, their practical application to the various spheres of human activity. Some examples of the phenomenon of trolling in the space of the Internet, and then make a conclusion on their compliance with the categorical imperative and an autonomous will.

Keywords: trolling, rudeness, internet, Immanuel Kant, free will, self-will, heteronomous will, the maxim, the imperative, the categorical imperative, Kantian philosophical approach, criticism of practical reason, moral behavior.

Виды троллинга в пространстве Интернета

Троллинг – специфический вид социальной коммуникации в пространстве Интернета, связанный с провокационной деятельностью отправителя сообщения, преследующего различные цели. Разумеется, нельзя дать однозначную нравственную оценку этому явлению. В пользу этого говорит тот факт, что далеко не все виды троллинга в пространстве Интернета ставят в качестве своей цели желание оскорбить собеседника намеренно или невольно. Так, существуют примеры троллинга, которые не только не имеют ничего общего с хамством, но также и со злым умыслом.

Например, провокационный характер *trolling*-сообщения, если он произнесен «к месту», может иметь лишь шуточный, игривый характер ради эстетического удовольствия от «удачно» придуманного каламбура или игры слов. Это вполне безобидно, при условии, что такая эстетика радует не только отправителя, но и получателя сообщения, а не оскорбляет последнего.

Например, некто X на молодежном форуме размещает провокационное сообщение: «Хочу начать верить в Бога, но не знаю в какого? Посоветуйте». Дождавшись в ответ сообщения, в котором некто Y заявляет, что «неважно в какого, поскольку Бог – один», X реагирует удачным каламбуром: «Спасибо. Теперь начну веровать в бога Одина». Это удачная шутка, и всем становится весело. Однако если подобное сообщение размещено на сайте какой-нибудь благотворительной организации, содействующей религиозному образованию в России, то это действительно хамство.

Существуют далеко не безобидные виды троллинга, которые, тем не менее, также нельзя отнести к хамству:

1. Провокационный характер *trolling*-сообщения может преследовать цель распространения через сеть Интернет вирусов и вредоносных программ. Отвлекаясь от факта производства вирусов, являющегося самостоятельным преступлением, мы могли бы этот вид троллинга связать с имеющимся историческим типом «сплетен», в которых тиражируется образ всем известной персоны.

Например, некто X размещает провокационное объявление с текстом «Страна скорбит о безвременно ушедшем “короле” поп-музыки Филиппе Киркорове. Похороны состоятся...». Целью такого провокационного объявления является привлечение внимания читателя к сайту, который, скорее всего, содержит вирусы или вредоносные программы.

2. Провокационный характер *trolling*-сообщений может использоваться для управления каким-то сообществом, социальной группой, когда отправитель сообщения мастерски использует такой прием для прекращения или начала той или иной беседы. Такому виду троллинга можно было бы присвоить историческое название «интриги».

Например, обычно в таких сообщениях, некто, играя роль шута-зачинщика в беседе (чате, форуме), устраняет в группе тему беседы, или ссорит участников, или, наоборот, способен подбросить новую тему и привлечь сторонников.

3. Без провокаций нельзя обойтись и тем отправителям *trolling*-сообщений, чье намерение – собрать достаточно информации косвенного характера о каком-либо человеке или организации. Это можно было бы назвать провокационным «сбором слухов» или «шпионажем».

В этих случаях отправитель сообщения обычно своими репликами вынуждает кого-то произнести вслух и выдать требуемую информацию, или просто подсчитывает количество голосов, высказавшихся «за» и «против» его поста.

4. Наконец, самыми опасными были бы *trolling*-сообщения с целью «шантажа» или «запугивания».

Такие сообщения обычно рассылаются лично адресату и содержат угрозы в адрес получателя сообщения, или его родственников.

В отечественной литературе можно найти множество других классификаций троллинга. Так, например, Р. А. Внебрачных, однозначно вынося нравственно-отрицательный, но крайне расплывчатый приговор этому явлению в своей статье «Троллинг как форма социальной агрессии в виртуальных сообществах», выделяет еще несколько видов троллинга: «тролль-комментатор», «тролль-герой-любовник», «тролль-советчик» [1, с. 50–51].

Гетерономная и автономная воля в философии нравственности Канта

В отличие от спекулятивного, т. е. «умозрительного» разума, где познавательная функция сознания передается рассудку [2], который ограничен в знании истины, практический разум в философии Канта сам осуществляет кон-

троль над способностью суждения и способностью желания в случае совершения индивидом нравственного поступка.

Всякий поступок, согласно Канту, обусловлен либо желанием, либо волей так, что воля в каких-то случаях следует желанию, а в каких-то – способна противостоять ему. В этом простом факте Кант видит указание на существование свободной воли, не обусловленной причинно-следственной связью опыта жизни. Оговорка Канта о воле не случайна: разумным субъектом Кант называет того, кто осознает свое существование как существование само по себе, «поскольку оно не подчинено условиям времени <...> и в этом его существовании для него нет ничего предшествующего определению его воли» [3, с. 426]. Согласно «Критике чистого разума» свобода присуща лишь разуму и является трансцендентальной («безусловной») и трансцендентной, т. е. «запредельной познанию» причинностью [2, с. 384–385]. Свободную волю разумного субъекта Кант определяет как автономную и помещает её исключительно в пределах разума [3, с. 351]. В то же время воля как таковая в её исполнении не может быть «оторвана» от желания и жизни, поскольку воля оформляется как личный поступок, совершаемый во времени и обусловленный природной причинно-следственной связью. Таким образом, воля изначально проявляется в состоянии гетерономии – т. е. в разнородности содержания желаний, долженствований, стремлений к удовольствию, к отсутствию страха, избегания смерти, и т. д. Гетерономии природы сознания с необходимостью передается свободная компонента автономной воли разума в виде свободы выбора. Этим способом практический разум осуществляет контроль над способностью суждения, которая, в случае нравственного суждения, преодолевает ограниченность опыта сознания и увеличивает саму свободу разума в нем.

То, как Кант провозглашает автономию свободной воли, рисует нам следующую схему: автономия воли как присущее природе сознания изначально-нравственное стремление к свободе создает свободу выбора в гетерономной среде желаний, но свобода выбора не порождает обязательность нравственного поступка, увеличивающего свободу разума и, поэтому, способна как увеличивать, так и уменьшать степень человеческой свободы. Кант пишет: «Автономия воли есть единственный принцип всех моральных законов и соответствующих им обязанностей; всякая же гетерономия произвольного выбора не создает никакой обязательности, а, скорее, противостоит её принципу и нравственности воли» [3, с. 350].

Регулятивный принцип практического разума в отношении способности суждения и способности желания проявляется как «нравственный закон». Таким образом, нравственный закон автономной воли не побуждает человека совершать нравственные поступки, а определяет мотивы поступков. Мотивы поступков Кант описывает в самом начале «Критики практического разума»: в случае, если человек мотивирован знанием социальных норм, то такой мотив называется максимой или императивом; в случае неосознанного следования желанию или незнания закона – такой мотив остается без специального названия. Однако именно наличие воли определяет, является ли безнравственный

поступок человека злом, или нет. «Человека, однако, называют злым не потому, что он совершает злые (противные закону) поступки, а только потому, что эти поступки таковы, что дают возможность сделать вывод о его злых максимах», – пишет Кант в трактате «Об изначально злом в человеческой природе» [4, с. 21].

То, что Кант называет максимой, можно было бы определить как любую установку воли субъективного характера [3, с. 331]. Установки воли объективного характера (нормативы) – долженствования, запреты, разрешения – Кант называет законами, но они его как исследователя нравственности не интересуют. Сферу теоретического обнаружения нравственного поступка составляют такие максимы, которые называются императивами [3, с. 332]. Единственным императивом, способным определить условия автономной воли, направленной на увеличение свободы разума, является категорический императив: «Поступай так, чтобы максима твоей воли могла в то же время иметь силу принципа всеобщего законодательства» [3, с. 347]. Однако на практике, как правило, человеку бывает некогда анализировать логику своих поступков. Поэтому Жиль Делёз в работе «Критическая философия Канта: учение о способностях» охарактеризовал «голос» автономной воли в сознании человека с помощью понятия «общее моральное чувство»: «Общее моральное чувство – это согласие рассудка с разумом под законодательством самого разума» [5, с. 182].

Степень участия автономной воли в явлении троллинга

Теперь можно приступить к нравственной оценке многочисленных видов троллинга в сети Интернета. Как уже говорилось, формальным критерием нравственности троллинга как поступка, согласно И. Канту должна быть степень присутствия автономной воли в процессе волеизъявления в гетерономной среде. Таких степеней возможно всего две: 1) либо автономная воля только создает свободу выбора для того или иного поступка, 2) либо поступок, находясь в согласии с принципом категорического императива автономной воли, не только совершается свободным выбором, но и увеличивает свободу выбора в нравственно возрастающем самосознании личности. Ранее мы выделили несколько видов троллинга: 1. троллинг-шутка; 2. троллинг-хамство; 3. троллинг-сплетни; 4. троллинг-интриги; 5. троллинг-шпионаж; 6. троллинг-шантаж.

Первый вид троллинга – шутка – формально находится в согласии с категорическим императивом Канта, поскольку несвободными в случае, если они являются объектом шутки, могут чувствовать себя только люди, лишённые чувства юмора, что само по себе является неразвитостью морального чувства.

Второй вид троллинга – хамство – является безнравственным поступком, даже в случае, если совершающий этот поступок делает это по незнанию (непониманию): это также говорит о нравственной неразвитости личности. Если же хамство творится с умыслом, то это говорит о злонамеренности и о наличии у человека максимы, разрешающей хамство в отношении других людей.

Третий вид троллинга – сплетни – является безнравственным как со стороны отправителя сообщения, так и со стороны адресата, поскольку жажда получения сплетен так же не согласуется с категорическим императивом.

Четвертый вид троллинга – интриги – будучи самоцелью, является безнравственным поступком, однако в составе гипотетически благой цели, может использоваться в качестве метода. Так, например, если кто-то пытается подобными методами развалить Интернет-сообщество, на котором пропагандируется ксенофобия.

Пятый вид троллинга – шпионаж – также является безнравственным сам по себе, но может оправдываться опять-таки в качестве «метода» для раскрытия какой-либо безнравственной деятельности и её пресечения.

Наконец, шестой вид троллинга – шантаж – лишен нравственного принципа, будучи преступлением.

Выводы

Можно сделать следующие выводы на основании результатов исследования:

1. Далеко не все виды троллинга являются безнравственными.
2. Троллинг как явление нельзя однозначно относить к разновидности социальной агрессии или хамства, реализуемых в пространстве Интернета.
3. Некоторые виды троллинга следует отнести к долженствованиям и анализировать не как троллинг сам по себе, а как процесс, являющийся частью долга, а уже в свою очередь долг анализировать не предмет нравственности. Поскольку, как замечает Кант, «... в этике понятие долга должно вести к целям, а максимы в отношении целей, которые нам следует себе ставить, должны быть обоснованы согласно моральным основоположениям» [9, с. 316].

Список используемых источников

1. Внебрачных Р. А. Троллинг как форма социальной агрессии в виртуальных сообществах // Вестник удмуртского университета. Философия. Социология. Психология. Педагогика. Ижевск: УГУ, 2012. Вып. 1. С. 48–51, 112 с.
2. Кант И. Критика чистого разума. Ростов н/Д. : Феникс, 1999. 672 с.
3. Кант И. Критика практического разума // Собр. соч. в 6 тт., Т. 4, Ч. 1. М.: Мысль, 1965. С. 311–504, 544 с.
4. Кант И. Об изначально злом в человеческой природе // Собр. соч. в 6 тт., Т. 4, Ч. 2. М.: Мысль, 1965. С. 5–58, 478 с.
5. Делёз Ж. Критическая философия Канта: учение о способностях // Эмпиризм и субъективность. Критическая философия Канта. Бергсонизм. Спиноза. М.: ПЕР СЭ, 2001. С. 145–225, 480 с.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО АНАЛИЗАТОРА СЕТЕВОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ КОЛИЧЕСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОТОКА ТРАНСПОРТНОГО УРОВНЯ

М.Н. Беленькая, Д.О. Прохоров, Н.В. Трофлянина, С.А. Фомин

В современных условиях, когда по сетям передачи данных передаются огромные объёмы информации, остро необходимы программные продукты, позволяющие быстро анализировать сетевой трафик с целью определения его природы. В данной работе представлен способ определения природы передаваемого трафика на основе количественных характеристик потока транспортного уровня. Отличительная черта разработанного способа – его легковесность и нетребовательность к ресурсам машины, на которой выполняется анализ. Разработано приложение, выполняющее поставленную задачу в реальном времени.

Ключевые слова: анализ трафика, потоки трафика, машинное обучение.

DEVELOPMENT OF SOFTWARE ANALYZER NETWORK TRAFFIC BASED ON QUANTITATIVE CHARACTERISTICS OF TRANSPORT STREAM

Belenkaya M., Prokhorov D., Troflyanina N., Fomin S.

In modern conditions, when data networks to transfer huge amounts of information, badly needed software to quickly analyze network traffic to determine its nature. This paper presents a method of determining the nature of the traffic on the basis of quantitative transport layer flow characteristics. A distinctive feature of the developed method is its lightness and undemanding to resources of the machine on which the analysis is performed. It developed an application that performs the task in real time.

Keywords: traffic analysis, traffic flows, machine learning.

Введение

С каждым годом всё больше растут объёмы сетевого трафика, передаваемого по сети Интернет. Для решения многих прикладных задач требуется проводить анализ этого трафика – например, для организации классов обслуживания, для обнаружения нежелательного и запрещённого трафика и т. д.

Одним из средств, позволяющих проводить анализ передаваемых данных, является глубокий анализ пакетов (DPI). К достоинствам этого способа можно отнести высокую точность анализа, к недостаткам – низкую скорость, что критично при современных объёмах передаваемого трафика.

Другой распространённый способ – анализ TCP- и UDP-портов источника и получателя и определение приложения на основе списка широко известных портов. Недостаток способа в его недостоверности (известный порт может быть использован другим приложением) и в том, что по одному и тому же порту может передаваться трафик разной природы.

В данной работе предлагается быстрый способ анализа трафика, основанный на количественных характеристиках потока транспортного уровня. Этот способ намного быстрее, чем DPI, поскольку при его осуществлении не требуется смотреть и записывать данные прикладного уровня, достаточно запоминать лишь некоторые характеристики потока. Также предложенный способ не использует априорных знаний об использовании приложениями известных номеров TCP- и UDP-портов.

Целью работы ставится разработка способа разделения сетевого трафика на классы обслуживания с целью повышения качества обслуживания интернет-провайдера, а также разработка программного обеспечения, способного выполнять поставленную задачу в реальном времени.

1. Классы обслуживания

При разработке классов обслуживания за основу было взято разделение, предложенное телекоммуникационным стандартизирующим сектором Международного Союза Электросвязи (ITU-T), имеющее название Y.1541. Это разделение содержит 6 классов трафика, каждый из которых в разной степени требователен к одной из четырёх характеристик:

- 1) Задержка (верхняя граница для среднего значения задержки).
- 2) Джиттер (верхняя граница задержки для квантиля 99,9 %).
- 3) Потери (верхняя граница на вероятность потери пакета).
- 4) Ошибки (верхняя граница на вероятность ошибки в пакете).

Так как требования к потерям и ошибкам одинаковы почти у всех классов (они отсутствуют лишь у шестого, «неопределённого» класса), на основе предложенных *ITU* характеристик были выделены следующие 3 типа сетевых приложений:

- Тип 0: не чувствительные к задержкам и джиттеру. Примеры: браузеры при просмотре веб-страниц (без мультимедиа), BitTorrent.
- Тип 1: чувствителен только к задержкам, но не к джиттеру. Пример: браузеры при просмотре потокового мультимедиа.
- Тип 2: чувствительные и к задержкам, и к джиттеру. Примеры: Skype, Viber при осуществлении аудио- и видеосвязи реального времени.

В данной классификации оказывается, что трафик, генерируемый одним и тем же приложением ОС, может относиться к разным классам обслуживания. В этой связи необходимо уточнить понятие «приложение». В рамках данной работы под приложением понимается владелец одного открытого сокета. Например, приложение ОС `chrome.exe` может одновременно держать открытым сокет на некотором TCP-порту и принимать через этот порт гипертекстовую разметку веб-страницы (HTML), а также держать открытым сокет на некотором UDP-порту и принимать через этот сокет видеоданные (с такого сайта, как YouTube). В этой ситуации будем считать, что работают два отдельных приложения: одно типа 0 (гипертекст), другое типа 1 (мультимедиа).

2. Обучающая выборка

Для проведения анализа отобраны следующие виды трафика:

- Тип 0: DNS, BitTorrent, HTML поверх HTTP(S).
- Тип 1: видео и аудио поверх HTTP(S) и QUIC.
- Тип 2: видео и аудио в ПО Skype.

Были выбраны именно эти виды трафика по той причине, что именно такой трафик генерируют большинство пользователей сети Интернет.

Было собрано более 3 Гб трафика приведённых выше видов. Для выделения этих видов среди прочего трафика использована библиотека nDPI, осуществляющая глубокий анализ пакетов. Однако nDPI определяет лишь протокол прикладного уровня, а этого оказывается недостаточно для разделения трафика на необходимые классы, так что кроме DPI был проведён дополнительный анализ трафика каждого протокола. Итоговое распределение потоков по классам представлено в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Критерии отбора трафика для обучающей выборки

Тип трафика	Тип приложения	Критерий разделения
DNS	0	–
BitTorrent	0	–
HTTP.text	0	Анализ HTTP-заголовка, разделение по MIME-типу
HTTP.image	0	
HTTP.audio	1	
HTTP.video	1	
SSL.multimedia	1	Эвристическое разделение: мультимедиа > 1 Мб полезной нагрузки
SSL.other	0	
QUIC.multimedia	1	
QUIC.other	0	
Skype.realtime	2	Эвристическое разделение: realtime > 50 пакетов в секунду и > 3 секунд длительности
Skype.other	0	

3. Обучение классификатора

Следующий шаг – выделение количественных характеристик потока и применение алгоритмов машинного обучения для создания классификатора.

При выделении количественных характеристик потока следует пояснить некоторые используемые понятия:

- порция данных – объём полезной нагрузки, переданный от одной стороны к другой, не прерываемый полезной нагрузкой с противоположной стороны;
- инициатор – инициатор соединения;
- адресат – адресат соединения.

Полный список выделенных характеристик представлен в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Полный список выделяемых характеристик потока

Характеристика	Пояснение
Средний размер сегмента со стороны инициатора	Среднее значение – статистическая оценка математического ожидания
Средний размер сегмента со стороны адресата	
Средний размер порции данных со стороны адресата	
Средний размер порции данных со стороны инициатора	
СКО размера порции данных со стороны инициатора	Среднеквадратическое отклонение – статистическая оценка дисперсии
СКО размера порции данных со стороны адресата	
СКО размера сегмента со стороны инициатора	
СКО размера сегмента со стороны адресата	
Среднее число сегментов на порцию данных со стороны инициатора	Общее число пакетов, делённое на общее число порций данных
Среднее число сегментов на порцию данных со стороны адресата	
КПД инициатора	Общее количество полезной нагрузки, делённое на общее количество байт
КПД адресата	
Соотношение переданных байт	Во сколько раз адресат передаёт больше, чем инициатор
Соотношение переданной полезной нагрузки	
Соотношение переданных сегментов	
Размеры первых 4 порций данных	2 со стороны инициатора, 2 со стороны адресата
Размеры первых 4 сегментов данных	Не учитывая TCP handshake

Значения характеристик определялись по первой 1 000 пакетов каждого потока.

Было испробовано несколько алгоритмов машинного обучения, однако лучший результат по Ф-мере показал алгоритм «Случайный Лес». Для обучения классификатора было использовано две трети выборки, для проверки его производительности – оставшаяся треть. Результаты работы алгоритма представлены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3. Проверка классификатора на тестовой выборке

	Предсказанные классы			
		0	1	2
Реальные классы	0	1624	1	0
	1	0	36	0
	2	0	0	3

В приведённой таблице значение каждой ячейки – это количество случаев, когда классификатор причислил поток к классу, указанному в заголовке столбца, а на самом деле трафик принадлежит классу, указанному в заголовке строки. Таким образом, главная диагональ – случаи верной классификации, всё остальное – разного рода ошибки.

Кроме того, была предпринята попытка обучить классификатор определять не только тип приложения, но и природу самого трафика. Результаты представлены в таблице 4.

Также было разработано программное обеспечение, способное в реальном времени разделять трафик на потоки, вести учёт количественных характеристик каждого потока и на основе собранных характеристик делать выводы о природе передаваемого трафика. На рисунке представлен скриншот разработанного приложения.

ТАБЛИЦА 4. Результат расширенного обучения классификатора

Предсказанные классы												
Усл. № класса	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1. BitTorrent	20											
2. DNS		1019										
3. HTTP.audio			6			2						
4. HTTP.image				139	1							
5. HTTP.text				4	74					3		
6. HTTP.video						2						
7. QUIC.multimedia							1					
8. QUIC.other								38				
9. SSL.multimedia			3			1			23	1		
10. SSL.other				1						239		
11. Skype.other											88	
12. Skype.realtime												3

Выводы

В результате эксперимента была доказана принципиальная возможность определения класса сетевого приложения на основе количественных характеристик потока транспортного уровня. Более того, было показано, что с некоторыми погрешностями возможно даже определять протокол 7-го уровня и природу передаваемых данных без анализа содержимого пакетов. Был разработан программный продукт, способный выполнять анализ трафика на основе количественных характеристик потока в реальном времени. Дальнейшее развитие предложенных идей возможно в нескольких направлениях. Во-первых, следует

усовершенствовать методы отделения целевого трафика, чтобы устранить эвристические критерии. Во-вторых, представленные идеи требуется проверить на большем объёме трафика, ведь собранные 3 Гб не могут претендовать на полную репрезентативность.

Клиент	Сервер	Протокол	Длительность	Пакетов	Данных	Тип трафика
192.168.1.94:5531	192.168.1.1:53	UDP	35 сек	2	136 байт	DNS
192.168.1.94:54148	176.9.146.200:443	TCP	35 сек	430	366.36 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:56461	192.168.1.1:53	UDP	43 сек	2	132 байт	DNS
192.168.1.94:41336	87.250.250.53:443	TCP	43 сек	38	6.76 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:5607	192.168.1.1:53	UDP	43 сек	2	96 байт	DNS
192.168.1.94:1671	192.168.1.1:53	UDP	73 сек	2	175 байт	DNS
192.168.1.94:57978	185.31.17.143:443	TCP	73 сек	16188	18.20 Мбайт	SSL.multimedia
192.168.1.94:51008	23.235.37.217:443	TCP	73 сек	25	6.00 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:49952	87.240.143.241:443	TCP	73 сек	23	7.59 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:51928	178.154.131.216:443	TCP	73 сек	20	6.54 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:51926	178.154.131.216:443	TCP	73 сек	30	10.88 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:60706	185.63.147.10:443	TCP	73 сек	14	3.35 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:41032	192.0.80.242:443	TCP	73 сек	35	8.09 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:60708	185.63.147.10:443	TCP	73 сек	14	3.35 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:13118	192.168.1.1:53	UDP	73 сек	2	268 байт	DNS
192.168.1.94:41030	192.0.80.242:443	TCP	73 сек	20	6.45 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:51902	31.13.72.8:443	TCP	73 сек	18	3.83 Кбайт	SSL.other
192.168.1.94:52645	192.168.1.1:53	UDP	73 сек	2	162 байт	DNS

Рисунок. Скриншот разработанного приложения

Список используемых источников

1. Lim Y., Internet Traffic Classification Demystified: On the Sources of the Discriminative Power, конференция CoNEXT 2010.

ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

В.М. Березьянская, А.Ю. Мартынов, С.И. Савинский, А.К. Сагдеев

Статья посвящена истории развития отечественной спутниковой связи, идею которой впервые предложил Артур Кларк в 1945 г. В статье рассмотрен первый искусственный спутник земли, его запуск и усовершенствование, создание различных систем спутниковой связи, а также полет первого человека в космос.

Ключевые слова: Артур Кларк, спутник, спутниковая связь, радиоретранслятор.

THE HISTORY OF DOMESTIC SATELLITE COMMUNICATION DEVELOPMENT

Berezyanskaya V., Martynov A., Savinskiy S., Sagdeev A.

The article describes the history of development of the domestic satellite communication, where the idea was first proposed by Arthur C. Clarke in 1945. The first artificial satellite to be

considered, its launch and improvement, the establishment of various satellite communication systems, as well as the flight of the first man in space are shown.

Keywords: Arthur C. Clarke, satellite, satellite communication, Radio repeater.

Впервые идею спутниковой связи представил в 1945 г. англичанин Артур Кларк. В радиотехническом журнале он опубликовал статью о перспективах ракет, подобных «Фау-2», для запуска спутников Земли в научных и практических целях.

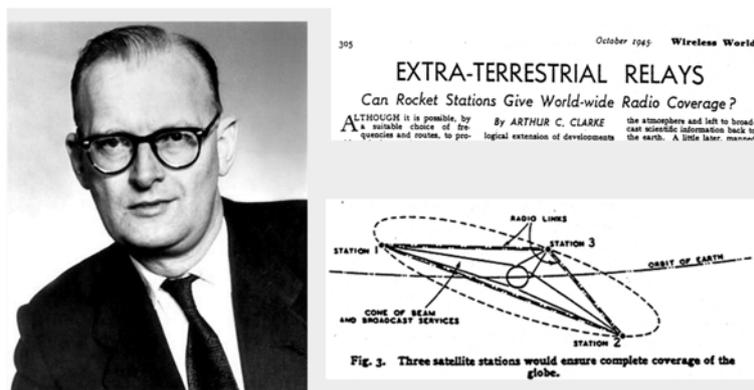


Рис. 1. Артур Кларк

Знаменателен последний абзац этой статьи: «Искусственный спутник на определенном расстоянии от Земли будет совершать один оборот за 24 ч. Он будет оставаться неподвижным над определенным местом и в пределах оптической видимости почти с половины земной поверхности. Три ретранслятора, размещенные на правильно выбранной орбите с угловым разнесением на 120° , смогут покрыть телевидением и УКВ радиовещанием всю планету; я боюсь, что те, кто планирует послевоенные работы, не сочтут это дело простым, но я считаю именно этот путь окончательным решением проблемы».

Далее рассмотрим основные этапы становления систем спутниковой связи.

4 октября 1957 г. в СССР был осуществлен запуск первого в мире искусственного спутника Земли (рис. 2), первого космического объекта, сигналы которого принимались на Земле. Излучаемые спутником сигналы использовались не только для пеленгации, но и для передачи информации о процессах на спутнике.

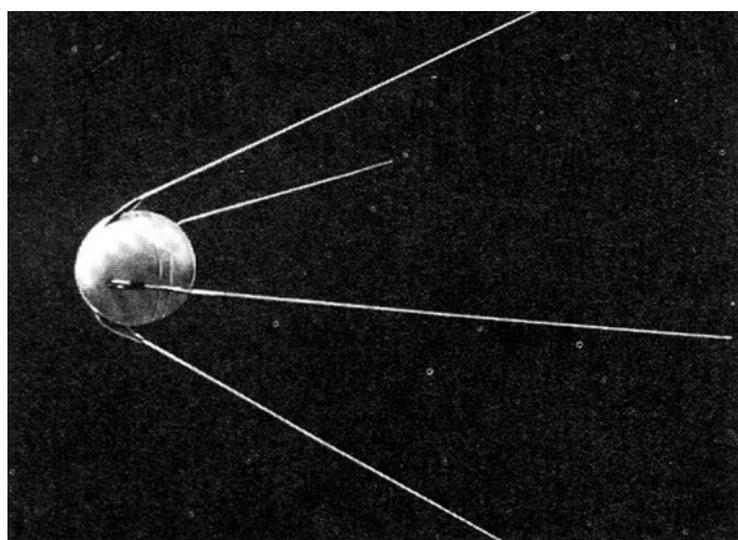


Рис. 2. Первый искусственный спутник Земли

12 апреля 1961 г. в Советском Союзе впервые в истории человечества осуществлен полет человека в космическое пространство. Космический корабль «Восток» с летчиком-космонавтом Ю. А. Гагариным на борту был выведен на орбиту спутника Земли.

Для пеленгации корабля и передачи телеметрической информации использовалась радиосистема «Сигнал», работавшая на частоте 19,955 МГц. Двусторонняя связь космонавта с Землей обеспечивалась радиотелефонной системой, работавшей в диапазонах коротких (19,019 и 20,006 МГц) и ультракоротких (143,625 МГц) волн.

В конце 50-х гг. прошлого века в СССР и США начали проводиться экспериментальные исследования возможностей использования искусственных спутников Земли в качестве радиоретрансляторов (активных и пассивных) в наземных системах связи (рис. 3).

Первый активный радиоретранслятор «Score» был запущен 18 декабря 1958 г. на наклонную эллиптическую орбиту с высотой апогея 1 481 км, перигея 177 км. Аппаратура спутника состояла из двух приемопередатчиков, (132,435 и 132,095 МГц). Продолжительность связи составляла приблизительно 4 мин за 1 оборот спутника. Спутник сгорел при входе в атмосферу 21 января 1959 г.

Второй активный радиоретранслятор «Курьер» был запущен 4 октября 1960 г. на наклонную эллиптическую орбиту (высотой апогея 1 270 км и перигея 970 км). Аппаратура спутника состояла из 4 приемопередатчиков (частота 150 МГц для передачи команд и 1 900 МГц для связи), устройства магнитной памяти и источников питания – солнечных элементов и химических батарей. Продолжительность сеанса связи составляла 5 мин за один оборот спутника. Срок службы спутника составил 1 год.

10 июля 1962 г. на наклонную эллиптическую орбиту с апогеем 5 600 км и перигеем 950 км был запущен активный ретранслятор «Телстар». Одновременно он ретранслировал или 600 симплексных телефонных каналов, или 12 дуплексных телефонных каналов, или один телевизионный канал. Продолжительность сеанса связи на линии США – Европа через этот спутник составляла около 2 часов в сутки.

14 февраля 1963 г. был запущен первый синхронный спутник системы «Синком» с параметрами орбиты: высота апогея 37 022 км, высота перигея 3 418,5, период обращения 1 426,6 мин. Рабочая частота на линии Земля – спутник равна 7 360 МГц, на линии спутник – Земля 1 820 МГц. В качестве первичного источника питания на спутнике использовались солнечные элементы.

23 апреля 1965 г. в СССР был запущен первый спутник связи «Молния-1». С запуском второго спутника связи «Молния-2» 14 октября 1965 г. была создана и введена в эксплуатацию система спутниковой связи «Молния-1», по названию спутника. Эта система позволила организовать связь Москвы с районами Дальнего Востока, Сибири, Средней Азии.



Рис. 3. Активные радиоретрансляторы

В системе «Молния-1» передавались программы телевизионного (ТВ) и радиовещания (РВ), полосы газет, а также осуществлялись телефонные и телеграфные связи с указанными районами. К концу 1967 г. в стране были введены еще 20 станций, которые с имеющимися станциями образовали первую в мире систему распределения телевидения «Орбита» (рис. 4).



Рис. 4. Система спутниковой связи «Орбита»

В 1973 г. создана перевозимая и самолетная станции «Контакт» для телефонной связи во время визитов и перелетов руководства страны.

Также, в 1974 г., была создана перевозимая станция МАРС для передачи ТВ изображения и звука в реальном масштабе времени из районов, где не было стационарных станций спутниковой связи. Она использовалась для трансляции ТВ репортажей во время стартов космических кораблей или показа других важных событий, происходящих как в стране, так и за рубежом.

В середине 1973 г. был введен в эксплуатацию трехствольный ретранслятор на спутнике «Молния-3», имеющий также высокоэллиптическую орбиту. Такие высокие орбиты (в апогее около 40 тыс. км) очень удобны для организации связи на территории нашей страны, так как зона радиовидимости с такого

спутника охватывает всю территорию Советского Союза и всю северную полярную область Земли. Получить такую же зону радиовидимости со спутников, находящихся на геостационарной орбите в любых точках над экватором, невозможно.

С вводом в эксплуатацию многоствольного спутника «Горизонт», выведенного на геостационарную орбиту в 1975 г., завершилось создание новой системы спутниковой связи в нашей стране. Система была названа по имени спутника – «Горизонт». Первые спутники системы были расположены в точках стояния над экватором 14° з. д.; 35° и 80° в. д. На каждом из них было по шесть стволов, работающих в диапазоне 4/6 ГГц, и один ствол в диапазоне 11/14 ГГц.

В 1976 г. был выведен на геостационарную орбиту спутник «Экран» с точкой стояния над экватором 99° в. д., который позволил создать зону непосредственного телевизионного вещания в районах Урала и Западной Сибири.

В 1965 г. начала действовать самая крупная международная организация спутниковой связи ИНТЕЛСАТ. С помощью этой системы в 1987 г. обеспечивалось около двух третей международных каналов спутниковой связи, а в настоящее время – около одной трети.

В 1980-е гг. началось развитие персональной спутниковой связи. При этой связи спутниковый телефон непосредственно соединяется со спутником, находящимся на околоземной орбите.

В настоящее время в общем балансе связи на спутниковые системы пока приходится примерно 3 % мирового трафика. Но потребности в спутниковых линиях продолжают расти, поскольку при дальности свыше 800 км спутниковые каналы становятся экономически более выгодными по сравнению с другими видами дальней связи.

Список используемых источников

1. Украинцев Ю.Д., Цветов М.А. История связи и перспективы развития телекоммуникаций: учебное пособие. Ульяновск: УлГТУ, 2009. 128 с.
2. Танетов В.Н. От «внеземной ретрансляции» к первым спутникам связи // Электро-связь. 1998. № 11.
3. Сворень Р. Щедрая звезда «Экрана»: Заметки с международной выставки «Связь-81» // Наука и жизнь. 1981. № 12, С. 22–24, С. 2–3 вкл.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ВИЗУАЛИЗАЦИИ ПРОЦЕДУРНО ГЕНЕРИРУЕМОГО ЛАНДШАФТА ПРИ ПОМОЩИ АЛГОРИТМА НА ОСНОВЕ СТРУКТУРЫ «ДЕРЕВО КВАДРАНТОВ»

Ю.Ф. Болтов, Л.С. Дудаков, А.В. Тарлыков

В статье описан алгоритм визуализации процедурно генерируемого ландшафта, который слабо занимает процессор и практически полностью оставляет для приложения. Кратко затронута тема процедурной генерации ландшафта.

Ключевые слова: компьютерная графика, ландшафт, визуализация, генерация, дерево квадрантов.

SOLUTION OF VISUALIZATION TASKS PROCEDURALLY GENERATED LANDSCAPE USING ALGORITHM BASED ON STRUCTURE OF «QUADTREE»

Boltov Yu., Dudakov L., Tarlykov A.

This article describes the visualization algorithm procedurally generated landscape that occupies little processor and almost completely leaves for the application. Briefly touched upon the procedural terrain generation.

Keywords: computer graphics, landscape, visualization, generation, tree quadrants.

Введение

Визуализация ландшафта является важной задачей в области компьютерной графики. В играх и других приложениях часто присутствует необходимость отрисовки больших открытых территорий. Создание этих территорий является трудоемкой задачей для человека, поэтому часто её выполнением частично или полностью занимается компьютер. Таким образом, для использования ландшафта в компьютерной графике необходимо решить две задачи: его генерацию и визуализацию.

1. Обзор задач

Задача генерации ландшафта не является основной для этой статьи, поэтому будут рассмотрены лишь некоторые аспекты в области взаимодействия с задачей визуализации. Для генерации будут использованы комбинации многомерных функций, а именно: симплекс шум и диаграмма Вороного. Правильно подобранная сумма результатов работы таких функций неплохо справляется с задачей генерации, при этом вычисление такой суммы вполне возможно в реальном времени.

Сложность задачи визуализации состоит в том, что наблюдатель должен видеть все детали ландшафта на значительном расстоянии: как крошечные детали вблизи, так и крупные элементы вдалеке. В этом же состоит и основной путь оптимизации: вблизи ландшафт должен отображаться детализированно (высокий уровень детализации), а вдалеке можно обойтись гораздо меньшей детализацией (низкий уровень детализации), снижая тем самым количество данных для отрисовки.

Ландшафт может быть задан трехмерной моделью, или функцией от координат точки. В предлагаемой реализации ландшафт не моделируется заранее, а генерируется, поэтому представляться он будет функцией от координат. Можно выделить два вида таких функций: функция плотности и функция высоты. Функция плотности – это функция от координат точки (x, y, z) , которая воз-

вращает значение: если оно положительно, точка находится внутри ландшафта, если отрицательно – снаружи (в воздухе), если равно нулю, точка находится на поверхности ландшафта. Функция высоты – это функция от координат точки, которая возвращает расстояние, на которое эту точку необходимо сместить вверх (или вниз, если значение отрицательное). Использование функции высоты имеет ограничение в строгой горизонтальной направленности ландшафта. С ее помощью нельзя задать ландшафт с пещерами или навесами. Но это ограничение, будучи минусом, значительно упрощает и ускоряет работу с таким ландшафтом за счет устранения одного измерения. Поэтому алгоритм, описанный в этой статье, работает именно с ландшафтом, заданным такой функцией.

Далее будет описан алгоритм визуализации, который практически не задействует процессор при работе и хорошо подходит для отображения ландшафта, генерируемого в реальном времени. Он основывается на простейшем алгоритме визуализации ландшафта с помощью дерева квадрантов, но имеет и свои особенности. Освобождение процессора является важным моментом, поскольку именно процессор обычно занят логикой самого приложения или компьютерной игры.

2. Описание базового алгоритма на основе дерева квадрантов

Дерево квадрантов находится в основе многих алгоритмов визуализации с уровнями детализации. Описать базовый алгоритм его использования можно следующим образом:

- а) В основании дерева находится квадрат (четыре трехмерные точки);
- б) При необходимости повышения детализации (приближение камеры) он делится на четыре квадрата. Подобное деление применимо и к созданным дочерним квадратам;
- в) При необходимости понижения детализации (отдаление камеры) четыре дочерних квадрата удаляются, вместо них остается один родительский. Удаления возможны пока не останется один квадрат – корень дерева.

При рисовании дерева происходит отбрасывание ветвей, которые находятся вне области видимости. Эта операция называется отсечением по пирамиде вида и подробнее про нее можно прочесть в статье [1, 2, 3, 4].

3. Недостатки базовой версии

Базовая версия алгоритма предполагает, что каждый квадрат представляет из себя четыре трехмерные точки. И если вызывать процедуру рисования для каждого квадрата, то происходит обработка всего лишь этих четырех точек. Загружать все точки в буфер не представляется возможным, поскольку структура динамична и все время перестраивается при движении камеры. При приближении сильно возрастает количество квадратов-листьев в дереве, вместе с тем возрастает количество вызовов процедуры рисования. Это неэффективно: много раз вызывать рисование малого числа элементов. К тому же приходится хранить все точки, не смотря на то, что в соседних квадратах они дублируются.

4. Расширение алгоритма

Сетка вместо четырех точек в элементе дерева

Загрузка всех точек в единый буфер не представляется возможным, поэтому необходимо вызывать процедуру рисования для каждого листа дерева отдельно. Очевидно, что для повышения эффективности вызовов квадрат придется заменить на структуру, содержащую больше данных о ландшафте, чем четыре точки. Самым простым вариантом является квадратная регулярная сетка точек (рис. 1а). Регулярной называется сетка, все точки которой равномерно расположены. Вместо одного квадрата элемент дерева теперь представляет из себя сетку $N \times N$ квадратов. Вызовы процедуры рисования становятся намного более эффективными, и кроме того снижается число этих вызовов. Действительно, раз один элемент становится эквивалентен $N \times N$ элементам старого дерева, то и для поддержания требуемого уровня детализации при приближении камеры придется производить гораздо меньше делений. Меньше делений – меньше листьев у дерева, а значит и меньше вызовов процедуры рисования.

На рисунке можно наглядно наблюдать использование дерева квадратов с регулярной сеткой в качестве элемента дерева: а) дерево состоит из одного элемента-основания; б) появляются четыре дочерних элемента (выделены красным), с аналогичными сетками 4×4 ; в) один из красных элементов делится, образуя четыре дочерних (выделены зеленым), с теми же сетками. Размер 4×4 используется только для демонстрации и не слишком повысит эффективность рисования по сравнению с алгоритмом без сетки. При решении реальных задач нужно использовать больший размер сетки, например, 64×64 .

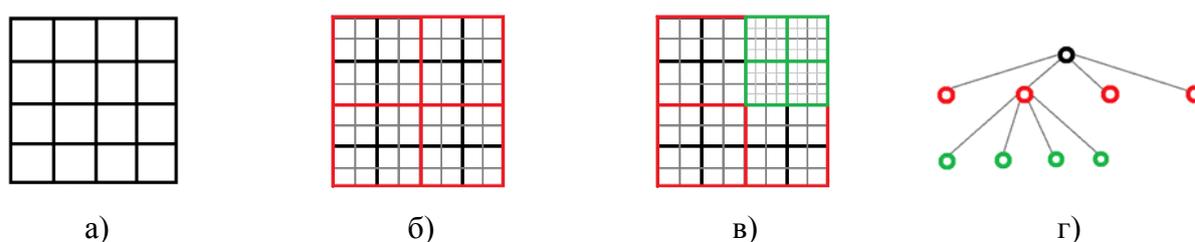


Рисунок. Дерево квадратов с использованием сетки 4×4

Одна единственная сетка на все элементы дерева

Решение одной проблемы найдено. И общее число точек снизилось за счет того, что в сетке дублирующиеся точки квадратов представляются в единичном экземпляре. Но возможно ли еще снизить количество точек?

Из рисунка видно, что сетки разных элементов различаются лишь масштабом и высотой точек. Каждая точка в сетке обладает уникальным значением высоты. В данной реализации высота точки – это результат функции высоты от координат точки. Иными словами, высоту не обязательно хранить. Ее можно вычислить в любой момент, зная лишь координаты точки. А если не хранить высоты, то все сетки становятся абсолютно одинаковыми за исключением координат центра и масштаба.

Главная особенность, предлагаемого в данной статье алгоритма, заключается в использовании для отрисовки всех элементов одной единственной квадратной регулярной сетки двумерных (без значений высоты) точек. Левый верхний ее угол имеет координаты $(-1; -1)$, а правый нижний $(1; 1)$. В элементе дерева (квадратной области) находится информация о центре и о масштабе.

При отрисовке ландшафта на графический конвейер один раз передается сетка точек. Далее выполняется обход дерева и для конечных элементов дерева (листьев), которые находятся внутри пирамиды вида, выполняется следующее:

- В видеокарту посылаются данные о трансформации квадратной области (центр, масштаб).

- На этапе вершинного шейдера к каждой точке сетки применяются трансформации (сдвиг, масштабирование). Рассчитывается и применяется к точке значение функции высоты от полученных координат. Так сетка принимает облик той части ландшафта, которая относится к текущей квадратной области.

- На этапе фрагментного шейдера через градиент функции высоты вычисляется нормаль. По значениям высоты и нормали генерируется цвет фрагмента. Применяется освещение.

Таким образом, значительно сокращается количество данных, передаваемых видеокarte для отрисовки.

Использование карт высот, нормалей, цветов

Если функция высоты является простой, то на данном этапе можно остановиться. Но получение сложного и интересного ландшафта возможно только с использованием сложной функции. А ее вычисление при каждом рисовании является слишком затратной операцией. Хорошо было бы по-прежнему не хранить значения высот и использовать одну единственную сетку для отрисовки, но при этом производить генерацию только по мере необходимости (при разделении квадрата на четыре дочерних). Решением этой задачи будет использование карт высот, нормалей и цветов. Карты представляют из себя текстуры с данными о куске ландшафта, который соответствует данной квадратной области. Для заполнения карты высот необходимо рассчитать значения функции высоты в квадратной области точек. Такие массовые и независимые расчеты хорошо подходят для вычисления на видеокarte, тем более можно сразу производить запись результатов в текстуру, и не произойдет дополнительной нагрузки процессора. В используемом для этого фрагментном шейдере описаны функции генерации (шумы, ячеечные шумы и др.) и итоговая функция высоты. Затем по карте высот создается карта нормалей. Создание карты нормалей в отдельной операции экономит на расчетах градиентов (значения функции высоты берутся из карты высот). Во время этой операции можно также вычислять значения цветов и записывать их в карту цветов.

Заключение

В данной статье был описан эффективный алгоритм визуализации процедурно генерируемого в реальном времени ландшафта. Он прост в реализации и практически не занимает времени процессора, что является немаловажным фактором при разработке требовательных к процессору приложений и компьютерных игр. Также этот алгоритм обеспечивает высокую производительность на видеокартах средней мощности.

Список используемых источников

1. Бессмельцев М. Отсечение по пирамиде видимости в OpenGL [Электронный ресурс] // Работа с OpenGL. [2004]. URL: <http://pmg.org.ru/nehe/nehex2.htm> (дата обращения 11.06.2016).
2. Noise [Электронный ресурс] // Shadertoy Wikia: [сайт]. URL: <http://shadertoy.wikia.com/wiki/Noise> (дата обращения 27.05.2016).
3. Framebuffer Object [Электронный ресурс] // OpenGL Wiki: [сайт]. [2015]. URL: https://www.opengl.org/wiki/Framebuffer_Object (дата обращения 03.06.2016).
4. Framebuffer Object Examples [Электронный ресурс] // OpenGL Wiki: [сайт]. Электрон. текстовые дан. [2013]. URL: https://www.opengl.org/wiki/Framebuffer_Object (дата обращения 28.05.2016).

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ДЛИНЫ РЕГЕНЕРАЦИОННОГО УЧАСТКА ВОЛС С КОМПЕНСАТОРАМИ ДИСПЕРСИИ

М.С. Былина, С.С. Попова

Хроматическая дисперсия является одним из основных факторов, ограничивающих длину регенерационного участка. В докладе рассмотрены методы компенсации хроматической дисперсии и предложены методики расчета длины регенерационного участка ВОЛС с компенсаторами дисперсии на основе специального волокна DCF и волоконной брэгговской решетки с переменным периодом.

Ключевые слова: длина регенерационного участка, хроматическая дисперсия, компенсация дисперсии, волокно для компенсации дисперсии, волоконная брэгговская решетка.

METHODS OF CALCULATING THE LENGTH OF REGENERATION AREA OFTL WITH DISPERSION COMPENSATORS

Bylina M., Popova S.

Chromatic dispersion is one of the main factors limiting the length of the regeneration area. The report examines the methods of compensation of chromatic dispersion and the proposed method of calculating the length of the regeneration area OFTL a dispersion compensator based on a special DCF fiber and fiber Bragg grating with a variable period.

Keywords: regenerator section length, chromatic dispersion, dispersion compensation fiber for dispersion compensation fiber Bragg grating.

Известно, что длина регенерационного участка (РУ) волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) может ограничиваться одним из двух факторов – затуханием и хроматической дисперсией. В [1] предлагаются выражения для расчета длин РУ l_{pe} и l_{pd} , ограниченных затуханием и хроматической дисперсией соответственно:

$$l_{pe}(\lambda) = (p_{out} - p_n - 2 \cdot a_p - a_d - a_{df} - a_{ez}) / (\alpha(\lambda) + a_n / l_{sd}), \quad (1)$$

$$l_{pd}(\lambda) = \frac{\pi \cdot c \cdot K^2 \cdot t_T^2}{2 \cdot \lambda^2 \cdot D(\lambda)} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (K_1^2 - 1)}{2 + (\pi \cdot \Delta \nu \cdot K \cdot t_T)^2}}, \quad (2)$$

где p_{out} – уровень сигнала на выходе передатчика, p_n – уровень чувствительности приемника, a_p и a_n – средние потери в разъёмном и неразъёмном (сварном) соединении оптических волокон (ОВ) соответственно, a_d и a_{df} – дополнительные затухания, вызванные уширением импульса из-за хроматической дисперсии и АЧХ фотоприёмного устройства, a_{ez} – энергетический запас, α и D – коэффициент затухания и хроматическая дисперсия стандартного ОВ, l_{sd} – строительная длина оптического кабеля, λ – длина волны, K – коэффициент, равный отношению ширины гауссовского импульса на выходе регенератора к ширине тактового интервала t_T , $\Delta \nu$ – ширина гауссовского спектра излучения источника на уровне $1/e$, c – скорость света в вакууме, K_1 – коэффициент, учитывающий допустимое дисперсионное расширение импульса и равный отношению ширины импульса на входе регенератора к ширине импульса на выходе регенератора.

Результирующая длина РУ определяется по выражению:

$$l_p(\lambda) = \min[l_{pe}(\lambda), l_{pd}(\lambda)]. \quad (3)$$

Если $l_{pd}(\lambda) < l_{pe}(\lambda)$, длина РУ ограничена хроматической дисперсией и ее можно увеличить путем компенсации дисперсии.

Компенсация хроматической дисперсии может осуществляться как оптическими, так и электронными методами. Наиболее часто применяется линейный оптический метод компенсации хроматической дисперсии, который заключается в том, что в ВОЛС между участками телекоммуникационного оптического волокна (ОВ) устанавливаются устройства, хроматическая дисперсия которых равна по величине и противоположна по знаку дисперсии предшествующего им участка телекоммуникационного ОВ. В большинстве случаев суммарная дисперсия ВОЛС в рабочем диапазоне длин волн положительна, поэтому для ее компенсации используются устройства с отрицательной дисперсией. В докладе рассмотрены два вида таких устройств – на основе специального ОВ для компенсации дисперсии (*Dispersion Compensation Fiber*, DCF) и на основе волоконной брэгговской дифракционной решетки (*Fiber Bragg Grating*, FBG) с переменным периодом.

Рассмотренные компенсаторы являются пассивными устройствами, могут включаться в ВОЛС как на оконечных пунктах, так и между ними, и осуществляют сосредоточенную компенсацию хроматической дисперсии. Схемы включения компенсаторов в ВОЛС представлены на рисунке 1.

На рисунке 2 представлены зависимости коэффициента затухания α_{DCF} и хроматической дисперсии D_{DCF} ОВ DCF, предназначенного для компенсации хроматической дисперсии в стандартном ОВ, от длины волны λ [2]. Для проведения дальнейших расчетов была проведена аппроксимация $\alpha_{DCF}(\lambda)$ и $D_{DCF}(\lambda)$ следующими выражениями:

$$\alpha_{DCF}(\lambda) = \chi/\lambda^4 + g_{inf} \cdot \Delta\lambda_{inf} / (2 \cdot \pi \cdot [(\lambda - \lambda_{inf})^2 + (\Delta\lambda_{inf}/2)^2]), \quad (4)$$

$$D_{DCF}(\lambda) = S_0 (\lambda - \lambda_0^4/\lambda^3) / 4. \quad (5)$$

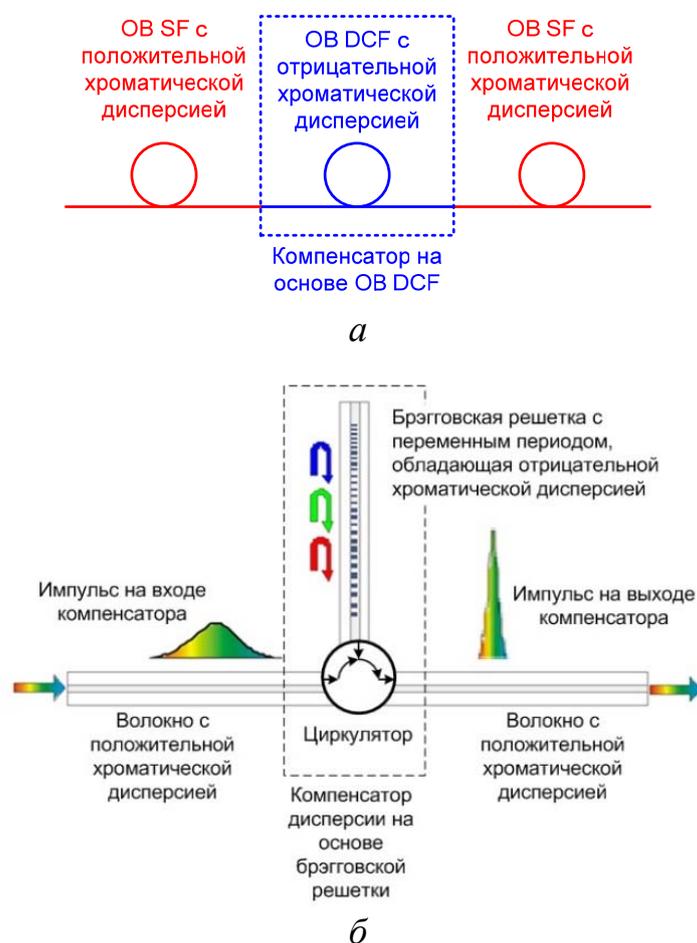


Рис. 1. Схемы включения компенсаторов дисперсии на основе ОВ DCF (а) и FBG (б)

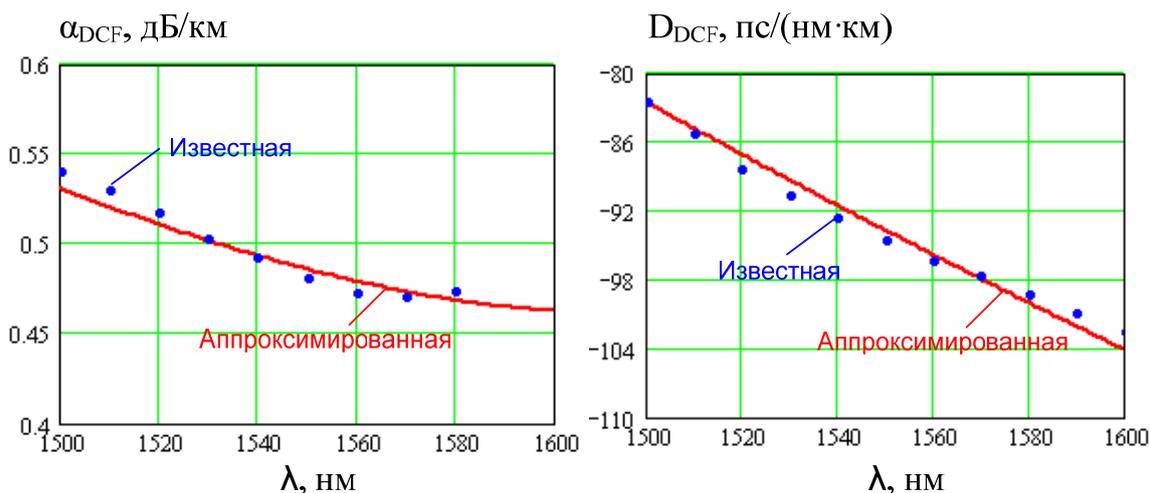


Рис. 2. Спектральные зависимости коэффициента затухания и хроматической дисперсии волокна DCF

Значения входящих в (1) и (2) параметров, полученных в результате аппроксимации, представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Параметры для расчета $\alpha_{DCF}(\lambda)$ и $D_{DCF}(\lambda)$

Параметр	Значение
Коэффициент релеевского рассеяния χ , дБ·мкм ⁴ /км	2,469
Резонансная длина волны пика поглощения λ_{inf} , мкм	1,800
Ширина пика поглощения $\Delta\lambda_{inf}$, нм	1,0
Амплитуда пика поглощения g_{inf} , дБ·мкм/км	20
Длина волны нулевой хроматической дисперсии λ_0 , мкм	1,100
Наклон дисперсионной характеристики S_0 на длине волны нулевой дисперсии, пс·нм ² /км	-0,39

FBG с переменным периодом также обладает отрицательной хроматической дисперсией. Период решетки должен меняться от Λ_{min} до Λ_{max} , которые определяются выражениями:

$$\Lambda_{min} = \frac{\lambda - \Delta\lambda/2}{2n_{eff}}, \quad \Lambda_{max} = \frac{\lambda + \Delta\lambda/2}{2n_{eff}}, \quad (6)$$

где n_{eff} – эффективный показатель преломления, $\Delta\lambda$ – ширина спектра оптического сигнала. Отрицательную хроматическую дисперсию D_G решетки можно рассчитать по выражению:

$$D_G = 2n_{eff} / (c \cdot \Delta\lambda_{chirp}), \quad (7)$$

где $\Delta\lambda_{chirp}$ – ширина диапазона, в котором работает решетка.

В ВОЛС без оптических усилителей полная компенсация хроматической дисперсии, при которой уширение импульса на выходе РУ равно нулю, нецелесообразна, так как вносимые компенсатором потери приводят к уменьшению длины РУ по затуханию. В [3] предлагается считать оптимальным такой компенсатор, при установке которого длины регенерационных участков по дисперсии и затуханию будут одинаковыми.

При использовании оптимального компенсатора на основе ОВ DCF длину РУ и соответствующую длину компенсирующего ОВ можно рассчитать по выражениям:

$$l_p(\lambda) = \frac{A \cdot \alpha_{DCF}(\lambda) - B \cdot D_{DCF}(\lambda)}{D_{SF}(\lambda) \cdot \alpha_{DCF}(\lambda) - \left(\alpha_{SF}(\lambda) + \frac{a_n}{l_{sd}} \right) \cdot D_{DCF}(\lambda)}, \quad (8)$$

$$l_{DCF} = \frac{D_{SF}(\lambda) \cdot B - A \cdot \left(\alpha_{SF}(\lambda) + \frac{a_n}{l_{sd}} \right)}{D_{SF}(\lambda) \cdot \alpha_{DCF}(\lambda) - \left(\alpha_{SF}(\lambda) + \frac{a_{nc}}{l_{sd}} \right) \cdot D_{DCF}(\lambda)}, \quad (9)$$

где $A = \frac{\pi c K^2 t_T^2}{2\lambda^2} \sqrt{\frac{2 \cdot (K_1^2 - 1)}{2 + (\pi \Delta \nu K t_T)^2}}$, $B = p_{out} - p_n - 2a_p - a_d - a_{df} - a_{ez} - 2a_{nk}$, α_{SF} и D_{SF} – коэффициент затухания и хроматическая дисперсия стандартного ОВ, a_{nk} – потери в соединении стандартного ОВ и ОВ DCF.

При использовании оптимального компенсатора на основе FBG длину РУ и соответствующую длину FBG можно рассчитать по выражению:

$$l_p(\lambda) = \frac{A \cdot \alpha_{SF}(\lambda) - B_1 \cdot D_G(\lambda)}{D_{SF}(\lambda) \cdot \alpha_{SF}(\lambda) - \left(\alpha_{SF}(\lambda) + \frac{a_{nc}}{l_{sd}} \right) \cdot D_G(\lambda)}, \quad (10)$$

$$l_G = \frac{L_{sf} \cdot D_{sf}(\lambda)}{D_g(\lambda)}, \quad (11)$$

где $B_1 = p_{out} - p_n - 2a_p - a_d - a_{df} - a_{ez} - 4a_{pk} - a_c$, a_{pk} – потери в соединениях между циркулятором и ОВ, a_c – потери в циркуляторе.

По выражениям (1)–(11) были проведены расчеты длин РУ без использования компенсации дисперсии и с использованием оптимальной компенсации и параметров компенсаторов дисперсии. Расчеты проведены при следующих параметрах: $\lambda = 1550$ нм, $p_{out} = 10$ дБм, $l_{sd} = 6$ км, $a_p = 0,2$ дБ, $a_n = 0,05$ дБ, $a_{nk} = 0,8$ дБ, $a_{ez} = 3$ дБ, $a_d = 0,67$ дБ, $a_{df} = 0,67$ дБ, $K = 0,55$, $K_1 = 1,17$, $a_{pk} = 0,2$ дБ, $a_c = 1$ дБ, $n_{eff} = 1,44$. Значения p_n для различных систем передачи приведены в таблице 2. Результаты расчетов представлены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 2. Значения чувствительности фотоприемных устройств

Система передачи	STM-1	STM-4	STM-16	STM-64
Скорость передачи, Гбит/с	0,155	0,622	2,5	10
p_n , дБм	-34	-28	-24,5	-21

ТАБЛИЦА 3. Результаты расчета длины регенерационного участка при использовании DCF волокна

Ширина спектра источника $\Delta\nu$, ГГц	Система передачи	Параметры компенсаторов		Длина регенерационного участка, км		
		на основе DCF	на основе FBG	Без компенсации	С компенсатором на основе DCF	С компенсатором на основе FBG
		Длина OB DCF, км	Длина FBG, мм			
100	STM-1	9,2	244,79	88,1	135,6	164,06
	STM-4	16,1	205,58	22,0	105,0	137,78
	STM-16	16,6	182,76	5,5	89,5	122,45
	STM-64	15,1	160,63	1,4	77,0	107,12
10	STM-1	0	0	179,5	Компенсация не нужна	
	STM-4	0	0	152,1	Компенсация не нужна	
	STM-16	8,8	18,83	53,5	99,1	122,45
	STM-64	13,6	22,6	10,6	80,5	107,12
1	STM-1	0	0	179,5	Компенсация не нужна	
	STM-4	0	0	152,1	Компенсация не нужна	
	STM-16	0	0	136,1	Компенсация не нужна	
	STM-64	12,6	16,06	16,6	81,5	107,12

По результатам расчетов можно сделать следующие выводы: 1) с увеличением ширины спектра излучения источника и скорости передачи длина РУ уменьшается; 2) использование компенсаторов дисперсии позволяет существенно увеличить длину регенерационного участка; 3) при компенсации дисперсии в узком диапазоне длин волн эффективность компенсаторов на основе FBG выше, чем компенсаторов на основе OB DCF.

Список используемых источников

1. Глаголев С.Ф. Особенности проектирования современных высокоскоростных волоконно-оптических линий передачи // Фотон-экспресс. 2006. № 6.

2. Листвин А.В., Листвин В.Н., Швырков Д.В. Оптические волокна для линий связи. М.: ЛЕСАарт, 2003. 288 с.

3. Былина М.С., Глаголев С.Ф., Кузнецова Н.С., Рык О.Н. Компенсация дисперсии в оптических линейных трактах с использованием DWDM // Фотон-Экспресс. 2009. № 7.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ МОДУЛЯЦИИ ВЧ-КОЛЕБАНИЙ В КЛЮЧЕВЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

А.А. Ганбаев, В.А. Филин

Рассмотрены методы модуляции ВЧ-колебаний в ключевых генераторах и усилителях мощности. Проанализированы варианты получения модулированного ВЧ-радиосигнала на малом уровне мощности с последующим усилением, а также формирования модулированного сигнала в мощном выходном каскаде ключевого генератора. Приведена схема управляемого ключевого генератора на основе резонансного инвертора тока, обеспечивающего высокий КПД и линейную модуляционную характеристику.

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, амплитудная модуляция, КПД.

ANALYSIS METHODS MODULATION OF HF-OSCILLATIONS IN KEY GENERATORS

Ganbaev A., Filin V.

Methods for modulating the RF oscillation in key generators and power amplifiers are discussed. Options for obtaining a modulated RF radio on low power level and then increased, and the formation of modulated signal in the power output stage is key generator are analyzed. The scheme managed key generator based on the resonance current of the inverter, providing high efficiency and linear modulation characteristics are shown.

Keywords: pulse width modulation, amplitude modulation, efficiency.

В данной работе предпринята попытка проанализировать существующие методы управления ВЧ-колебаниями в ключевых генераторах и усилителях мощности. Интерес к этой тематике за последнее десятилетие заметно возрос в связи с состоявшимся технологическим прорывом в области полупроводниковых приборов. Создание транзисторов с высокой подвижностью электронов на основе арсенида и нитрида галлия открыло возможность практической реализации высокоэффективных ключевых режимов усиления колебаний на частотах до 3 ГГц. В этой связи применение высокоэффективных ключевых режимов генерирования и усиления и колебаний в диапазонах ВЧ и СВЧ (от десятков мегагерц до единиц гигагерц) приобретает первостепенно значение для широких классов радиотехнических устройств.

В зарубежных исследованиях по ВЧ ключевым транзисторным усилителям мощности в последние годы вновь проявлен интерес к применению радиочастотной широтно-импульсной модуляции (РЧ-ШИМ). Идея такого метода управления ВЧ-колебаниями была опубликована в 1973 году американским

ученым Раабом (Raab) [1]. Данный вид модуляции имеет преимущество над $\Delta\Sigma$ -модуляцией, которая все чаще используется в ключевых генераторах в последние годы. Недостаток $\Delta\Sigma$ -модуляции – это наличие шумов квантования, которые отсутствуют в РЧ-ШИМ, соответственно сигнал не искажается и не нуждается в последующей сложной фильтрации [1, 2].

Ниже представлена компьютерная модель, реализующая РЧ-ШИМ и позволяющая исследовать процесс модуляции во временной области с последующим анализом спектрального состава. На рисунке 1 приведена схема РЧ-ШИМ модулятора, построенная в программе FASTMEAN. Для упрощения моделирования была выбрана несущая частота $f_0 = 200$ кГц и частота модуляции $f_m = 10$ кГц. Полученные результаты с применением масштабирования по частоте использованы для оценки реального СВЧ усилителя мощности, работающего на частоте 1 ГГц и имеющего полосу частот в 50 МГц.

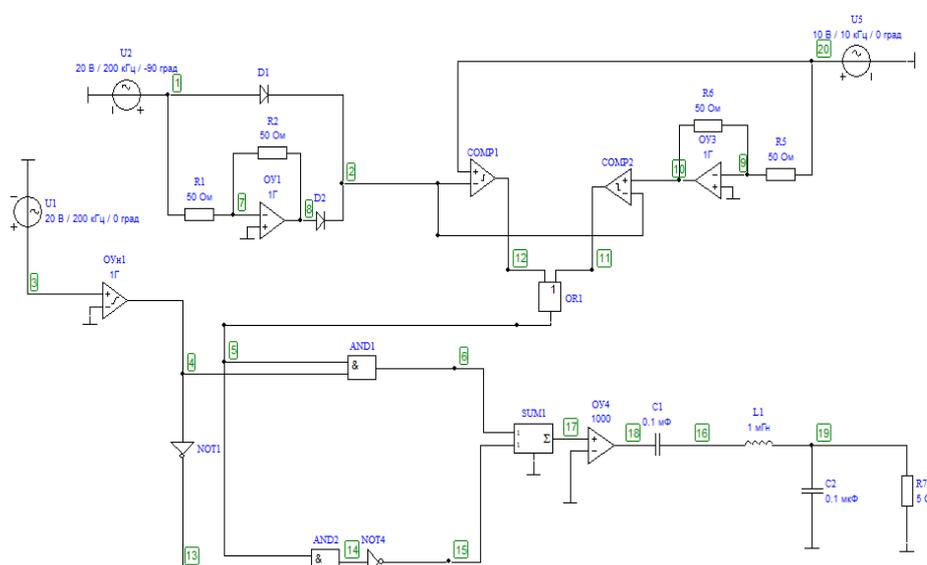


Рис. 1. Компьютерная модель РЧ-ШИМ модулятора

На основе разработанной компьютерной модели сняты для РЧ-ШИМ модулятора временные диаграммы на выходе компаратора, ограничителя и на выходе модулятора которые показаны на рисунке 2.

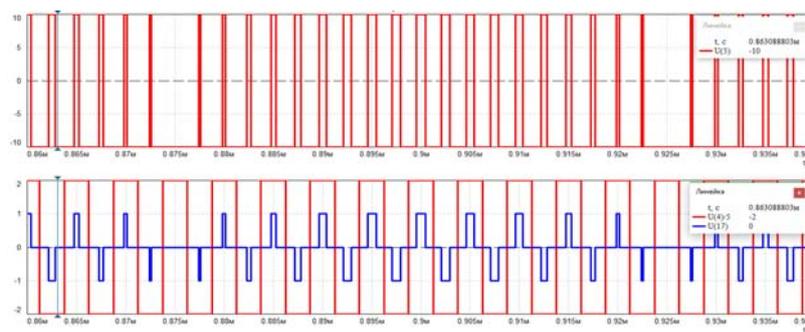


Рис. 2. Диаграммы на выходе компаратора, ограничителя и модулятора

На выходе РЧ-ШИМ формируются ВЧ биполярные импульсы с изменяющейся длительностью, после фильтрации которых формируется амплитудно-модулированный сигнал, который изображен на рисунке 3.

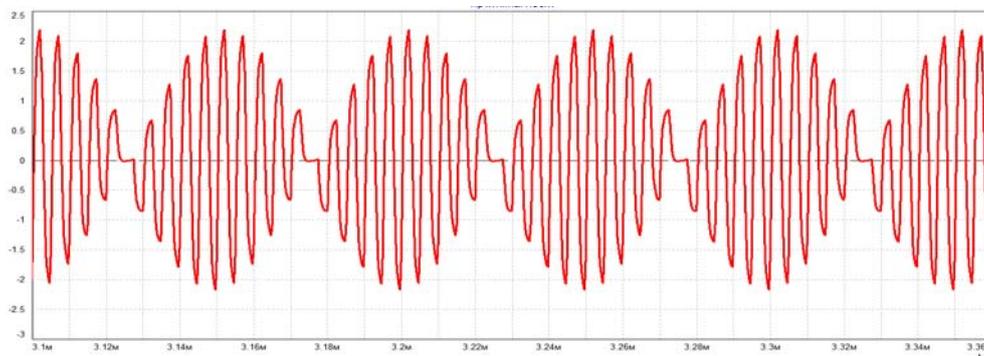


Рис. 3. Амплитудно-модулированный сигнал на выходе РЧ-ШИМ

В программе FASTMEAN также был рассчитан амплитудный спектр сигнала для тактовой частоты равной 200 кГц, который изображен на рисунке 4.

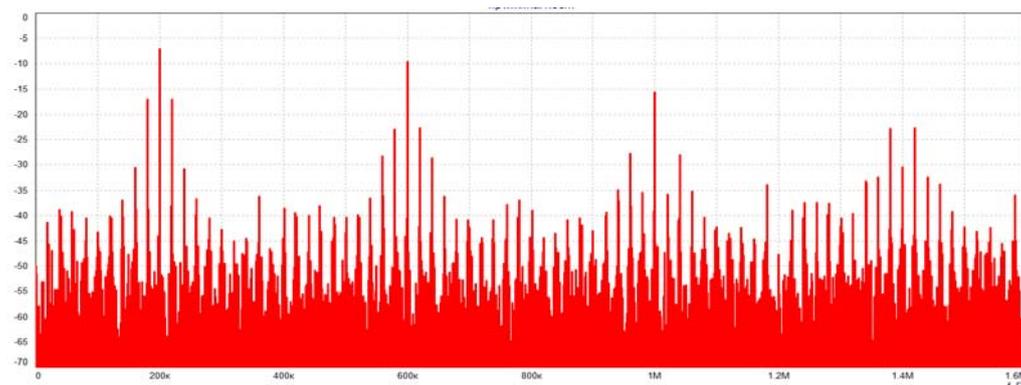


Рис. 4. Амплитудный спектр на выходе РЧ-ШИМ модулятора

Кроме РЧ-ШИМ также известны другие виды модуляции, одна из которых использует метод цифровой широтно-импульсной модуляции с использованием технологии Кана (Khan) схема которого изображена на рисунке 5 [3].

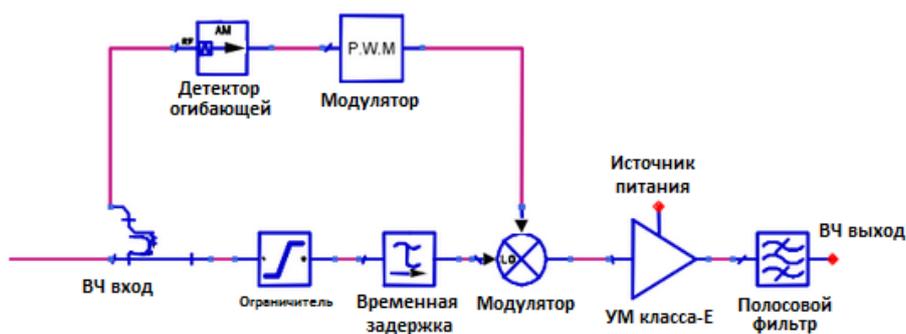


Рис. 5. Схема модулятора по технологии Кана

Такой способ модуляции был применен в усилителях мощности класса E при тактовой частоте 2,4 ГГц и частоте модуляции 10 МГц, КПД по добавленной мощности при этом составил около 70 %, что является хорошим результатом (рис. 6).

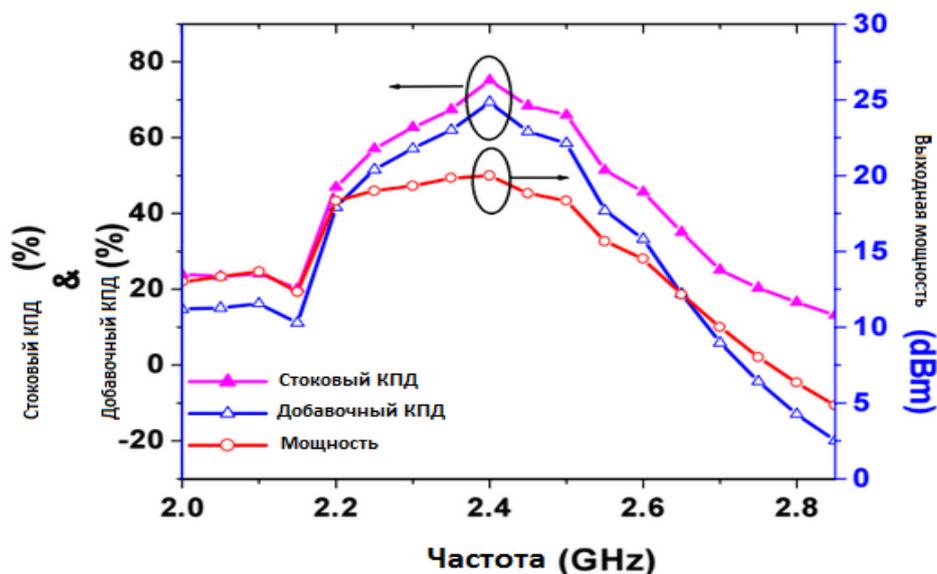


Рис. 6. КПД модулятора на частоте 2,4 ГГц

Также, в передатчиках используется метод отслеживания огибающей (Envelope Tracking) (рис. 7). Преимуществом Envelope Tracking является то что, огибающая ВЧ-сигнала управляет напряжением питания усилителя мощности. Таким образом, уменьшается уровень потерь мощности источника питания и повышается КПД усилителя мощности (рис. 8).

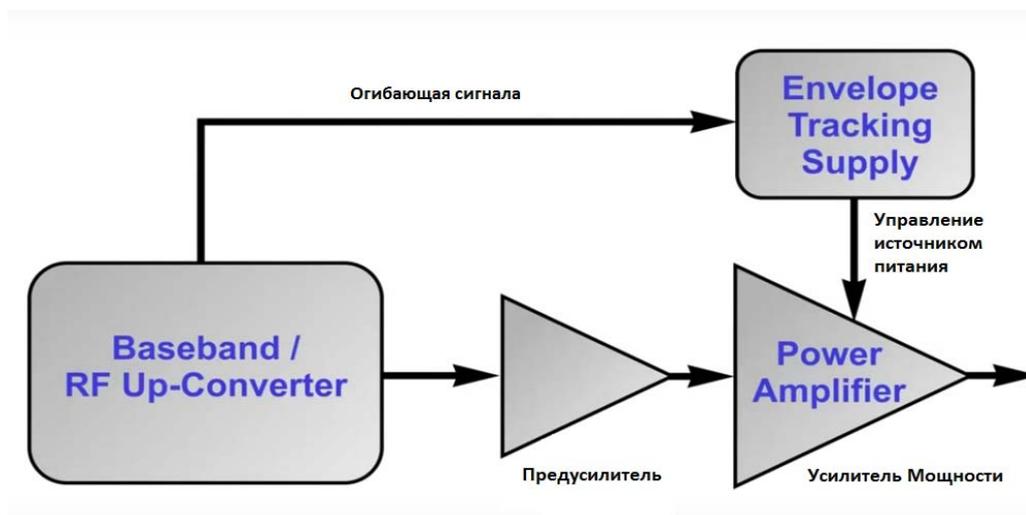


Рис. 7. Схема метода отслеживания огибающей (Envelope Tracking)

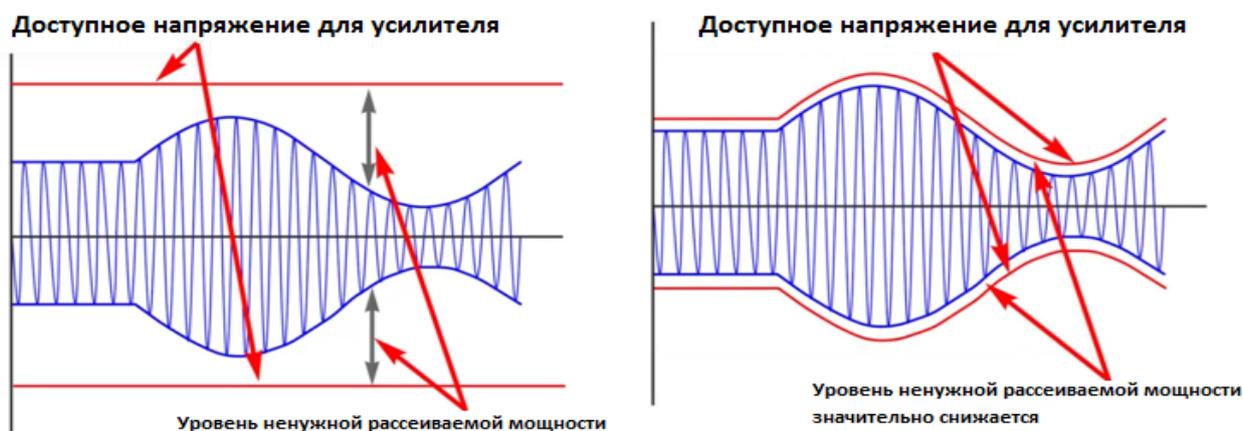


Рис. 8. Сравнения уровней ненужной выделяемой мощности с использованием метода отслеживания огибающей (Envelope Tracking)

Рассмотрим управляемый резонансный инвертор тока (рис. 9). Данная схема может работать на высокой частоте радиосигнала, преобразуя ШИМ сигнал в ВЧ АМ сигнал. Схема имеет высокий КПД (более 90 %) и линейную модуляционную характеристику, что делает ее конкурентоспособной по отношению к другим схемам.

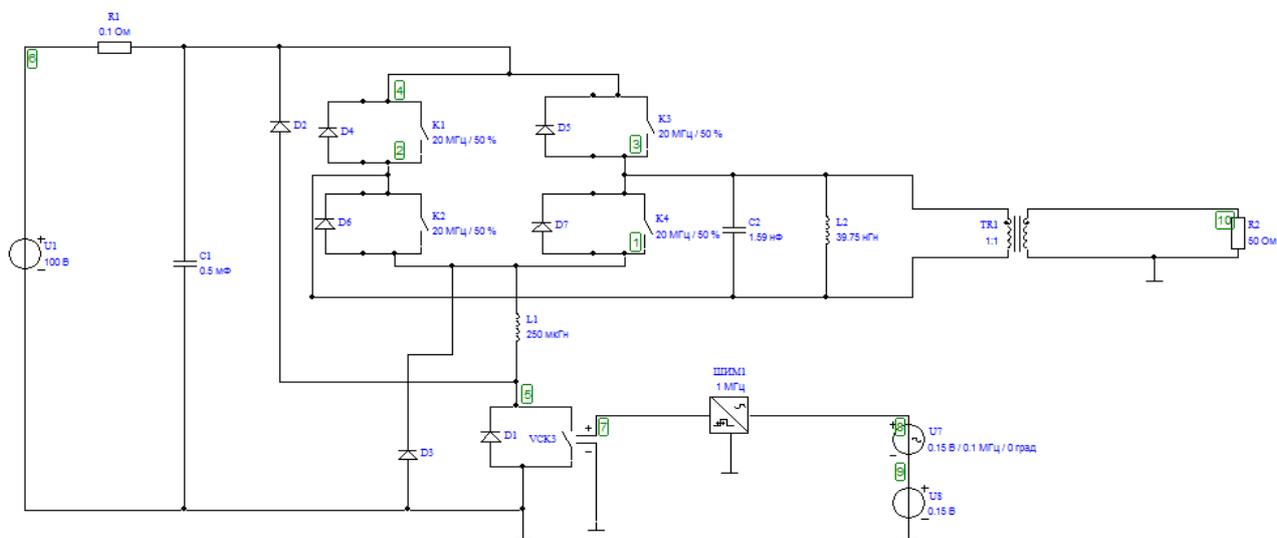


Рис. 9. Схема управляемого инвертора тока

Для данной схемы была разработана компьютерная модель, которая исследована в программе FASTMEAN. Для параметров модели, указанных на рисунке 9, временная диаграмма напряжения в нагрузке и ее амплитудный спектр приведены на рисунке 10.

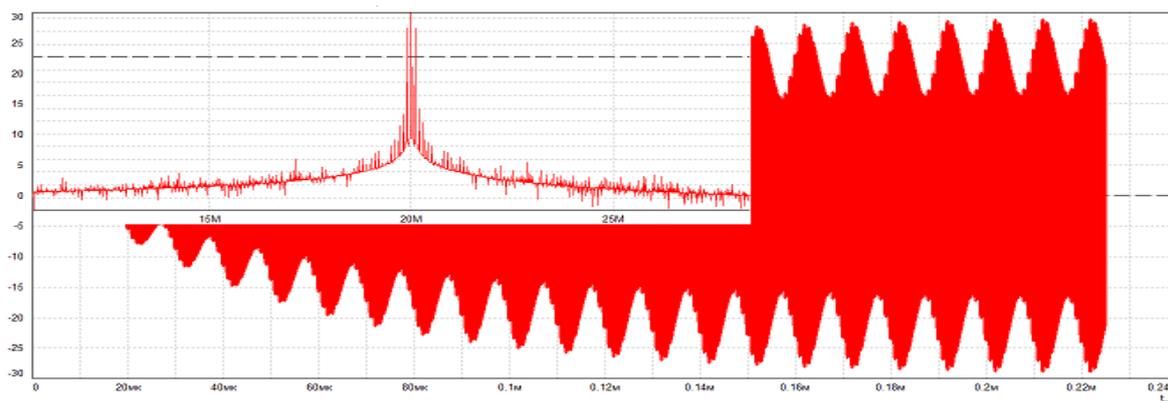


Рис. 10. Временная диаграмма и спектр напряжения на выходе управляемого инвертора

Выполненный сравнительный анализ и результаты моделирования свидетельствуют о важных достоинствах предложенной схемы управляемого резонансного инвертора тока и ее перспективности применения в радиосвязи.

Список используемых источников

1. Raab F.H. Radio frequency pulse width modulation, IEEE Transactions on Communications, vol. 21, pp. 958–966, Aug. 1973.
2. Dr. Andrzej Samulak. System Analyses of Class-S Power Amplifier. Germany: Erlangen, 2010.
3. Kahn L.R. Single sideband transmission by envelope elimination and restoration, Proc. IRE, vol. 40. no.7, pp. 803–806, july 1952.

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОЦЕНКЕ ЗАЩИЩЕННОСТИ РАДИОКАНАЛОВ ОТ СТРУКТУРНЫХ ПОМЕХ

С.В. Дворников, Р.В. Иванов

Рассматриваются предложения по оценке защищенности радиоканалов с частотной модуляцией от структурных помех. Представляются результаты по расчету вероятности ошибки имитонавязывания. Даются предложения по практическому использованию результатов.

Ключевые слова: радиоканал с частотной модуляцией, структурные помехи, вероятностная оценка защищенности, имитоустойчивость.

PROPOSALS FOR EVALUATING THE STRUCTURAL SECURITY OF RADIO INTERFERENCE

Dvornikov S., Ivanov R.

Proposals to assess the security of radio frequency modulated by structural interference. Presents the results for the calculation of error probability of imposing of the false data. Suggestions for the practical use of the results.

Keywords: radio frequency modulation, structural noise, probabilistic assessment of security, stability from imposing of the false data.

Введение

В настоящее время радиоканалы широко используются для управления роботизированными системами, в том числе беспилотными летательными аппаратами, поэтому вопросы оценки их защищенности от структурных помех являются актуальными.

В настоящей работе рассмотрен радиоканал с частотной модуляцией, как обеспечивающий наибольшую дальность при использовании его в интересах управления [1]. Однако, простота указанного модуляционного формата, используемого при передаче дискретной информации, делает радиоканал доступным для воздействия на него структурными помехами.

В дальнейшем определим воздействие структурных помех, направленных на формирование неверных команд в решающем устройстве, как процедуру имитонавязывания. А имитоустойчивость (имитостойкость) – как способность противостояния имитонавязыванию.

Таким образом, постановку структурных помех, приводящих к имитонавязыванию, можно отнести к одному из наиболее опасных видов деструктивного воздействия на радиоканалы управления.

Проблема имитонавязывания уже рассматривалась в различных работах [2, 3, 4], что подчеркивает актуальность рассматриваемой проблематики. Настоящая статья посвящена исследованию вопросов оценки имитоустойчивости радиоканалов с частотной модуляцией.

Оценка имитостойкости радиоканалов с частотной модуляцией

Процедуры имитонавязывания предполагают использование помех близких по своей частотно-временной структуре подавляемым сигналам [3]. При этом сущность имитонавязывания заключается в подмене истинного сигнала помехой, приводящей к неверному принятию решения при демодуляции [5]. Фактически при имитонавязывании в радиоканалах с частотной модуляцией происходит формирование помехой на входе демодулятора символа, противоположного информационному, т. е. на решающем элементе создается ситуация неопределенности в принятии решения. В результате чего, выходная последовательность символов будет носить случайный характер.

Учитывая указанные обстоятельства, рассмотрим особенности демодуляции сигналов с частотной модуляцией. Поскольку управление роботизированными системами, как правило, осуществляется в движении, то на практике используется некогерентное детектирование, которое согласно [6] обеспечивает вероятность битовой ошибки равное:

$$P_B = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_B}{2N_0}\right), \quad (1)$$

где E_B – энергия символа (для бинарных передач); N_0 – спектральная плотность мощности шума (в рассматриваемой ситуации – спектральная плотность мощности структурной помехи).

В [3] показано, что одной из проблем эффективной постановки структурной помехи является обеспечение их тактовой синхронизации с имитируемым сигналом. Согласно [7], это обусловлено различными причинами, такими как различия дистанций связи и подавления, наличие априорных знаний о битовой структуре команды, возможностей методов измерения и оценивания параметров сигналов и т. д.

Для учета особенностей приводящих к рассинхронизации помехи и сигнала введем понятие коэффициента временного несовпадения структурной помехи и сигнала на входе демодулятора ρ , который, с учетом его вероятностной природы, будет лежать в пределах $\rho \in [0; 1]$.

Тогда $\rho = 1$ будет соответствовать условиям передачи помехой символа противоположного передаваемого сигналом управления в пределах тактового интервала, т. е. условиям, при которых решающее устройство работает случайным образом. А $\rho = 0$ будет соответствовать ситуации, когда структура помехи соответствует структуре сигнала и полностью совпадает с ним по такту, т. е. способствует его достоверному приему.

Для условий скрытного радиоэлектронного подавления наилучшая ситуация наступит в случае равенства энергий структурной помехи E_{Π} и сигнала, приходящаяся на бит E_B , и обеспечению условия $\rho = 1$:

$$E_{\Pi} = E_B. \quad (2)$$

Действительно, выполнение равенства (2) должно приводить к полной неопределенности на входе решающего устройства демодулятора.

С учетом указанных замечаний, выражение (1) можно преобразовать к следующему виду, таким образом, чтобы в нем учитывалось тактовое несовпадение структурной помехи и сигнала, т.е. результирующая формула полностью характеризовала процесс имитонавязывания:

$$P_B = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_B + (1 - 2\rho)E_{\Pi}}{2N_0}\right). \quad (3)$$

Полученная формула (3) представляет собой модель оценки вероятности ошибки в канале с частотной модуляцией в условиях имитонавязывания, т. е. воздействия оптимальной по структуре и энергии имитационной помехи.

Действительно, эффективность имитонавязывания обусловлена только вопросами тактовой синхронизации с имитируемым сигналом, которая в модели (3) учитываются посредством параметра ρ .

При $\rho = 1$ имеем $P_B = 0,5$, что характеризует полную неопределенность на решающем устройстве демодулятора.

Напротив, при $\rho = 0$ происходит суммирование энергии сигнала и помехи, приводящее к повышению достоверности принятия правильного решения. На рисунке представлены результаты зависимости вероятности битовой ошибки P_B от ОСШ при различных значениях параметра ρ .

Так, на рисунке показана зависимость вероятности битовой ошибки при $\rho_1 = 1$; $\rho_2 = 0,9$; $\rho_3 = 0,5$ и $\rho_4 = 0,1$. Таким образом, выражение (3) можно рассматривать в качестве модели оценки эффективности процедур имитонавязывания. Ее практическая реализация будет заключаться в измерении длительности тактового интервала несовпадения помехи с имитируемым сигналом в приемном тракте роботизированной системы. Полученное вероятностное значение позволит осуществлять планирование мероприятий как по имитонавязыванию, так и по имитозащите.

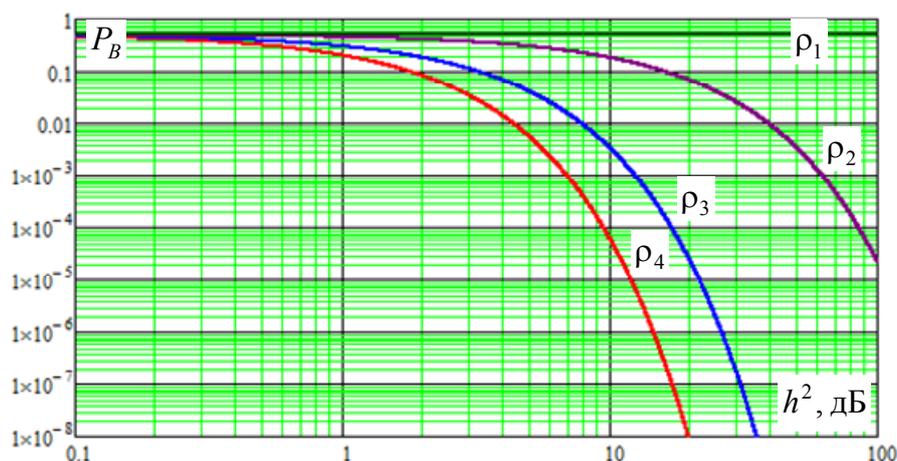


Рисунок. Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при различных значениях коэффициента временного несовпадения

Заключение

Проведенные исследования показали, что реализация процедур эффективного имитонавязывания связана с определенными сложностями не только по формированию помех заданной частотно-временной структуры, но и обеспечению их согласованности по уровню и тактовой синхронизации с имитируемыми сигналами.

Продуктивной мерой, позволяющей избежать имитонавязывание, является установка на входе демодулятора индикатора уровня принимаемого сигнала. При его превышении значения, определяемого допустимым дисперсионным разбросом, необходимо роботизированную систему автоматически переводить в автономный режим.

Кроме того, целесообразно для управления использовать сигналы с различным тактовым интервалом на длительности команды, изменяемым случайным образом, или же использовать сигналы сложных конструкций [8].

Направление дальнейшего исследования связано с оперативным решением вопросов обнаружения [9] самого факта деструктивного воздействия структурных помех на радиоканалы.

Список используемых источников

1. Точиллов Л. Системы управления БЛА [Электронный ресурс] / ISPL.ru: [сайт]. URL: http://www.ispl.ru/Sistemy_upravleniya-BLA.html, свободный.
2. Орошук И.М. Оценка имитостойкости радиоканала с замираниями при использовании сигналов с частотной манипуляцией // Радиотехника. 2004. № 11. С. 12–18.
3. Дворников С.В., Погорелов А.А., Вознюк М.А., Иванов Р.В. Оценка имитостойкости каналов управления с частотной модуляцией // Информация и космос. 2016. № 1. С. 32–35.
4. Дворников С.В., Кузнецов Д.А., Кожевников Д.А., Пшеничников А.В., Манаенко С.С. Теоретическое обоснование синтеза ансамбля биортогональных сигналов с повышенной помехоустойчивостью // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 5 (22). С. 16–20.
5. Дворников С.В., Устинов А.А., Пшеничников А.В., Борисов В.В., Москалец А.Г., Бурькин Д.А. Демодуляция сигналов ОФТ на основе адаптивного порога // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2013. № 2. С. 90–97.
6. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1972. 360 с.
7. Дворников С.В. Проблема поиска сигналов источников информации при радиомониторинге // Мобильные системы. 2007. № 4. С. 33–35.
8. Агиевич С.Н., Дворников С.В., Гусельников А.С. Описание сигналов в базисах функций сплайн-Вилленкина – Кристенсона // Контроль. Диагностика. 2009. № 3. С. 52–57.
9. Дворников С.В. Метод обнаружения на основе посимвольного перемножения реализаций спектра наблюдаемого процесса с автоматическим расчетом порога принятия решения // Научное приборостроение. 2004. Т. 14. № 4. С. 92–97.

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ФОРМИРОВАНИЮ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ КОНКАТЕНАЦИИ ВЕЙВЛЕТ-ФУНКЦИЙ

С.С. Дворников, А.В. Пшеничников

В работе представлены результаты исследования возможности использования в системах радиосвязи сигналов, формируемых в базисе вейвлет-функций (БВФ). Сигналы, сформированные в БВФ, наделяются свойством структурной скрытности по отношению к базисам гармонических функций. Представленные результаты моделирования подтверждают данное заключение. В статье обоснован подход к синтезу сигналом методом последовательной конкатенации вейвлетов различной структуры, соответствующих информационным символам.

Ключевые слова: базисные функции, манипуляционные форматы, вейвлет-функции, фазоманипулированные сигналы, помехоустойчивость, скрытность сигналов.

PROPOSALS FOR THE FORMATION OF SIGNAL BY A SERIAL CONCATENATION OF WAVELET FUNCTIONS

Dvornikov S., Pshenichnikov A.

The paper presents the results of a study the possibility of using radio signals systems formed in the basis of wavelet functions (WBF). The signals generated in the WBF, endowed with the property of structural secrecy with respect to the bases of the harmonic functions. Presented simulation results confirm this conclusion. In the article the approach to the synthesis of sequential concatenation of wavelets with different structures by signal corresponding to the information symbols.

Keywords: basic functions, handling formats, wavelet function, phase-shift keyed signals, noise immunity, secrecy signals.

Вейвлеты все чаще применяются для синтеза на их основе различных видов сигналов. В частности, в [1, 2] предложен синтез различных форм фазоманипулированных сигналов на основе вейвлетов. Таким образом, открываются новые направления практического применения вейвлетов для формирования на их основе радиосигналов.

Действительно, принцип передачи информации базируется на физические различия радиосигналов, соответствующих различным компонентам информационного алфавита. При амплитудной модуляции указанные различия наблюдаются в изменении амплитуды, при частотной модуляции – в номиналах несущих частот, а при фазовой модуляции – соответственно в позициях фазы [3]. В настоящее время одним из наиболее помехоустойчивых видов манипуляционных форматов является двойная фазовая манипуляция (ФМн-2). Принцип ее реализации состоит в инверсии фазы при смене информационных символов. Так на рисунке 1 показана временная диаграмма тестового сигнала ФМн-2 длительностью в 312 дискретных отчета (здесь и далее верхний индекс указывает на базис формирования сигнала, на рисунке 1 символ Γ обозначает гармонический базис формирования).

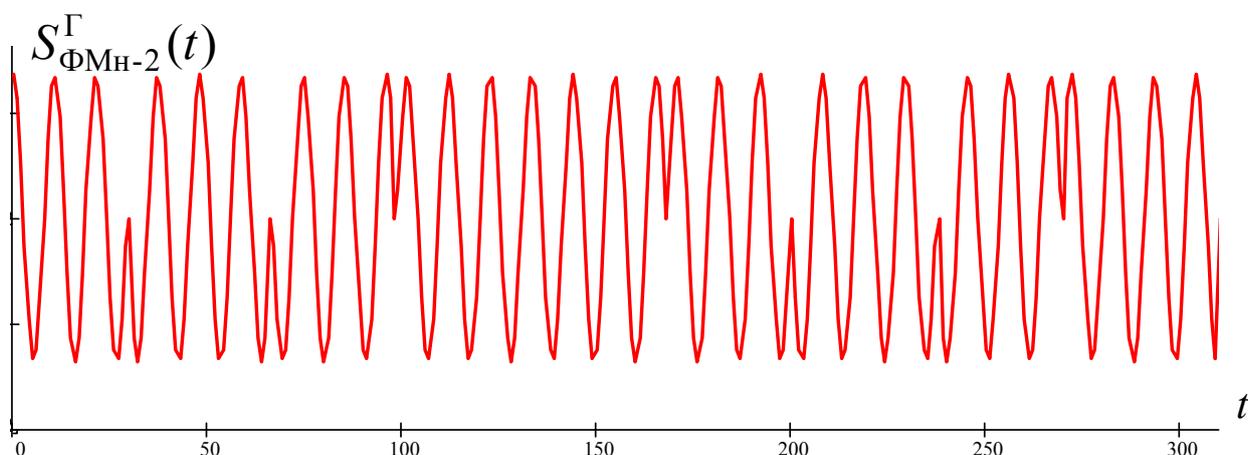


Рис. 1. Временная развертка тестового сигнала ФМн-2 на основе гармоник

Анализ структуры сигнала ФМн-2 показывает, что он представляет собой результат конкатенации радиоимпульсов, начальная фаза которых определяется информационным значением битовой посылки. Следовательно, синтез сигналов ФМн-2 можно осуществлять посредством ключевой схемы, представленной на рисунке 2, в которой битовая последовательность регулирует подачу радиоимпульсов в канал. При таком подходе длительность посылок будет определяться скоростью манипуляции ключа.

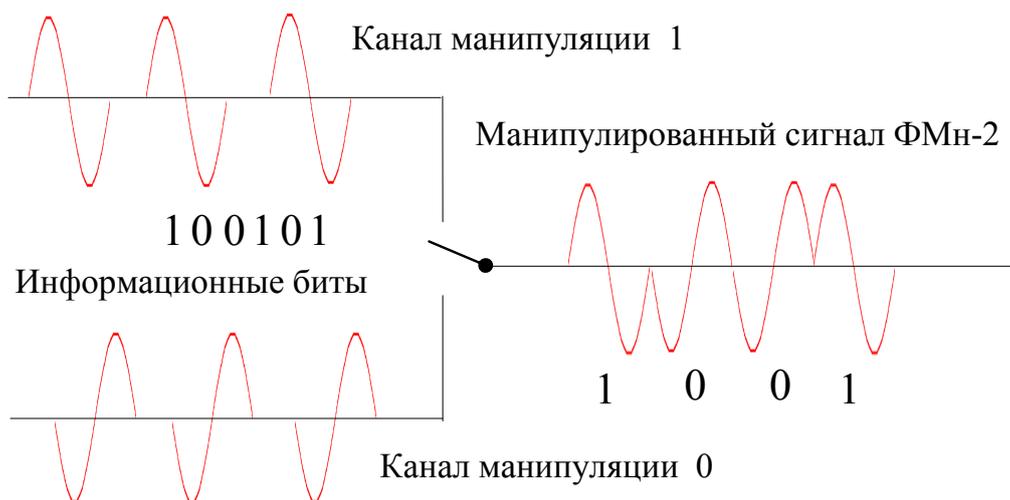


Рис. 2. Принцип формирования сигналов ФМн-2 на основе последовательной конкатенации радиоимпульсов

Рассмотренный подход открывает возможности по синтезу ФМн-2 сигналов на основе вейвлетов, если в качестве формирующих радиоимпульсов определить инверсные формы вейвлетов. В результате получим вейвлет-фазоманипулированное (ВФМ) колебание.

Предлагается в качестве формирующего использовать вейвлет Гаусса первого порядка $\psi(t)$, представляющий производную от функции Гаусса:

$$\psi_m(t) = (-1)^m \partial_t^m \left[\exp(-t^2 / 2) \right]. \quad (1)$$

Аналитически вейвлет Гаусса 1-го порядка имеет следующий вид [1]:

$$\psi(t) = -t \exp(-t^2 / 2). \quad (2)$$

Анализ выражения (2) указывает на локализованный характер функции. Следовательно, синтез непрерывного колебания на его основе в принципе невозможен. Однако вейвлет Гаусса может быть в качестве формирующего колебания в ключевой схеме (см. рис. 2). Так, на рисунке 3 представлены формирующие сигналы $\psi_1(t)$ и $\psi_0(t)$, синтезированные на основе прямой и обратной формы вейвлета Гаусса.

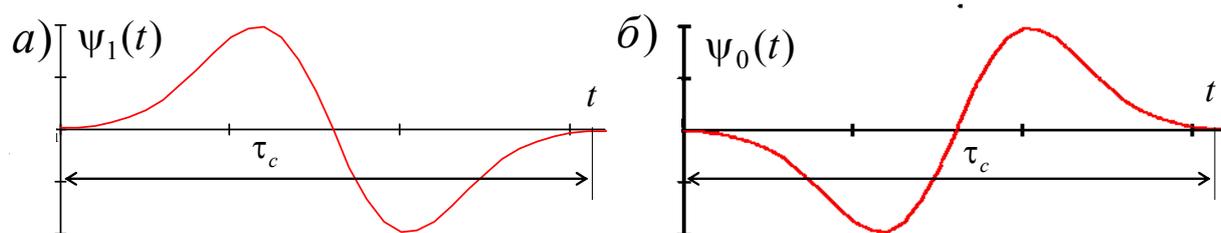


Рис. 3. Формирующие элементы для синтеза ВФМ сигнала:
a – логической единицы; *б* – логического нуля

Отметим, что свойства локализации вейвлета и его двусторонняя временная структура в полной мере отвечает свойствам формирующих колебаний в соответствии с рассмотренным выше подходом.

На рисунке 4 показаны фрагменты фазоманипулированных сигналов, сформированных на основе элементов синусоид и на основе вейвлетов.

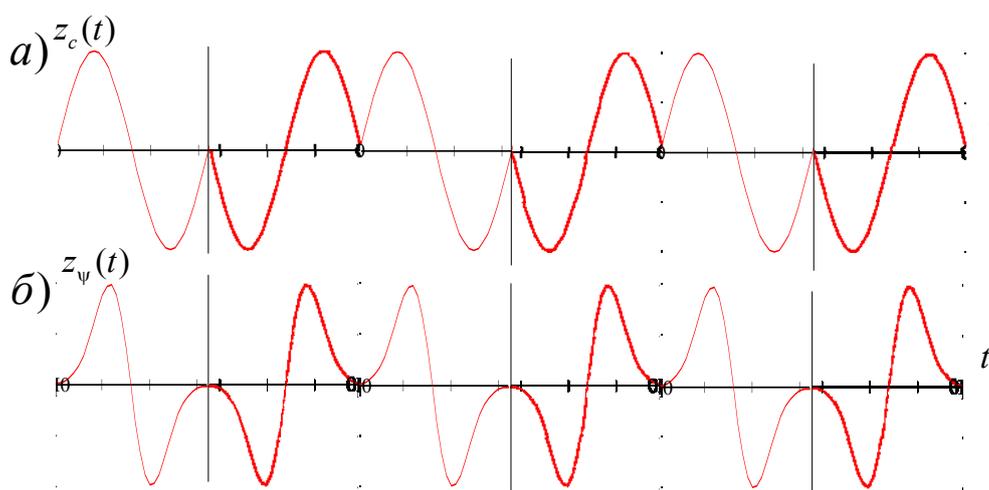


Рис. 4. Сигнал фазовой манипуляции, синтезированный на основе фрагментов:
a – синусоид; *б* – вейвлетов

Таким образом, подход к синтезу ФМн-2 сигналов на основе последовательной конкатенации фрагментов радиоимпульсов, позволил разработать метод формирования ВФМ сигналов, в основе которых лежат вейвлеты прямой и инверсной структуры.

Важной особенностью предлагаемых сигналов является их структурная скрытность по отношению к системам мониторинга [4], обрабатывающих радиоизлучения в базисах гармонических функций. Это объясняется структурой ВФМ сигналов, в основе которых лежат вейвлеты Гаусса.

Так, на рисунке 5*a* представлены фрагменты формирующих сигналов на основе синусоиды $s_0(t)$ и вейвлета Гаусса 1-го порядка $\psi_1(t)$ равной энергии, а на рис. 5*б*, соответствующие им модули спектров $|F_0(f)|$ и $|V_1(f)|$.

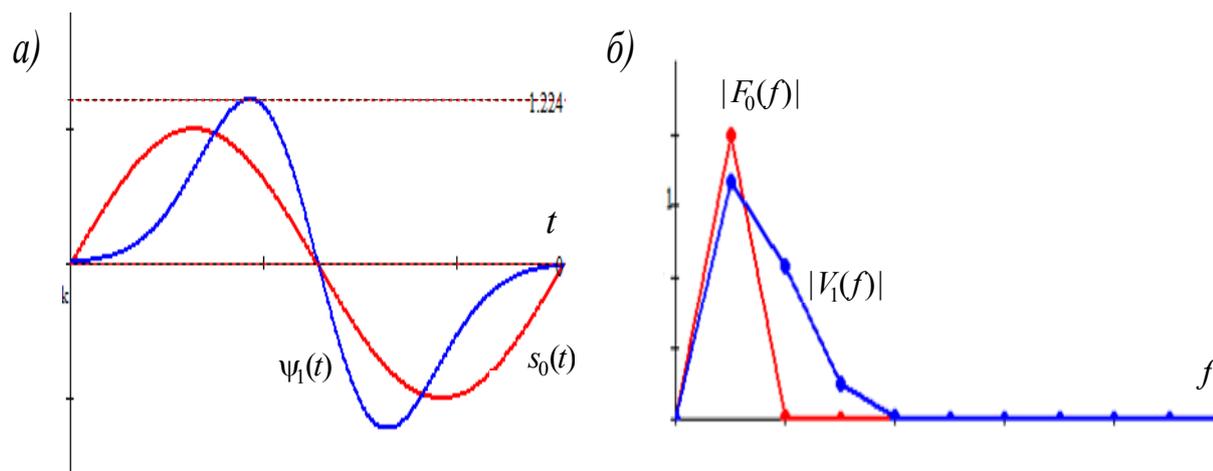


Рис. 5. Формирующие сигналы на основе синусоиды и вейвлета Гаусса:
 а – временное представление; б – частотное представление

На рисунке 6 приведено распределение энергии формирующих сигналов в частотном пространстве.

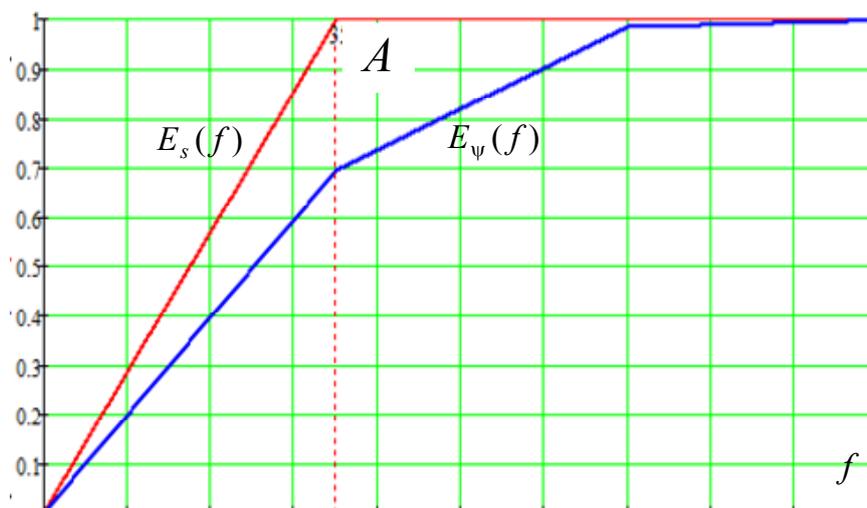


Рис. 6. Распределение энергии формирующих сигналов на основе синусоиды
 и вейвлета Гаусса в частотном пространстве

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующее заключение. Обработка вейвлет-сигналов в базисе функций Фурье является неоптимальной и эквивалентна снижению энергии на 30 % (см. рис. 5). Аналитически это равносильно добавлению в формуле вероятностной оценки помехоустойчивости коэффициента 0,7 [3]:

$$P_{\text{ВФМН}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \times 0,7\right). \quad (3)$$

Полученный результат можно интерпретировать как снижения помехоустойчивости вследствие структурного несоответствия гармоник и вейвлетов в частотно-временном пространстве. Указанные различия определим, как структурную скрытность, характеризуемую показателем увеличения вероятности ошибки на бит (см. рис. 7).

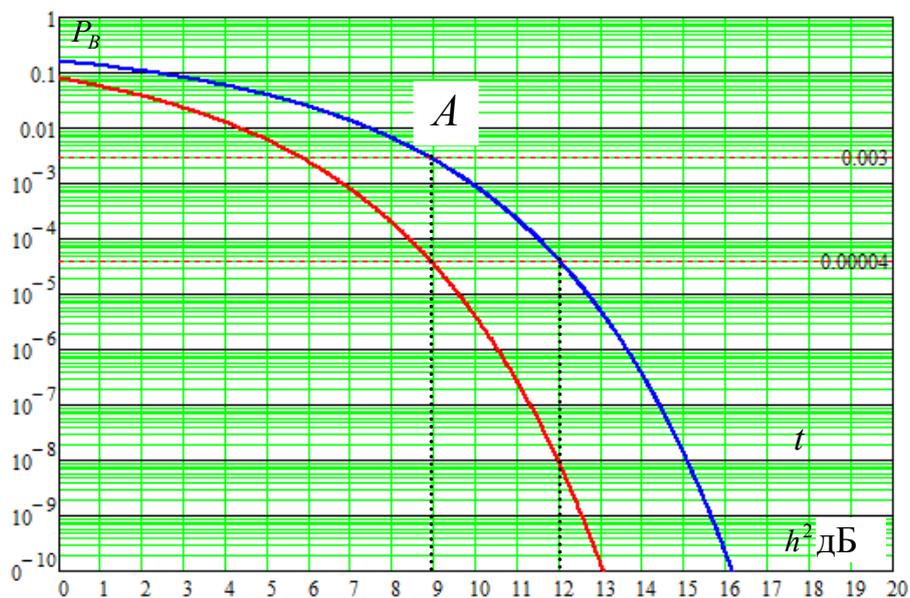


Рис. 7. Оценка эффективности процедур структурной скрытности по показателю вероятности ошибки на бит: – для сигналов ФМн-2

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующее заключение. При отсутствии априорной информации о базисе формирования сигнала, система мониторинга будет проводить анализ в эффективной полосе приема, включающей не менее 90–95 % спектральной энергии в соответствии со скоростью передачи сообщений, в базисе гармонических функций. В этом случае, в полосе, оптимальной для обработки, будет сосредоточено менее 70 % спектральной энергии ВФМ сигналов, в основе которых лежат вейвлеты Гаусса 1-го порядка. Это ведет к увеличению вероятности ошибки более чем на два порядка, что равносильно снижению отношения сигнал шум в канале более чем на 3 дБ.

Предполагается, что указанный эффект может быть усилен при увеличении числа различных видов, используемых вейвлетов, применяемых для синтеза ВФМ сигналов. Поскольку в этом случае возрастает сложность обработки таких конструкций, обусловленная отсутствием априорной информации о базисах их формирования.

Дальнейшие исследования видятся в разработке эффективных методов демодуляции вейвлет-сигналов. А также решения задачи распознавания ВФМ на основе подхода, предложенного в [5], основу которого составляют процедуры вейвлет-преобразований обрабатываемых излучений.

Список используемых источников

1. Дворников С.В., Дворников С.С., Манаенко С.С., Погорелов А.А. Синтез фазоманипулированных вейвлет-сигналов // Информационные технологии. 2015. № 2. С. 140–143.
2. Дворников С.В., Манаенко С.С. Помехоустойчивость фазоманипулированных сигналов на основе вейвлетов Гаусса // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2015. Т. 11. № 3. С. 123–125.
3. Прокис Дж. Цифровая связь / пер. с англ.; под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь. 2000. 800 с.
4. Дворников С.В., Дворников С.С., Манаенко С.С., Пшеничников А.В. Спектрально-эффективные сигналы с непрерывной фазой // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2016. Т. 12. № 2. С. 87–93.
5. Устинов А.А., Дворников С.В., Дворников С.С., Коноплев М.А., Сухаруков Г.А., Осадчий А.И. Способ распознавания радиосигналов. Пат. на изобретение RUS 2430417 25.05.2010.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ В ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКНАХ

А.С. Дюбов, Т.Р. Ялунина

В связи с внедрением систем спектрального уплотнения и увеличением требуемой мощности передаваемого сигнала, достигающей уже 30 дБм, влияние нелинейностей оптических волокон становится существенным: их проявление на таких высоких мощностях вносят значительные искажения в передаваемый сигнал, тем самым, снижая достоверность и ограничивая длину регенерационного участка. Проводить экспериментальные исследования нелинейностей затруднительно, что обусловлено одновременным проявлением нескольких эффектов и необходимостью применения сложных и дорогостоящих приборов. Компьютерное моделирование упрощает процесс исследований, расширяя возможности исследования оптических систем связи.

Ключевые слова: компьютерное моделирование, оптическое волокно, нелинейные эффекты, четырехволновое смешение, DWDM.

COMPUTER MODELING OF NONLINEAR EFFECTS IN OPTICAL FIBERS

Dyubov A., Yalunina T.

In connection with the introduction of WDM systems and the increase in the required power of the transmitted signal, which reaches over 30 dBm, the influence of nonlinear optical fibers becomes significant: their appearance on the high power of making a significant distortion in the transmitted signal, thereby reducing the reliability and limiting the regeneration section length. To conduct experimental studies of nonlinear difficult, due to the simultaneous display of multiple effects and the need to use complex and expensive devices. Computer modeling simplifies the research process, empowering the study of optical communication systems.

Keywords: computer modeling, optical fiber nonlinear effects, four-wave mixing, of DWDM.

Нелинейные эффекты являются одним из факторов, ограничивающих длину регенерационного участка и пропускную способность волоконно-оптических линий связи. Они обусловлены передачей достаточно большой мощности света. При малых мощностях взаимодействие света со средой представляет собой линейный эффект: оно пропорционально первой степени мощности света. Нелинейные же эффекты пропорциональны более высоким степеням мощности света и значительно увеличиваются с ее ростом [1].

Существует два свойства оптических волокон, обуславливающие высокую эффективность протекания в них нелинейных процессов: концентрация света на маленькой площади вблизи сердцевины волокна и сохранение высокой концентрации света на всей длине волокна.

Проявление нелинейных эффектов в системах связи может выражаться в изменении формы сигнала, вызванном фазовыми и амплитудными нелинейными искажениями, в появлении новых спектральных компонент и в нелинейном шуме – случайных отклонениях значений символа от его среднего значения.

Основные типы нелинейных эффектов можно разделить на неупругие и упругие взаимодействия. В данной работе проанализированы именно упругие взаимодействия. Они обусловлены зависимостью показателя преломления от интенсивности света (эффектом Керра). К ним относятся: четырехволновое смешение (FWM – *Four Wave Mixing*), фазовая самомодуляция волн (SPM – *Self-Phase Modulation*), модуляционная нестабильность (MI – *Modulation Instability*) и перекрестная фазовая модуляция (XPM – *Cross Phase Modulation*) [2].

Эти явления могут приводить к значительным изменениям ширины и формы импульсов, а также к появлению перекрестных помех, зависящих от количества каналов, которые используются в DWDM-системе [3].

При проведении исследования была использована программа OptiSystem, позволяющая моделировать нелинейные эффекты, протекающие как совместно, так и независимо друг от друга. Были рассмотрены все виды упругих взаимодействий, оценены зависимости нелинейностей от параметров системы и сделаны выводы о совпадении результатов, полученных с помощью программы, с ожиданиями, основанными на теоретических справках. В связи с однотипностью алгоритма исследования, рассмотрим моделирование на примере только одного из исследуемых нелинейных эффектов – четырехволновом смешении. Этот вид искажений возникает при нелинейном взаимодействии волн с близкими частотами. Некоторые из вновь генерируемых комбинационных частот попадают в спектральные каналы DWDM системы, что приводит к перекрестным помехам. Количество вновь появившихся паразитных волн быстро увеличивается с ростом числа спектральных каналов. Основной же вклад в перекрестные помехи дают соседние каналы, так как влияние удаленных каналов быстро уменьшается из-за нарушения фазового синхронизма. Схема моделирования четырехволнового смешения в программе OptiSystem представлена на рисунке 1.

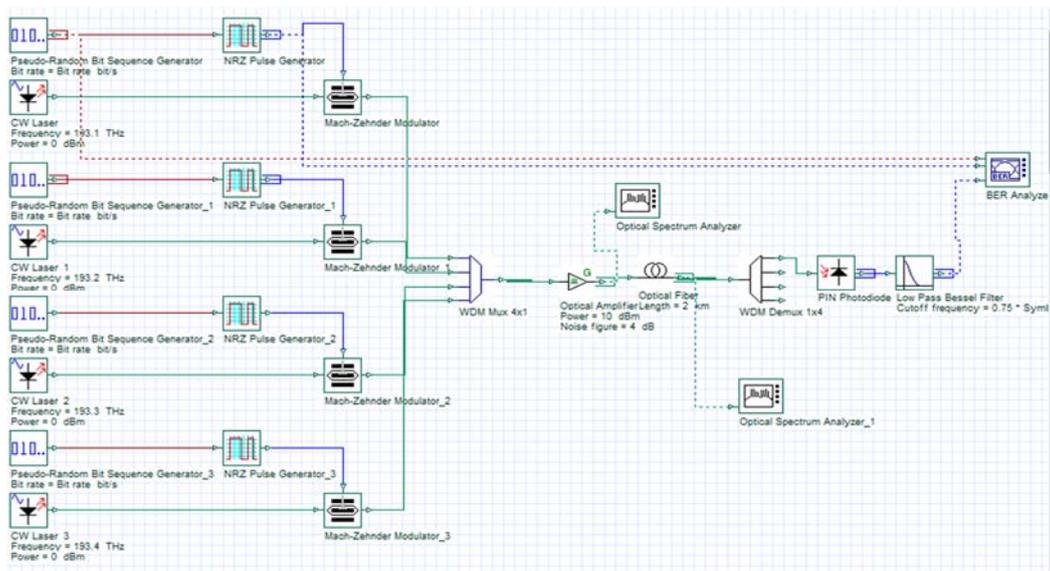


Рис. 1. Схема моделирования четырехволнового смешения

На схеме представлена четырехканальная DWDM-система с оптическим усилителем, изначально установленным на усиление по мощности до 10 дБм, 2 км оптического волокна, система преобразования оптического сигнала в электрический для одного канала, спектральные анализаторы, установленные до и после прохождения сигнала по волокну, и BER Analyser для оценки качества связи.

В процессе проведения исследования были оценены зависимости вклада четырехволнового смешения от таких параметров системы, как: мощность передаваемого сигнала (10 дБм, 15 дБм, 20 дБм), коэффициент хроматической дисперсии (16,75 пс/(нм·км), 1 пс/(нм·км)), площадь модового пятна (80 мкм², 55 мкм²), длина волокна (2 км, 20 км).

На основании моделирования были сделаны выводы, что влияние четырехволнового смешения зависит от передаваемой мощности и от коэффициента хроматической дисперсии. На рисунках 2 и 3 приведены спектры сигналов после прохождения по волокну при разных условиях.

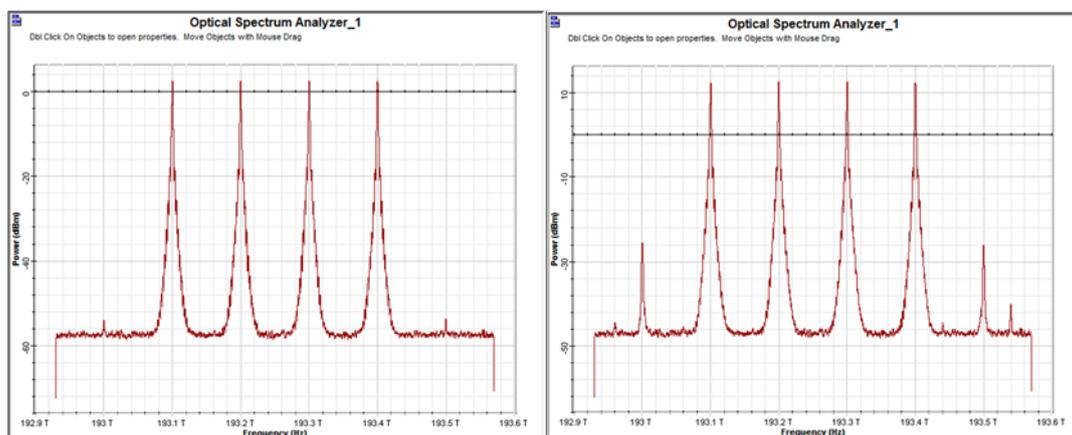


Рис. 2. Спектр сигнала после прохождения по волокну при 10 дБм и при 20 дБм

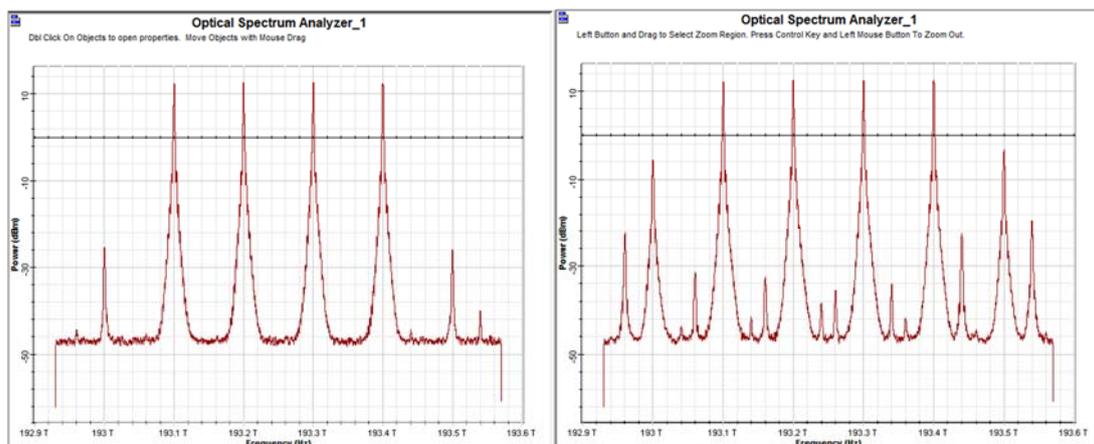


Рис. 3. Спектр сигнала после прохождения по волокну при хроматической дисперсии, равной 16,75 пс/(нм·км) и 1 пс/(нм·км) соответственно

На рисунке 4 приведены рассчитанные спектры сигналов при уменьшении площади модового пятна ($A_{\text{эфф}} = 80 \text{ мкм}^2$ и $A_{\text{эфф}} = 55 \text{ мкм}^2$). Увеличение эффектов четырехволнового смешения объясняются тем, что коэффициент нелинейности обратно пропорционален $A_{\text{эфф}}$: $\gamma = (2\pi/\lambda) (n_2/A_{\text{эфф}})$.

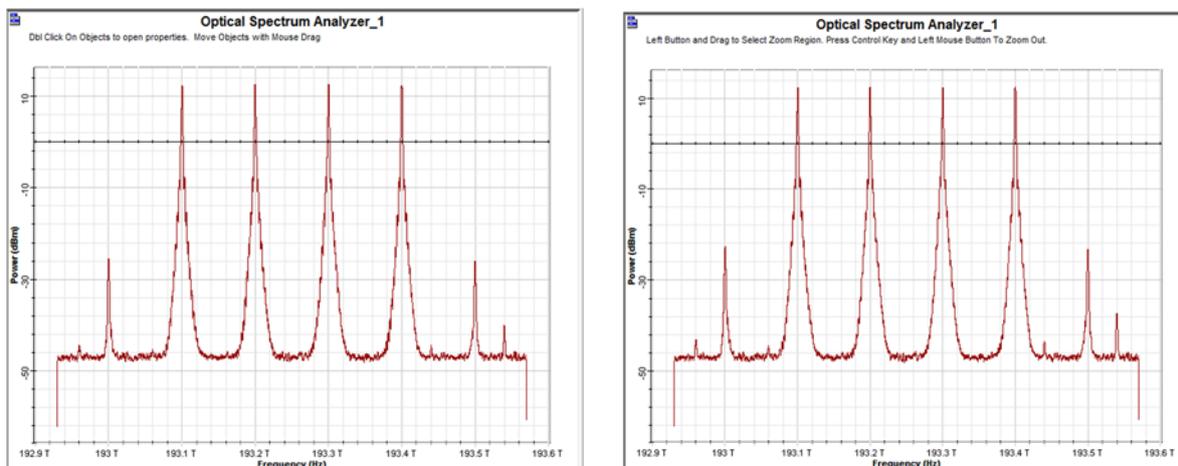


Рис. 4. Спектр сигнала после прохождения по волокну при площади модового пятна, равной $A_{\text{эфф}} = 80 \text{ мкм}^2$ и $A_{\text{эфф}} = 55 \text{ мкм}^2$ соответственно

По результатом моделирования также сделан вывод, что четырехволновое смешение практически не зависит от длины волокна. На рисунке 5 приведен спектр на выходе волокна, который не меняется от увеличения его длины с 2 км до 20 км соответственно.

Это связано с тем, что существует эффективная длина взаимодействия $L_{\text{вз}}$, характеризующая длину, в пределах которой проявляется четырехволновое смешение. Соответственно увеличение длины волокна не способствует его увеличению.

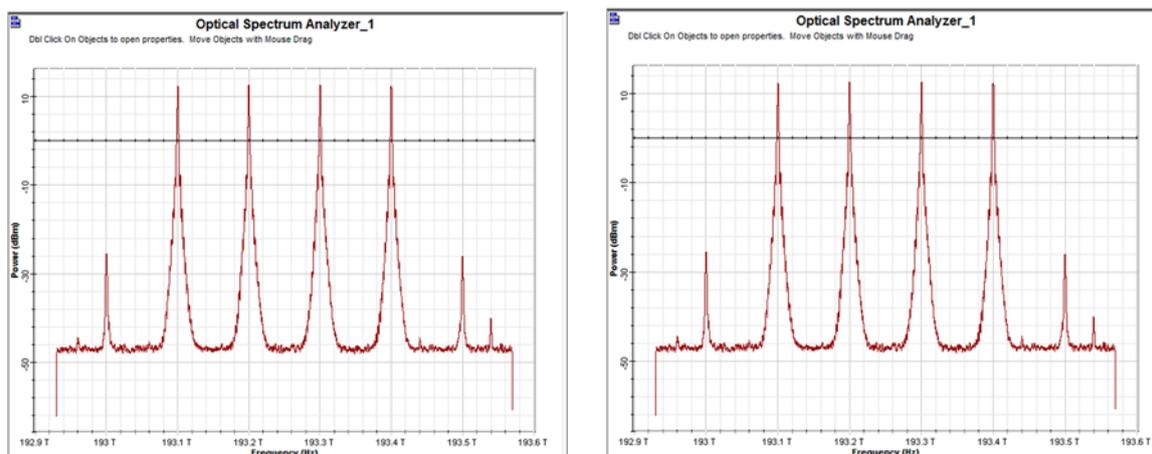


Рис. 5. Спектр сигнала на выходе волокна при длине волокна, равной 2 км и 20 км соответственно

Результаты моделирования позволяют наблюдать логику появления новых спектральных составляющих. Количество паразитных спектральных составляющих определяется выражением: $K = N2(N - 1)/2$, где N – число задействованных каналов системы передачи. Если смоделировать трехканальную систему, с частотами 193,1 ТГц; 193,2 ТГц; 193,4 ТГц, то количество вновь генерируемых компонент равно 9, а проявятся они на комбинаторных частотах $f_i \pm f_j \mp f_k$: 192 8 ТГц; 192 9 ТГц; 193 0 ТГц; 193 0 ТГц; 193 3 ТГц; 193 3 ТГц; 193 5 ТГц; 193 6 ТГц; 193 7 ТГц. На рисунке 6 представлен спектр сигнала до прохождения по волокну и после.

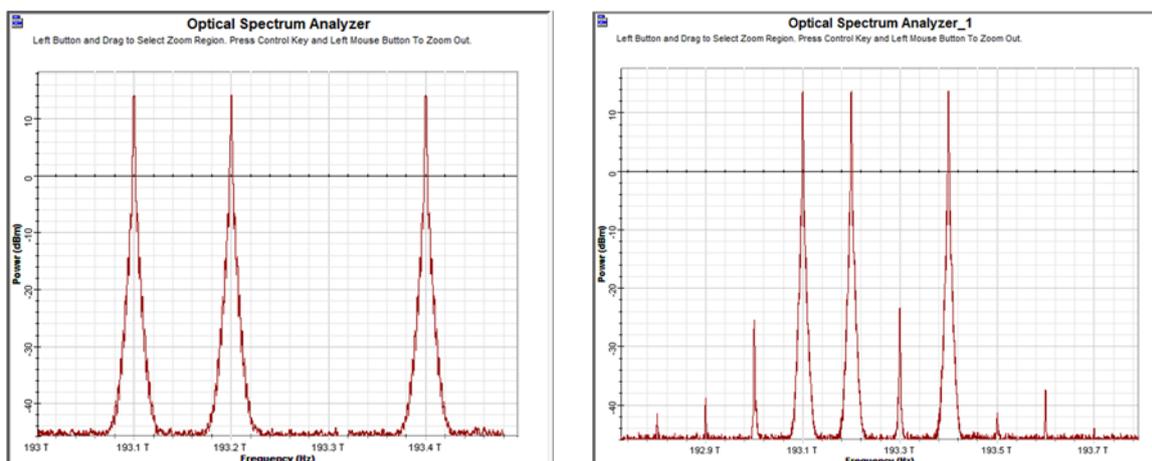


Рис. 6. Спектр сигнала трехканальной DWDM-системы до и после прохождения по волокну

Таким образом, компьютерное моделирование позволяет проводить наблюдения за совершенно разными явлениями в системах связи, что было продемонстрировано на примере эффектов четырехволнового смешения. Существует возможность создавать системы с неограниченным разнообразием параметров, моделировать эффекты, протекающие совместно или независимо друг от друга. Это очень упрощает процесс исследования и экономит время.

Список используемых источников

1. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика: пер. с англ. / Под ред. П. В. Мамышева. М.: Мир, 1996. 324 с.
2. Листвин А.В., Листвин В.Н., Швырков Д.В. Оптические волокна для линий связи. М.: ЛЕСАРарт, 2003. 106 с. ISBN 5-902367-01-8.
3. Леонов А., Наний О., Трещиков В. Нелинейные искажения и нелинейный шум в когерентных сетях связи // Первая миля. 2014. № 4. С. 51–55.

ТЕХНОЛОГИЯ ГЛУБОКОЙ ИНСПЕКЦИИ ПАКЕТОВ В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОЙ СЕТИ

В.С. Елагин, А.В. Онуфриенко

Программно-конфигурируемые сети приобретают все большую популярность в связи с возможностью решения проблем независимости от производителя оборудования, снижения стоимости оборудования, упрощения администрирования сетью, однако при передаче данных возникает потребность в технологии глубокой инспекции пакетов.

Ключевые слова: программно-конфигурируемая сеть, глубокая инспекция пакетов, DPI, Mininet.

TECHNOLOGY OF DEEP PACKET INSPECTION IN SOFTWARE-DEFINED NETWORKING

Elagin V., Onufrienko A.

Software-defined networking are becoming increasingly popular due to the ability to solve the problems of independence from the equipment manufacturer, to reduce the cost of equipment, simplifying administration network, but the data transfer there is a need in the deep packet inspection technology.

Keywords: software-defined networking, deep packet inspection, DPI, Mininet.

Введение

Сегодня наиболее актуальным для операторов стало обеспечение видимости, того какой трафик проходит через сеть, для обнаружения изменения поведения пользователей на раннем этапе.

До сих пор в центре внимания были канальный и сетевой уровни, а не транспортный, представительный и уровень приложений. Тем не менее, нет никаких сомнений в том, что уровни 4–7 станут основным направлением для будущего изучения. Ведь, если в программно-конфигурируемых сетях физическое оборудование будет уходить на второй план, то потребности приложений и абонентов переместятся на первый план. Предполагается, что сами приложения будут запрашивать определенные возможности в сети, и в связи с этим будут формироваться определенные сетевые ресурсы. Политики для каждого приложения будут установлены в момент разработки приложения

и перенесены на платформу, как услуга, и будут охватывать, например, производительность, требования соответствия уровня надежности. В данном вопросе DPI является технологией, которая как раз справится с этими вопросами: она определяет конкретные приложения в режиме реального времени при определенных ключевых узловых точках, применяет политику. Политики могут включать в себя блокирование, оптимизации, определения приоритетов [1].

Так же система глубокого анализа может предоставить подробные данные, для информирования контроллера о состоянии сети и потоках ее трафика. Это позволяет рассматривать сеть как целостный ресурс, а не различные группы устройств. В конечном счете, внедрение DPI-систем позволит применять политики контроля и автоматизации для всей сети в целом.

Экспериментальная часть

Для проведения исследования была использована среда Mininet. Mininet близко эмулирует реальную физическую сеть, путем воссоздания операционного окружения.

Развернуть простую сеть Openflow в эмуляторе Mininet можно в консоли локальной машины с использованием удаленного контроллера на виртуальной машине (графический интерфейс показан на рис. 1):

```
$ sudo mn -controller=remote, ip=172.16.117.231, port=6653 -switch ovsk,
    protocols=OpenFlow13 -topo=tree, depth=1, fanout=2,
```

где *mn* – это главный исполняемый файл Mininet. Ключ *topo* создает топологию (дерево), опцией *switch* указывается тип коммутатора (*ovsk* – встроенный). Тип контроллера – удаленный (*controller remote*).

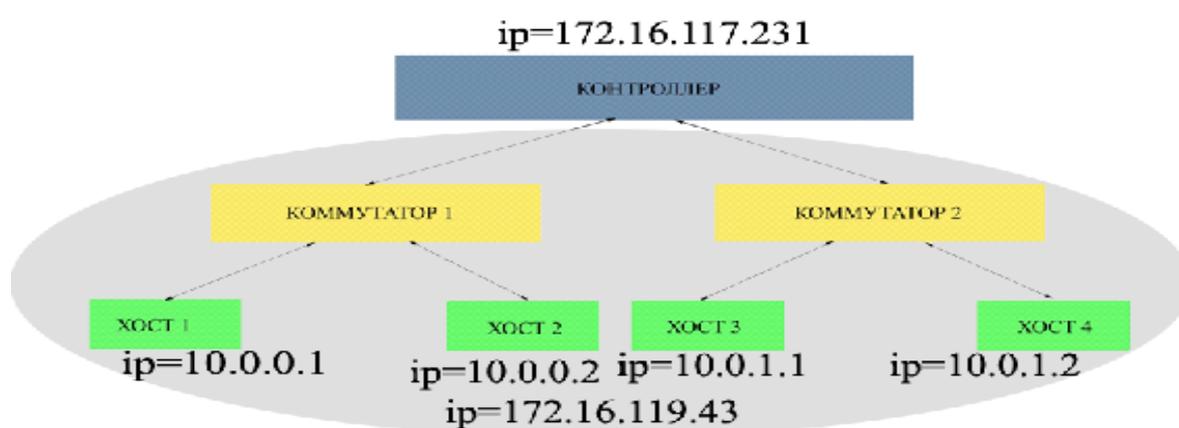


Рис. 1. Схема, развернутая в Mininet

В программно-конфигурируемых сетях для связи контроллера с коммутатором используются сообщения протокола OpenFlow, в то время как внутри самой сети используются различные протоколы [2]. Важным является детальное рассмотрение верхних уровней в модели OSI, а не физического, канального

и сетевого. Рассмотрим на примере, указанном на рисунке 2, реакцию сети на протоколы прикладного уровня при взаимодействии между объектами нашей сети.

```

> Frame 72: 184 bytes on wire (1472 bits), 184 bytes captured (1472 bits) on interface 0
> Linux cooked capture
> Internet Protocol Version 4, Src: 172.16.119.32, Dst: 172.16.117.231
> Transmission Control Protocol, Src Port: 46256 (46256), Dst Port: 6653 (6653), Seq: 25, Ack: 501, Len: 116
< OpenFlow 1.3
  Version: 1.3 (0x04)
  Type: OFPMT_PACKET_IN (10)
  Length: 116
  Transaction ID: 0
  Buffer ID: OFP_NO_BUFFER (0xffffffff)
  Total length: 74
  Reason: OFPR_ACTION (1)
  Table ID: 0
  Cookie: 0x0000000000000000
  Match
    Type: OFPMT_OXM (1)
    Length: 12
    OXM field
      Class: OFPXM_OPENFLOW_BASIC (0x8000)
      0000 000. = Field: OFPXM_OFB_IN_PORT (0)
      .... ..0 = Has mask: False
      Length: 4
      Value: 2
      Pad: 00000000
  Pad: 0000
  Data
    > Ethernet II, Src: fa:93:6d:76:52:a0 (fa:93:6d:76:52:a0), Dst: de:da:80:fa:d8:54 (de:da:80:fa:d8:54)
    > Internet Protocol Version 4, Src: 10.0.0.2, Dst: 10.0.0.1
    > Transmission Control Protocol, Src Port: 60369 (60369), Dst Port: 777 (777), Seq: 0, Len: 0
    
```

Рис. 2. Сообщение протокола OpenFlow при работе с протоколом HTTP

Можно заметить, что в сообщениях OpenFlow был виден трафик транспортного уровня, а трафик прикладного уровня при передаче HTTP пакетов в сообщениях OpenFlow не может быть распознан. Чтобы устранить этот эффект, можно использовать системы глубокого анализа, как инструмент статистического анализа.

Благодаря системам глубокого анализа оператор связи может узнать, как используются ресурсы сети и при необходимости применить требуемые политики. Статистика, собираемая системой, может помочь своевременно обнаруживать проблемы, знать какой тип трафика преобладает на сети, выявить самых пользователей, наиболее посещаемые пользователями сайты [3].

Рассмотрим особенности размещения DPI систем на разных уровнях:

1) Уровень приложений.

С относительной легкостью, программное обеспечение DPI может быть встроено на уровне бизнес-приложений. Тем не менее, некоторым приложениям может потребоваться минимизированное влияние узких мест, созданных длительным путем передачи данных. Учитывая возможность задержек, это развертывание DPI лучше всего работает для не критичных ко времени использования сетевых приложений, таких как аналитика.

2) Уровень управления.

Программное обеспечение DPI может быть развернуто в контроллере. Тем не менее, часть неопознанного коммутаторами трафика должна быть отправлена на DPI-систему для опознания, что может привести к проблемам масштабируемости и производительности. После этого все последующие потоки одного

и того же типа не отправляются на коммутатор, что может привести к тому, что будут пропущены «опасные» пакеты.

3) Уровень инфраструктуры.

Сетевые устройства тоже могут запустить программное обеспечение DPI, и после идентификации приложений и метаданных, они могут либо применять предварительно определенную политику, либо отправить эту информацию в контроллер, а затем получить обратно политику или правило.

Реализации DPI в слое узла минимизирует задержку. Однако этот подход является дорогостоящим, поскольку он требует наибольшее количество экземпляров в сети.

Реализация системы DPI на коммутаторе очень выгодна в том случае, если у нас есть жесткое требование к ограничению какого-либо трафика, так как абсолютно все пакеты пройдут через систему и будут подвергнуты тщательной проверке. К сожалению, такое воздействие повлияет на производительность сети, и привести к задержкам.

Рассмотрим этот вариант подробнее (рис. 3). В качестве DPI-системы была использована утилита для создания и работы с сетевыми пакетами Scapy.

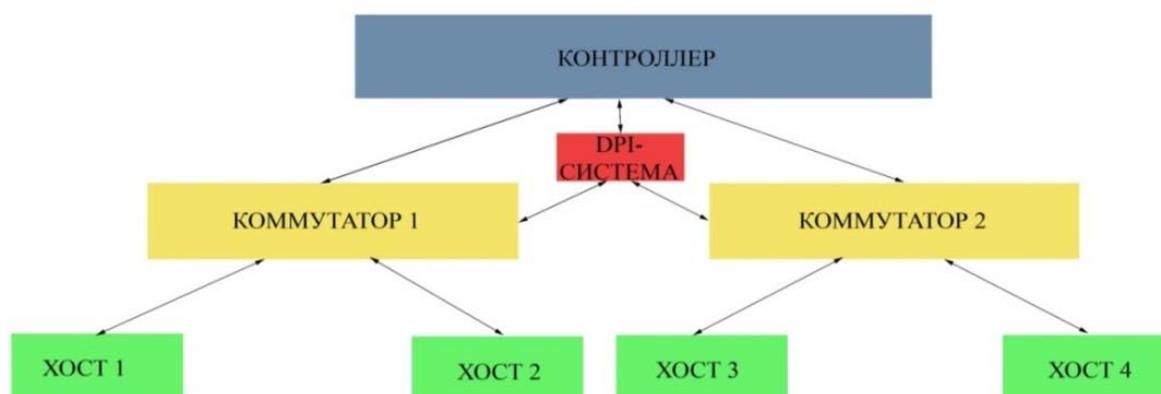


Рис. 3. Схема программно-конфигурируемой сети с внедрением DPI-системы

В ходе исследования пакетов OpenFlow была выделена постоянная часть пакета, которую и решено было взять как сигнатуру протокола OpenFlow.

Благодаря централизованному построению маршрутов и контролю всего сетевого трафика подозрительный поток при необходимости может быть отправлен на существующие средства DPI для анализа.

Результаты

При исследовании взаимодействия системы, были вычислены задержки при обработке пакетов OpenFlow, которые были занесены на график распределений задержек, указанный на рисунке 4.

Для анализа эксперимента было выбрано 10 416 значений.

Максимальное время обработки пакета составило 14 424 мкс.

Минимальное время обработки – 210 мкс.

Среднее время обработки – 439,173675 мкс.

Мера разброса значений времени обработки пакета – 77 186,36 мкс

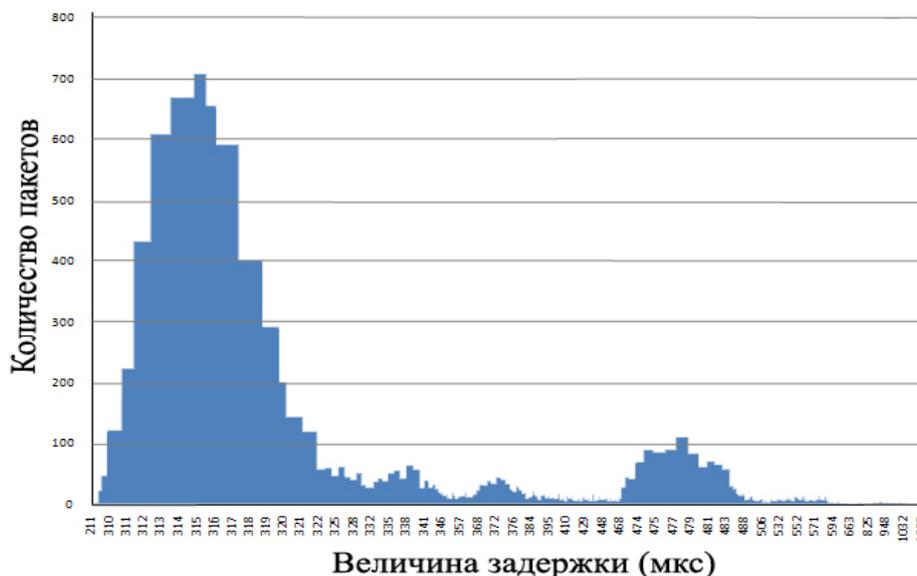


Рис. 4. График распределения задержек

На графике ярко выделяются 2 экстремума; необходимо дальнейшее исследование, чтобы оценить (не)зависимость второго экстремума от оборудования, на котором проводился эксперимент.

Заключение

В результате проведённого анализа можно сделать вывод, что внедрение DPI-системы является необходимым действием для наилучшего функционирования сети, улучшения сетевых характеристик путем контролирования трафика, а так же для внедрения новых услуг. Однако из-за появления задержек, необходимо перед установкой системы провести дополнительное исследование сети и применять DPI-систему, которая будет соответствовать требованиям данной сети. Так же применение такой системы в настоящее время может сдерживаться следующими факторами: нарушением неприкосновенности частной жизни, применением не корректных политик, а так же препятствие заключается в дороговизне приобретения и установке DPI-системы.

Список используемых источников

1. Елагин В.С. СОРМ в сетях пост-NGN. Модели и технологии [Электронный ресурс] // Вестник связи. 2015. № 06. С. 47–49. URL: <http://files.iks.sut.ru/publications/2015-010-pp.pdf> (дата обращения 21.05.2016).
2. Программно-конфигурируемые сети [Электронный ресурс] // Открытые системы. СУБД. 2012. № 09. URL: <http://www.osp.ru/os/2012/09/13032491/> (дата обращения 20.05.2016).
3. Зачем нужен DPI [Электронный ресурс] // Telekomza [сайт]. URL: <http://telekomza.ru/2012/03/26/zachem-nam-nuzhen-dpi/> (дата обращения 20.05.2016).

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ КОМПОЗИТНОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ АНТЕННЫХ УКРЫТИЙ

А.Д. Иванов, Т.Ю. Ковалева

В работе рассмотрены результаты моделирования композитных материалов, предназначенных для элементов антенных обтекателей и укрытий, обеспечивающих пропускание и поглощение в определенных зонах конструкций антенных укрытий.

Ключевые слова: композитный радиопрозрачный материал, композитный радиопоглощающий материал, защитное покрытие, коэффициент прохождения, коэффициент отражения.

RESULTS OF COMPOSITE SIMULATION FOR ANTENNA SHELTERS

Ivanov A., Kovaleva T.

The paper discusses the results of the modeling of composite materials for the elements of antenna radomes and shelters that provide transmission and absorption structures in certain areas of antenna shelters.

Keywords: composite material radio transparent composite radar absorbing material, protective coating, transmittance, reflectance.

Антенные обтекатели или укрытия (АО, АУ), предназначенные для защиты РЛС от комплекса климатических и поражающих факторов, имеют обычно форму сферы или части сферы. Композитный радиопрозрачный материал (КРМ) АО или укрытия должен обладать свойством радиопрозрачности, обеспечивающим прохождение электромагнитной волны через материал обтекателя без потери электромагнитной энергии.

На дальность действия РЛС оказывают влияние и уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны, которые влияют на форму диаграммы направленности, возникновение ложного обнаружения и, соответственно, на дальность распространения зондирующего сигнала. По уровню боковых лепестков идет обнаружения радиолокационных систем. Снижение уровня боковых лепестков целесообразно осуществлять в комплексе мер защиты, включающих использование фильтров подавления боковых лепестков (ФПБЛ) и использованием поглощающих элементов в конструкциях антенных укрытий [1, 2].

Использование композитного радиопоглощающего материала в АУ или обтекателях вне зоны излучения антенных устройств является эффективным пассивным методом снижения уровня боковых лепестков.

Примерный (схематичный) вариант антенного обтекателя (АО) для базовых станций, представлен на рисунке 1, имеет форму сферы, причем на часть

сферы, вне зоны излучения (1) антенных устройств (3), может быть нанесено защитное покрытие или она может быть выполнена из КРМ (2).

Считается, что уровни ЭМП создаваемые базовыми станциями значительно ниже ПДУ и безопасны для населения. Однако, по мнению ряда ученых, ЭМП базовых станций могут вызвать неблагоприятные последствия для здоровья населения. В связи с вышесказанным, вне зоны излучения целесообразно использовать в конструкциях АО или антенных укрытий защитные радиопоглощающие покрытия или КРПМ, позволяющие снизить уровни электромагнитных полей (за счет боковых лепестков ДН) и, соответственно, снизить уровень воздействия на население.

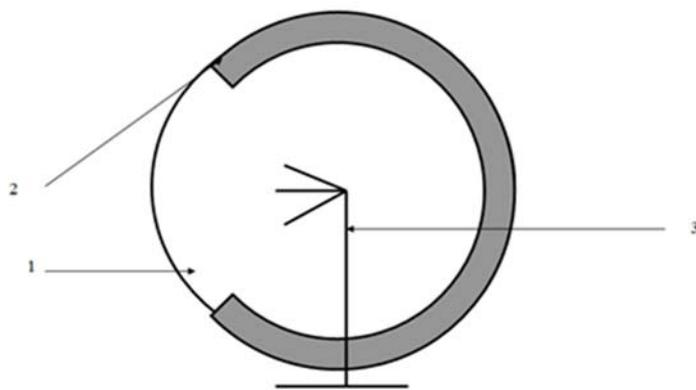


Рис. 1 Обтекатель антенн с защитным покрытием:
1 – стенка антенного обтекателя, 2 – защитное покрытие из КРПМ,
3 – антенное устройство

Радиопрозрачные материалы и изделия из них (РПИ) широко используются в антенных обтекателях самолетов и ракет в условиях аэродинамических и тепловых ударов, дождевой, пылевой, газовой эрозии, ионизирующих излучений, в качестве перегородки-окна в ускорителях и электронных приборах, для обеспечения передачи электромагнитной энергии [2].

Прозрачность этих материалов обеспечивается малыми диэлектрическими потерями в заданном интервале рабочих температур ($\text{tg} \delta \cdot 10^{-2} - 10^{-5}$, $\epsilon \leq 10$) и низким уровнем отражения радиоволн ($|\Gamma| \leq 1\%$). Основу таких материалов составляют органические и неорганические диэлектрики-пластмассы, керамопласты, керамика, плавленный кварц.

Для передающих (приемо-передающих) антенн со слабонаправленной с круговой диаграммой направленности (ДН) в горизонтальной плоскости (рис. 2) целесообразно использовать тип антенного укрытия (АУ) схематично представленный на рисунке 3.

В результате моделирования структур КРМ и КРПМ был произведен расчет элементов антенных укрытий КРМ и КРПМ. Моделирование проводилось по электромагнитным параметрам материалов и по заданным пределам величин коэффициентов прохождения и коэффициентов отражения для рассматриваемых АУ [1, 3].

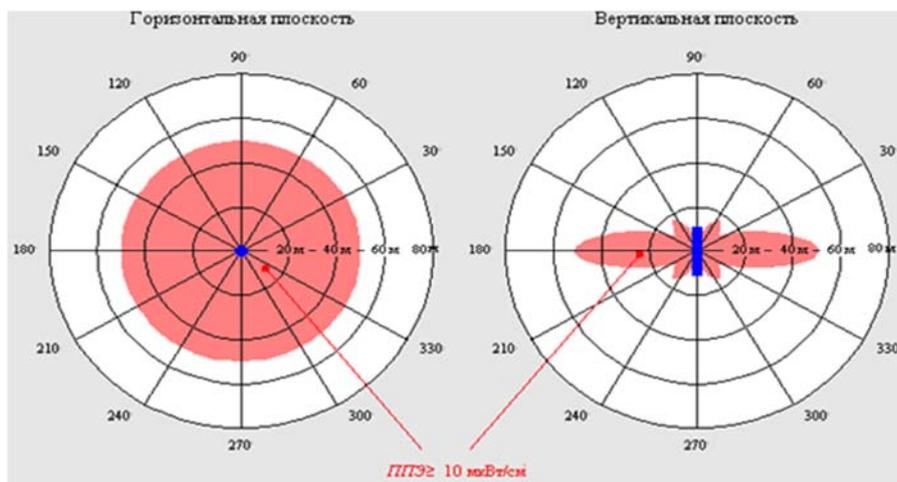


Рис. 2. Диаграмма направленности антенны типа

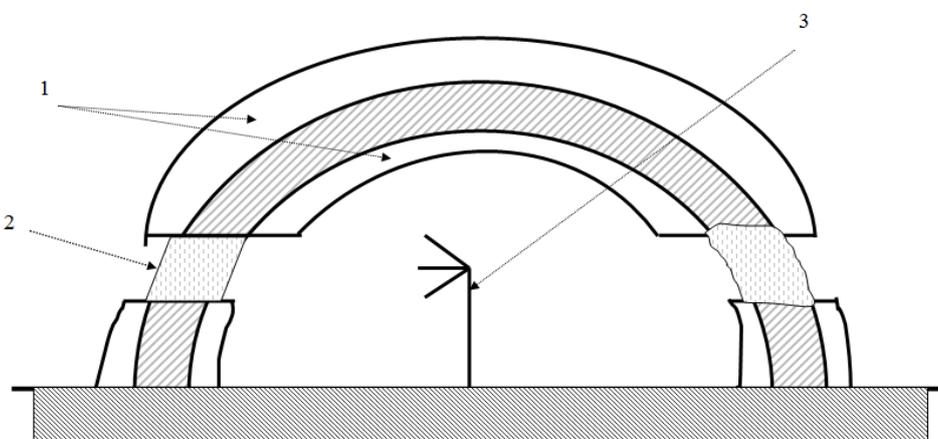


Рис. 3. Антенное укрытие с элементом КРПМ для наземных РЛС:
1 – КРПМ, 2 – окно прозрачности, 3 – антенное устройство

Эти коэффициенты связаны соотношением:

$$|\Gamma^2| + |\Gamma|^2 = 1. \quad (1)$$

Анализ проводится через коэффициент отражения.

В общем случае коэффициент отражения является величиной комплексной и определяется как:

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\psi} = E_{\text{отр.}} / E_{\text{пад.}} = Z_0 - Z_{\text{вх.}} / Z_0 + Z_{\text{вх.}}, \quad (2)$$

где $|\Gamma|$ – модуль коэффициента отражения, ψ – фаза коэффициента отражения, E – амплитуда отраженной ЭМВ, Z_0 – волновое сопротивление (импеданс) свободного пространства, $Z_{\text{вх.}}$ – входной импеданс слоя материала.

Коэффициент прохождения слоя КРМ определяется через коэффициент ослабления:

$$T_1 = F_1(1 - r_1)(1 - r_{12}) (1 + F_1^2 r_{11} r_{12}), \quad (3)$$

где r_1, r_{12} – коэффициенты Френеля.

Результаты расчеты коэффициентов отражения для КРМ и КРПМ представлены в таблицах 1, 2.

ТАБЛИЦА 1. Результаты расчета коэффициента отражения КРМ

№ образца	Коэффициент отражения Г, %			
	Длина волны λ, см			
	0,8	2	3	10
5	1,27	7	1,56	8,4
6	1,56	7	1,56	6,7
7	1,56	9,25	1,56	6,2
8	1,97	6,9	1,97	6,7
9	1,7	6,2	3,1	6,2
10	2,2	6,7	1,7	6,1
11	1,56	10,4	1,56	5,56

ТАБЛИЦА 2. Результаты расчета коэффициента отражения КРПМ

№ Вар.	Толщина РПМ, мм	Коэффициент отражения Г (%) для длин волн λ, см									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1,8	3,4	5,0	2,3	3,5	6,0	5,9	6,5	7,0	8,5	9,8
2	1,9	3,1	5,4	2,5	3,6	5,0	5,8	5,7	6,9	8,3	9,8
3	2,0	3,0	5,0	1,8	3,0	4,9	6	4,9	6,5	8,0	9,2
4	2,1	3,4	5,4	4,0	4,1	4,9	5,9	6,0	6,8	7,9	9,1
5	2,2	3,1	5,3	4,4	4,5	5,1	6,0	6,1	6,7	7,8	8,9

Способность материала поглощать электромагнитное излучение зависит от его состава и структуры и характеризуется лучшей поглощающей способностью при определенных диапазонах частот.

Список используемых источников

1. Ковалева Т.Ю., Ермаков А.В., Ковалева А.Г., Кирик Д.И., Иванов А.В. Селективные радиопоглощающие материалы // Сборник статей XXIV Всероссийской научно-технической конференции школы-семинара РАРАН. Москва, 2013 г. С. 272–287; С. 403–406.
2. Ковалева Т.Ю., Ермаков А.В., Иванов А.В. Результаты разработки селективных защитных материалов для подвижных объектов военной техники // Актуальные проблемы защиты и безопасности: труды XVI Всероссийская научно-практической конференции. М.: РАРАН, 2014. Том 3. С. 379–385.

3. Ковалева Т.Ю., Ермаков А.В. Ковалева А.Г. Принципы моделирования и синтеза защитных покрытий промышленных объектов и объектов военной техники // Сборник статей XXII Всероссийской научно-технической конференции школы-семинара РАН. М.: РАН. С. 262–264.

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЭКРАНИРОВАННОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ N – КОЛИЧЕСТВА ВИТКОВ

Д.И. Кирик, А.В. Тумашов

Данная статья посвящена антенне, которую можно отнести к классу пеленгаторных антенн. Рамочная антенна является дальнейшим развитием петлевого диполя. Само устройство относится к области антенной радиотехники, которую можно применять в системах радиомониторинга, контроля электромагнитной обстановки в системах связи. Классическая рамочная антенна содержит один виток провода, но иногда используют и многovitковые рамочные антенны, имеющие число витков больше одного. Для того чтобы правильно подобрать входные параметры для данной пеленгаторной антенны не прибегая к созданию физического прототипа, стоит задача построения математической модели, которая свяжет геометрические и электродинамические параметры рамки.

Ключевые слова: рамочная антенна, рамка, четырехполюсник, многополюсник, волновое уравнение, матрицы Z , Y -параметров.

DEVELOPMENT OF A MATHEMATICAL MODEL OF SHIELDED LOOP ANTENNA TO THE N – NUMBER OF TURNS

Kirik D., Tumashov A.

This article focuses on the antenna, which can be classified as DF-antennas. The loop antenna is a further development of the loop dipole. The device itself is to treat the area of radio antenna that can be used in radio monitoring systems, monitoring electromagnetic environment in communication systems. Classical loop antenna includes a coil of wire, but sometimes used and multiturn loop antennas having a number of turns greater than one. In order to correctly pick up the input parameters for a given DF-antenna without having to create a physical prototype, the task of constructing a mathematical model that will connect the geometric and electromagnetic parameters of the frame.

Keywords: loop antenna frame, four-pole, gang-pole functions, the wave equation, the matrix Z , Y -parameters.

В технике и связи по проводам, передатчик и приемник соединены друг с другом парой проводов. Такая пара образует линию связи. Для решения большинства прикладных задач достаточно знать соотношения между напряжениями и токами на внешних зажимах линии и не интересоваться законами распределения напряжений и токов по длине линии, т. е. рассматривать линию как четырехполюсник.

Свойства четырехполюсника как системы для передачи энергии целиком определяются соотношениями, связывающие комплексы амплитуд напряжений и токов на двух парах зажимов четырехполюсника, которые называют уравнениями передачи четырехполюсника.

Уравнения, связывающие комплексные амплитуды напряжений и токов на внешних зажимах длинной линии, называют уравнениями передачи линии [1]:

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_1 \operatorname{ch}(\gamma l) + Z_B \dot{I}_1 \operatorname{sh}(\gamma l),$$

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_1}{Z_B} \operatorname{sh}(\gamma l) + \dot{I}_1 \operatorname{ch}(\gamma l),$$

где \dot{U}_0, \dot{I}_0 – комплексные амплитуды напряжения и тока на входе приемника, \dot{U}_1, \dot{I}_1 – комплексные амплитуды напряжения и тока на выходе приемника, γ – коэффициент распространения, Z_B – волновое сопротивление, l – длина линии, $\operatorname{ch}(x)$, $\operatorname{sh}(x)$ – гиперболические функции косинуса и синуса.

Таким образом, линия является направляющей системой, вдоль которой распространяется электромагнитная энергия от передатчика к приемнику. Заключим, что параметры, характеризующие рамочную антенну, можно найти через уравнения передачи четырехполюсника, в котором коэффициенты будут определяться из уравнений передачи линии.

С учетом того, как протекают токи в рамке, будем рассматривать нашу антенну как сложную схему длинной линии, которая представляет собой шести-полюсник.

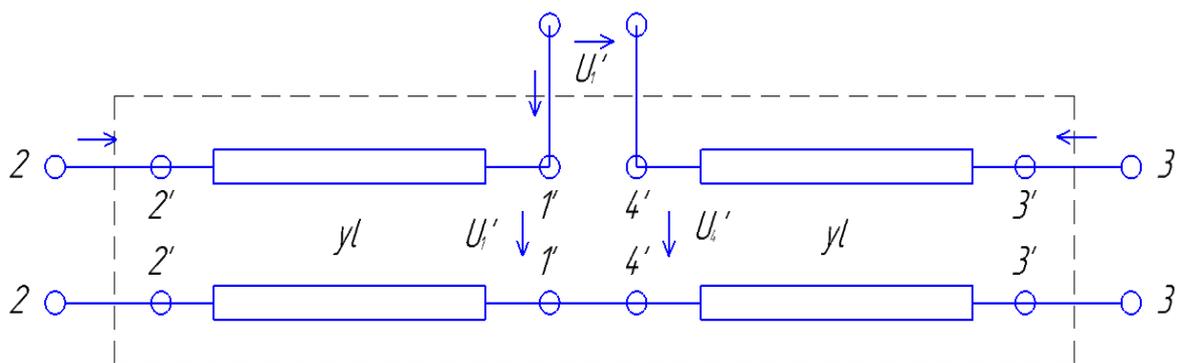


Рис. 1. Эквивалентная схема рамочной антенны с разрезом в середине трубы

Задача сводится к нахождению входных и выходных параметров антенны. В зависимости от решаемой задачи могут быть найдены Y, Z, B, H, A, F – параметры. Наиболее удобным способом нахождения коэффициентов воздействия и отклика системы, будет нахождение $Y(Z)$ – параметров. Сначала находится матрица $Y(Z)$ – параметров для одновитковой рамки, схема которой представлена выше. Затем мы рассматриваем N количество шести-полюсников, которые

соединены параллельно-каскадно. Матрица такого соединения представлена ниже:

$$|Y| = |Z|^{-1} = \frac{1}{\rho} \begin{vmatrix} \operatorname{cth}(2N\gamma l) & -\frac{1}{\operatorname{sh}(\gamma l)} & \frac{-1}{\operatorname{sh}(2N\gamma l)} \\ -\frac{1}{2\operatorname{sh}(\gamma l)} & \frac{N}{2}\operatorname{cth}(\gamma l) & \frac{1}{2\operatorname{sh}(\gamma l)} \\ \frac{1}{\operatorname{sh}(2N\gamma l)} & \frac{2}{\operatorname{sh}(\gamma l)} & \operatorname{cth}(2N\gamma l) \end{vmatrix},$$

где N – количество витков в рамке, ρ – волновое сопротивление кабеля.

Как уже было сказано ранее, для решения многих прикладных задач достаточно знать соотношения между напряжениями и токами на внешних зажимах четырехполюсника. Т. е. схему рамочной антенны необходимо упростить с шестиполюсника до четырехполюсника, чтобы определенно точно знать воздействие и отклик системы. Для этого на входах 1–1 и 3–3 подключают симметрирующий трансформатор. Матрица такого четырехполюсника выглядит следующим образом:

$$\begin{bmatrix} Z_{11}^{\Sigma} = n^2(Z_{11} + Z_{33} - 2Z_{13}) \\ Z_{12}^{\Sigma} = Z_{21}^{\Sigma} = n(Z_{23} - Z_{12}) \\ Z_{22}^{\Sigma} = Z_{22} \end{bmatrix},$$

где $Z_{11}^{\Sigma} \dots Z_{22}^{\Sigma}$ – элементы матрицы четырехполюсника, $Z_{11}, Z_{12} \dots Z_{33}$ – элементы матрицы параллельно – каскадного соединения шестиполюсников, n – коэффициент трансформации.

Экран (труба) рамки без учета кабеля сам по себе, уже представляет антенну, со своим собственным сопротивлением. Для полного расчета сопротивления рамки, необходимо учесть и потери, которые вносит экран. Эта задача для экранированной рамочной антенны, была уже решена. Нам же необходимо выполнить пересчет сопротивления для нашей антенны, параметры которой задаются самостоятельно [2].

ТАБЛИЦА 1. Исходные данные рамочной антенны

Рабочий диапазон частот	10 кГц – 3 МГц
Радиус рамки	4,5 м
Радиус трубы	0,04 м
Окружающая среда	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$

Рассчитанную антенну надо согласовать с приёмником. Для этого, внутреннее сопротивление приёмника (50 Ом) должно быть равным полному сопротивлению антенны и фидера. Пересчитаем полное сопротивление многовитковой антенны ко входным клеммам приёмника. Таким образом, в эквивалентной схеме, антенна представляет собой генератор, с внутренним сопротивлением Z_a , подключённый к четырёхполюснику, учитывающему потери в витках кабеля.

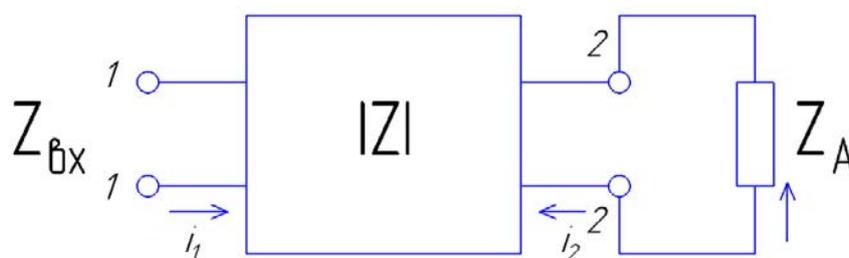


Рис. 2. Эквивалентная схема экранированной рамочной антенны с подключенной нагрузкой

Сопротивление на входе приёмника будет равно:

$$T_1 = F_1(1 - r_1)(1 - r_{12}) (1 + F_1^2 r_{11} r_{12}),$$

$$Z_{\text{вх}} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_a + Z_{22}},$$

где $Z_{\text{вх}}$ – сопротивление на входе приемника, Z_a – сопротивление антенны (трубы), $Z_{11} \dots Z_{22}$ – элементы матрицы сопротивлений четырехполюсника.

Для оценки полученных результатов обратимся к графикам, которые иллюстрируют изменяющиеся сопротивление на входе приемника в зависимости от увеличения количества витков.

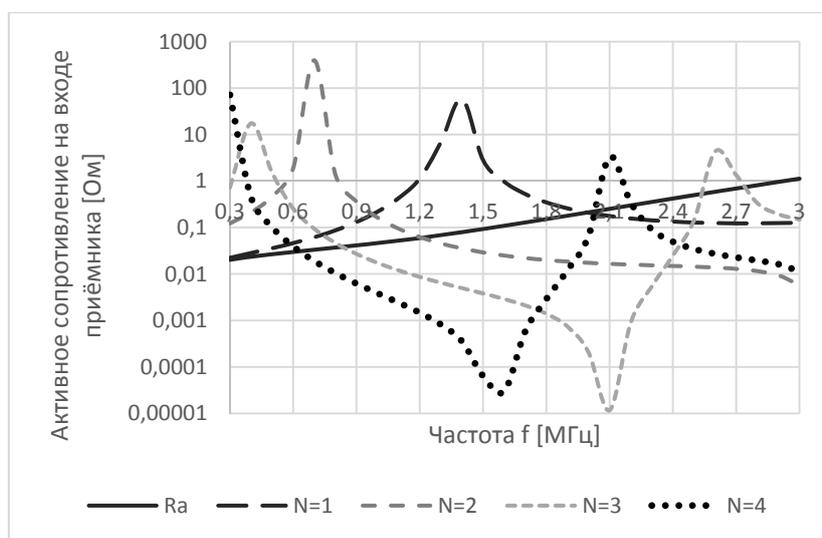


Рис. 3. Активная составляющая $Z_{\text{вх}}$ для антенн с $N = 1, 2, 3, 4$ количеством витков

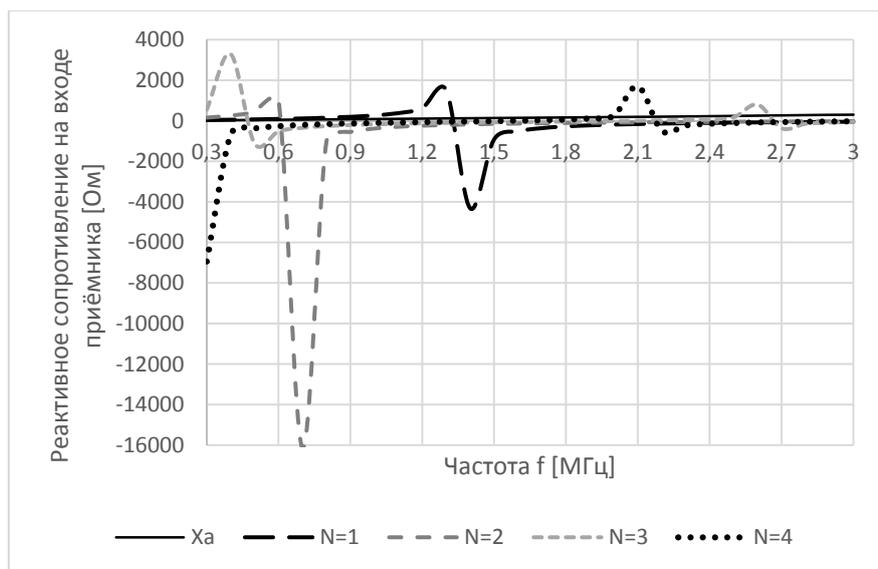


Рис. 4. Реактивная составляющая $Z_{вх}$ для антенн с $N = 1, 2, 3, 4$ количеством витков

Из графиков видно, что с увеличением количества витков возрастает $Z_{вх}$, как активная, так и реактивная ее составляющая. Из рисунков 3, 4 видно, что с увеличением количества витков уменьшается частота резонанса антенны, при этом, у антенн с $N = 2, 3, 4$ витками происходит увеличение число резонансных скачков. Адекватность математической модели можно оценить, сравнив экспериментальные данные, полученные с ранее созданных рамочных антенн.

Список используемых источников

1. Белецкий А.Ф. Основы теории линейных электрических цепей. М.: Связь, 1967. С. 353, 369–372, 402–411.
2. Кинг Р., Смит Г. Антенны в материальных средах. М.: Мир, 1984. С. 514.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ПРОФИЛИ СЕРВИС-ОРИЕНТИРОВАННЫХ АРХИТЕКТУР

Д.А. Кондратьев, Н. Эльсабаяр Шевченко, Л.К. Птицына

Актуализировано динамическое конфигурирование интеллектуальных сервис-ориентированных систем, обоснованы возможные различия в целях динамического конфигурирования, выделены перспективные подходы к обеспечению динамического конфигурирования, представлены новые функциональные задачи динамического конфигурирования интеллектуальных сервис-ориентированных систем, предложена система сервисов для решения функциональных задач динамического конфигурирования, определены контексты формирования системы новых сервисов в зависимости от целей динамического конфигурирования.

Ключевые слова: сервис-ориентированная система, интеллектуальная информационная система, динамическое конфигурирование, сервис диспетчеризации, сервис планирования.

INTELLIGENT PROFILE OF SERVICE-ORIENTED ARCHITECTURES

Kondratyev D., Ptitsyna L., Shevchenko Elsabayar N.

Actualized dynamic configuration of intelligent service-oriented systems, substantiate the possibility of differences in order to dynamically configure, highlighted promising approaches to dynamic configuration, presented new functional tasks dynamically configure intelligent service-oriented systems, a system of services for the solution of functional tasks of dynamic configuration, define the context of formation system of new services based on dynamic configuration purposes.

Key words: service-oriented system, intelligent information system, dynamic configuration, scheduling services, planning services

Концепция сервис-ориентированных архитектур является открытой для формирования функциональных спецификаций соответствующих систем [1]. Благодаря указанной особенности, предоставляются широкие возможности по обеспечению гибкости в интеграции объединяемых сервис-ориентированных средств в единую систему. Интеграция сервис-ориентированных средств выполняется, как правило, с помощью многоцелевого диспетчера. В многоцелевом диспетчере различаются диспетчер сервисов обслуживания и диспетчер сервис-ориентированной деятельности. Диспетчер сервисов обслуживания предназначен для реализации различных востребованных профилей интерфейсных функциональных задач, а диспетчер сервис-ориентированной деятельности – для решения задач конфигурирования. Профили интерфейсных функциональных задач группируются по принципам однородности заказов клиентов и их требований. Концептуальная модель интеграции сервис-ориентированных средств, присущая традиционной архитектуре, раскрывается на рисунке 1.

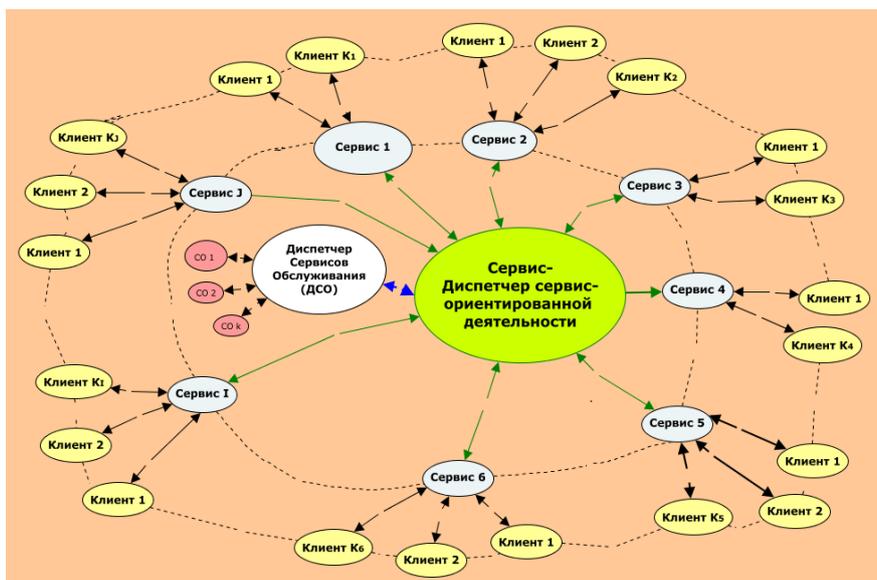


Рис. 1. Концептуальная модель традиционной архитектуры сервис-ориентированных систем

Перспективное направление развития функциональных спецификаций базируется на интеллектуализации сервис-ориентированных систем, осуществляемой на основе различных подходов к воспроизведению мыслительных процессов субъекта; воспроизведению рациональных рассуждений; реализации функций, требующих интеллектуальности при их выполнении людьми; реализации рациональных действий. Различия в подходах отображаются на многообразии сервис-ориентированных средств, нацеленных на достижение свойств систем, необходимых для профессиональной или досуговой деятельности.

Ввиду представительности многообразия создаются объективные основания для динамического конфигурирования сервис-ориентированных средств. Кроме того, множество объективных оснований расширяется по мере учёта динамического характера ситуаций в профессиональной деятельности и поведении клиентов, а также учёта особенностей процессов изменения состояний инфокоммуникационных сред, в окружении которых реализуется функционирование сервис-ориентированных систем. При подобном обилии изменяющихся факторов в окружении сервис-ориентированных систем результаты их функционирования становятся трудно прогнозируемыми и, тем более, негарантированными. Преодоление указанного недостатка может выполняться с помощью модельно-аналитического интеллекта, генерируемого согласно методике из [1]. Построенная концептуальная модель интеллектуальных сервис-ориентированных систем с мониторингом их качества приводится на рисунке 2.

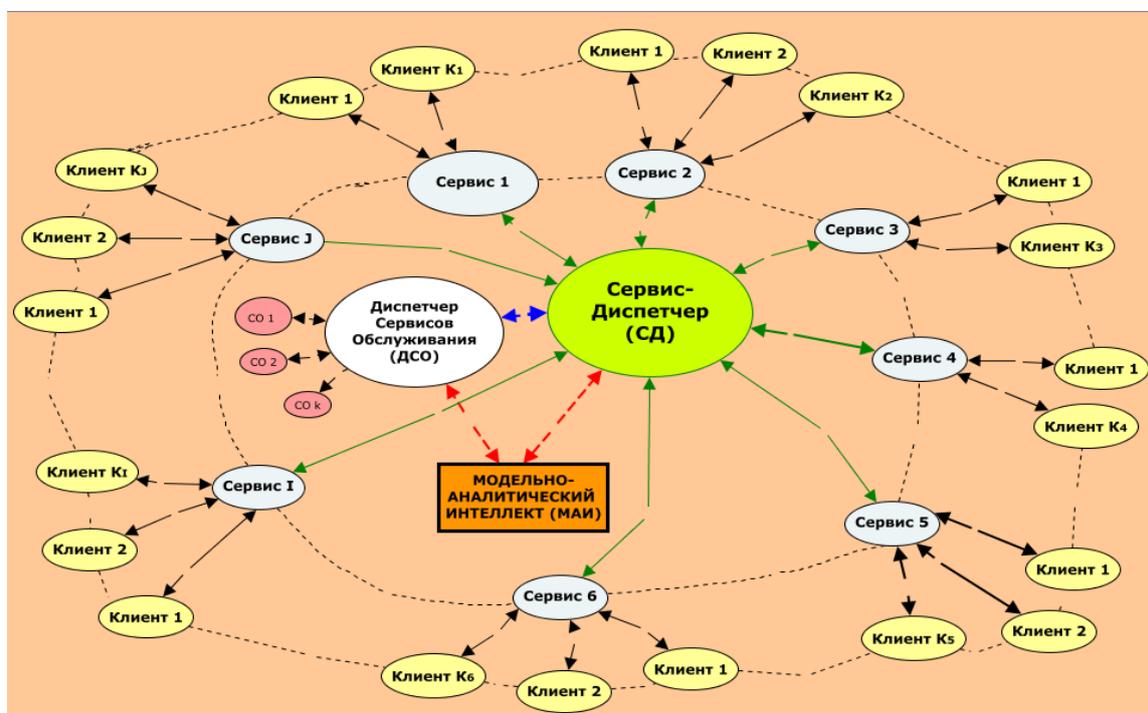


Рис. 2. Концептуальная модель интеллектуальных сервис-ориентированных систем с мониторингом качества их функционирования

Другой предлагаемый вариант интеллектуализации сервис-ориентированных систем основывается на введении нового сервиса в их архитектуру, именуемого сервисом планирования и диспетчеризации. В этом варианте используется ранее выделенный подход к реализации рациональных действий.

Во вводимом сервисе перед решением задачи диспетчеризации формируется план действий посредством поиска плана на множестве частично заданных планов, которое последовательно сужается с помощью введения дополнительных ограничений до тех пор, пока оставшиеся элементы не станут являться решениями исходной задачи [2]. Дополнительные ограничения связываются с выполнением постусловий каждого действия и с изменениями факторов в окружении сервис-ориентированных систем. Концептуальная модель интеллектуальных сервис-ориентированных систем с планировщиком действий изображается на рисунке 3. Через планирование действий может обеспечиваться и профилизация интеллектуальных интерфейсов для разделяемых групп клиентов.

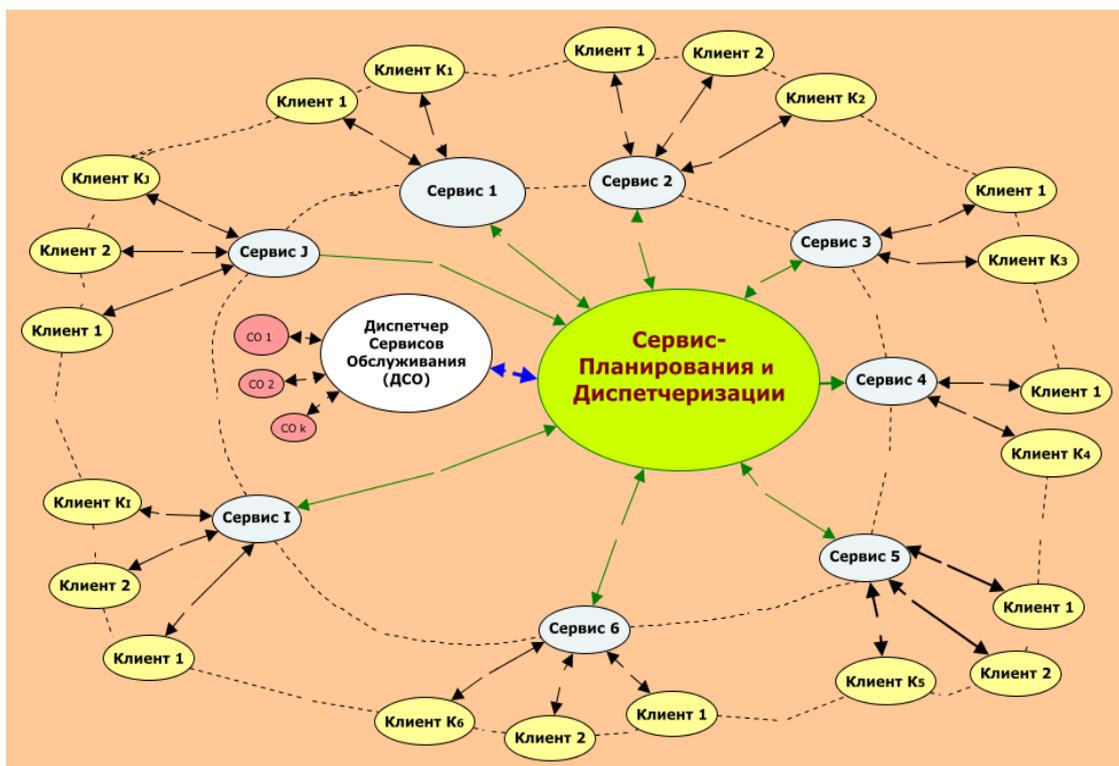


Рис. 3. Концептуальная модель интеллектуальных сервис-ориентированных систем с динамической конфигурацией на базе планировщика действий

Представленная модификация сервис-ориентированной архитектуры ориентируется на достижение целей, поставленных перед сервис-ориентированными системами, за счёт динамических конфигураций, соответствующих формируемому плану.

Условия конфигурирования могут различаться в контексте автономного планирования, распределённого планирования, оперативного планирования

и ряда других категорий планирования. С учётом таких различий появляется объективная потребность в выборе типа задачи планирования и способов их реализации в зависимости от состояний окружающей среды.

В силу отмеченных особенностей рациональным представляется решение, связанное с оформлением планировщика в виде самостоятельного сервиса, отвечающего за выбор наилучшего или оптимального метода планирования. Подобный выбор находится в непосредственной связи с мониторингом качества функционирования сервис-ориентированных систем.

Описанные основания являются причиной выдвижения последующей модификации архитектуры сервис-ориентированных систем. Проводимая модификация заключается в сочетании двух новых сервисов: сервиса планировщика и сервиса модельно-аналитического интеллекта. Концептуальная модель интеллектуальных сервис-ориентированных систем, поясняющая отражённую выше идею, приводится на рисунке 4.

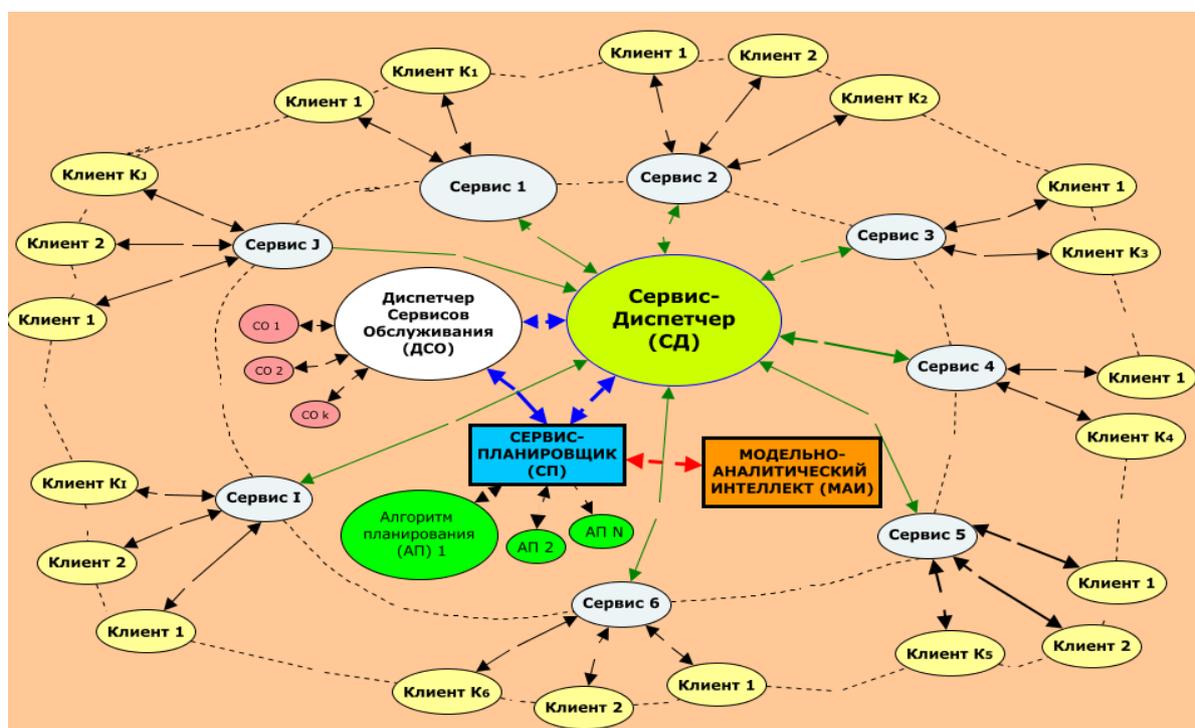


Рис. 4. Концептуальная модель интеллектуальных сервис-ориентированных систем с мониторингом качества их функционирования и с динамической конфигурацией на базе планировщика действий

Выбор наилучшего или оптимального алгоритма планирования действий может успешно решаться с применением когнитивных технологий. Широкий спектр возможных вариаций в математических формализациях задачи выбора детально раскрывается в [2]. При этом рассматриваются альтернативные постановки задач, позволяющие обеспечивать подтверждение корректности выбираемых решений, что придаёт особую значимость этому свойству в условиях непредсказуемости изменений окружающей среды.

Предложенная система концептуальных моделей интеллектуальных сервис-ориентированных систем может рассматриваться как опорный базис для совершенствования прикладного программного обеспечения информационных инфраструктур.

Список используемых источников

1. Птицына Л.К., Смирнов Н.Г. Программное обеспечение компьютерных сетей. Управление крупно-гранулярными процессами на основе языка BPEL: учеб. пособие. СПб.: изд-во Политехн. ун-та, 2011. 105 с. ISBN 978-5-7422-2951-3.

2. Птицына Л. К., Добрецов С. В. Интеллектуальные технологии и представление знаний. Планирование действий интеллектуальных агентов в информационных сетях: учеб. пособие. СПб.: изд-во Политехн. ун-та, 2006. 172 с. ISBN 5-7422-1101-5.

ИССЛЕДОВАНИЕ АУДИОСТЕГОСИСТЕМЫ, ПОСТРОЕННОЙ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭХО-СИГНАЛОВ С ПЕРЕДАЧЕЙ ИХ ЧЕРЕЗ АКУСТИЧЕСКУЮ СРЕДУ С ВНЕШНИМИ ШУМАМИ

В.И. Коржик, И.В. Кропивко

Теоретически и экспериментально исследуется стегосистема при передаче информации на различные расстояния в акустической среде при наличии посторонних шумов. Показывается, что при использовании метода, основанного на эхо-сигналах, и адекватном выборе параметров вложения, стегосистема обеспечивает достоверный прием информации при достаточном удалении передатчика и приемника друг от друга и при наличии значительных шумов в акустической среде.

Ключевые слова: стегосистема, эхо-сигналы, кепстральный анализ, акустические шумы.

ACOUSTIC STEGOSYSTEM BUILT ON BASE OF ECHO-SIGNALS WITH ITS TRANSMISSION THROUGH THE ACOUSTIC ENVIRONMENT WITH EXTERNAL NOISE INVESTIGATION

Korzhik V., Kropivko I.

The stegosystem is theoretically and experimentally investigated at information transmission on the different distances in the acoustic environment with external noise. It is shown that with using the technique based on echo-signals and appropriate embedding parameters selection stegosystem provides reliable data reception with sufficient distance between transmitter and receiver and with external noise in the acoustic environment.

Keywords: stegosystem, echo signals, cepstral analysis, acoustic noises.

Стеганография – это семейство методов, при помощи которых некоторая дополнительная информация погружается в основное сообщение (так называе-

мое покрывающее сообщение) при сохранении хорошего качества покрывающего сообщения.

В работе были исследованы методы построения такой стегосистемы, параметры которой позволяли бы передавать скрытую информацию с помощью аудиосигнала через акустическую среду. Данную стегосистему можно применять при передаче скрытой информации с помощью аудиосигналов, которые будут воспроизводиться с помощью мегафона. Также данный метод возможен для использования в качестве цифрового водяного знака с целью сохранения прав собственности на аудио продукцию, к примеру, на концертных выступлениях. Схема работы исследуемой стегосистемы изображена на рисунке 1.

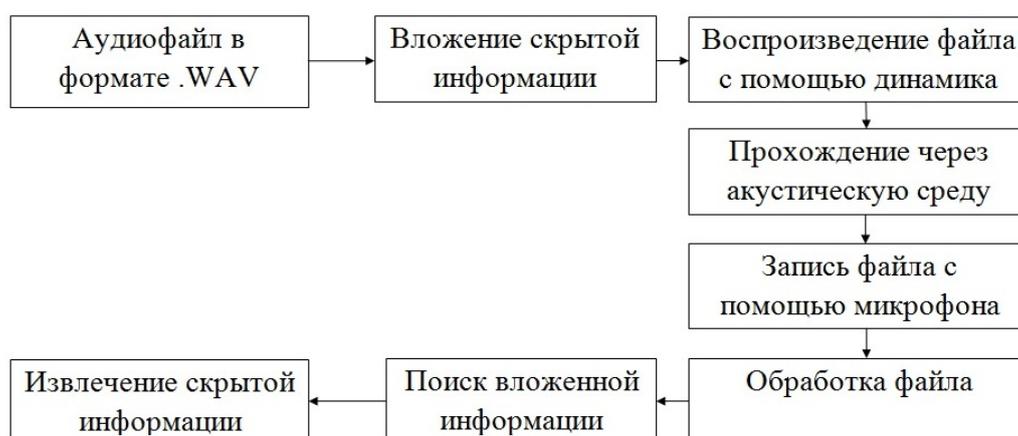


Рис. 1. Схема работы аудио стегосистемы

В качестве используемого метода вложения в исследуемой стегосистеме предлагается использовать метод, основанный на эхо-сигналах. Он заключается в добавлении «эхо» (сдвинутого по времени сигнала) к основному аудио сигналу. При этом данная «добавка» воспринимается человеком не как добавление аддитивного шума, а как появление дополнительной звуковой «окраски» (рис. 2).

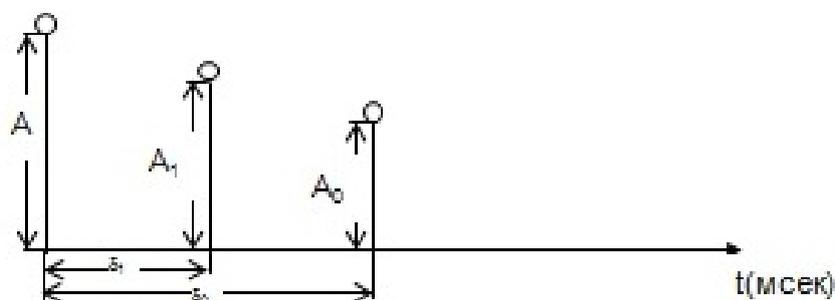


Рис. 2. Параметры вложения информации с использованием эхо-сигналов:

- A – амплитуда исходного сигнала,
- A_1 – амплитуда эхо-сигнала, соответствующая вложению «1»,
- A_0 – амплитуда эхо-сигнала, соответствующая вложению «0»,
- δ_1 – задержка эхо-сигнала, соответствующая вложению «1»,
- δ_0 – задержка эхо-сигнала, соответствующая вложению «0»

В качестве метода обнаружения подобной стегосистемы предлагается использовать кепстральный метод приема. Основная идея кепстрального анализа заключается в том, что свёртка двух сигналов ($x(n) = S(n) * h_b(n)$) соответствует сумме их кепстремов:

$$\tilde{x}(n) = \tilde{S}(n) + \tilde{h}_b(n), \quad n = 1, 2, \dots,$$

где $S(n)$ – исследуемый аудиосигнал, h_b – отклик фильтра на вложенный бит $b = (0, 1)$, « \sim » – означает представление в виде кеструме.

При этом корреляционный прием сигналов, основанный на кепстреме, определяется следующей известной формулой:

$$\sum_n \hat{x}(n) \cdot \hat{h}_0(n) \underset{b=1}{\overset{b=0}{>}} \sum_n \hat{x}(n) \cdot \hat{h}_1(n).$$

Одним из ключевых факторов при выборе данного метода извлечения является тот факт, что в кепстральной области не имеет значения абсолютное значение амплитуды сигнала, которое меняется на протяжении всего сигнала и мешает выбрать порог для правила решения с использованием автокорреляционной функции.

В ходе исследования был проведен следующий эксперимент. В три различных аудиосигнала было произведено вложение с использованием эхо-сигналов с одними и теми же параметрами вложения (глубина вложения 0,5; задержка сигнала – 32 и 37 отсчетов; количество бит, используемых для вложения одного информационного бита – 10 000). Затем аудиосигнал проходил через акустическую среду, причем сначала в среде не было явных источников акустического шума, а затем они были добавлены согласно схеме, представленной на рисунке 3.

После прохождения акустической среды аудиосигнал с вложенной информацией подвергался кепстральному анализу. Результаты эксперимента представлены в таблицах 1–3 (аббревиатуры в таблицах – музыкальные файлы: *Champions League* – CL, *Queen We Are The Champions* – QWATC, *inf – infinity*, «бесконечность»).

ТАБЛИЦА 1. Результаты исследования при удалении источника и приёмника при отсутствии шума (расстояние в 2 м)

Расстояние в 2 м от приёмника	CL	QWATC	Penelope
Вероятность ошибки (%)	0,8	1,6	2
Максимальный уровень сигнала (дБ) на приёме	–8,8	–10,6	–3,3
Средний уровень сигнала (дБ) на приёме	–inf	–inf	–90,3

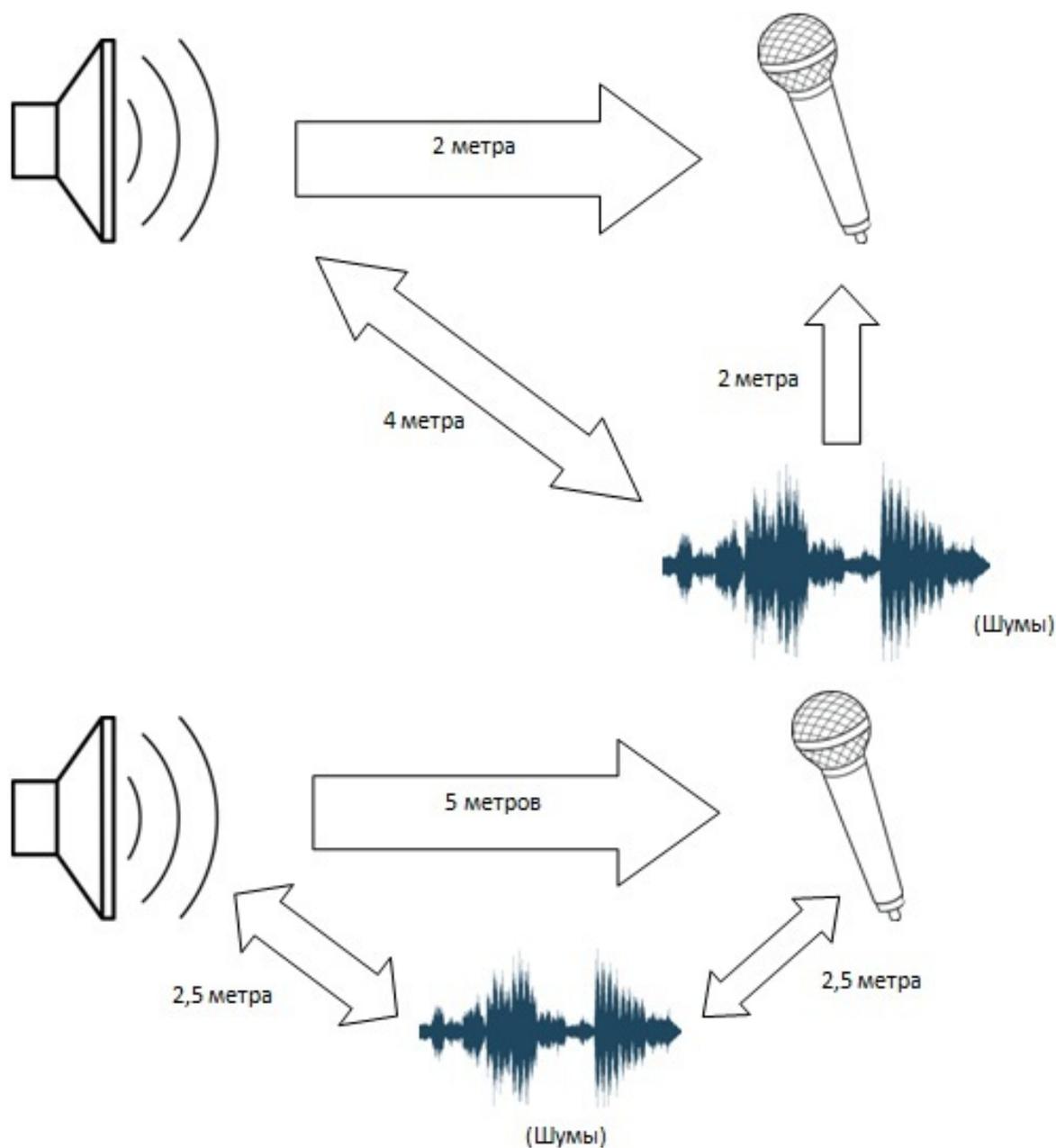


Рис. 3. Схема эксперимента с акустическими шумами

ТАБЛИЦА 2. Результаты эксперимента при максимальном уровне шума в $-19,3$ дБ

Шум			
Средний уровень сигнала (дБ)	-90,3		
Максимальный уровень сигнала (дБ)	-19,3		
Шум расположен на расстоянии в 2 м от приёмника и 4 м от источника			
Расстояние в 2 м от приёмника	CL	QWATC	Pen
Вероятность ошибки (%)	1,2	8,4	9,2
Максимальный уровень сигнала (дБ) на приёме	-13,3	-12,1	-10,8
Средний уровень сигнала (дБ) на приёме	-90,3	-90,3	-90,3

Шум расположен на расстоянии в 2,5 м от приёмника и 2,5 м от источника			
Расстояние в 5 м от приёмника	CL	QWATC	Pen
Вероятность ошибки (%)	10	16	13,6
Максимальный уровень сигнала (дБ) на приёме	-17,2	-11,6	-14,0
Средний уровень сигнала (дБ) на приёме	-inf	-inf	-inf

Как видно из приведенных выше таблиц, при удалении источника и приемника сигналов друг от друга происходит незначительное ухудшение достоверности приема сигнала. Также стоит отметить, что даже при наличии сильного акустического шума (см. табл. 2) для аудиосигнала, при обработке которого легче других происходит синхронизация, вероятность ошибки возросла незначительно, в то же время для других аудиосигналов достоверность приема оставалась на удовлетворительном уровне. Наиболее показательными являются результаты, приведенные в таблице 3, так как шумовой фон в этом случае считается наиболее приближенным к реальной ситуации – передаче информации в местах с большим количеством побочных источников различного рода шумов. Как видно из таблицы 3, достоверность сигнала, несмотря на наличие шумов, остается на достаточно хорошем уровне.

ТАБЛИЦА 3. Результаты эксперимента при максимальном уровне шума в -21,9 дБ

Шум			
Средний уровень сигнала (дБ)	-inf		
Максимальный уровень сигнала (дБ)	-21,9		
Шум расположен на расстоянии в 2 метра от приемника и 4 метра от источника			
Расстояние в 2 м от приемника	CL	QWATC	Pen
Вероятность ошибки (%)	0,4	3,2	2,8
Максимальный уровень сигнала (дБ) на приеме	-13,2	-10,8	-11,3
Средний уровень сигнала (дБ) на приеме	-90,3	-90,3	-90,3
Расстояние в 5 м от приемника	CL	QWATC	Pen
Вероятность ошибки (%)	1,2	6,8	6,4
Максимальный уровень сигнала (дБ) на приеме	-18,7	-17,3	-18
Средний уровень сигнала (дБ) на приеме	-inf	-inf	-90,3

Подводя итоги, следует отметить, что выбранная стегосистема, использующая вложение информации при помощи эхо-сигналов, подтвердила свою состоятельность при удалении источника информации от приемника при отсутствии и наличии шумов на расстоянии в два и пять метров. Достоверность информации во всех исследуемых схемах эксперимента оставалась на хорошем

уровне. В дальнейшем планируется увеличить расстояние между источником и приемником сигналов до 50 метров и использовать при передаче речи мегафон в качестве устройства воспроизведения.

Список используемых источников

1. Коржик В.И., Алексеев В.Г., Федянин И.А. Выделение цифровых “водяных” знаков из аудиосигналов с использованием методов кепстрального анализа // 63 научно-техническая конференция профессорского-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов: материалы / СПбГУТ. СПб., 2011. С. 225.
2. Bender W., Gruhl D., and Lu A. “Echo Hiding” Lecture Notes in Computer Science, 1996.
3. Donald G. Childers, fellow, IEEE, David P. Skinner, member, IEEE, and Robert C. Kemerait, member, IEEE „The Cepstrum: A Guide to Processing”, Proceedings of IEEE, VOL. 65, NO 10. OCTOBER 1977.

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОКАНАЛА С БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ

Д.А. Кузнецов, П.О. Митрошина, А.К. Сагдеев, А.А. Сёмин

В данной статье описаны особенности построения радиолинии с беспилотным летательным аппаратом. Проведен анализ, выявлены требования и рассмотрены потери при распространении сигнала. Проведен анализ бюджета канала связи, рассмотрены различные виды модуляции сигнала. И предложена борьба с частотно-спектральными искажениями.

Ключевые слова: радиоканал, беспилотные летательные аппараты, канал связи.

CONSTRUCTIONS FEATURE OF RADIO CHANNEL WITH UNMANNED AERIAL VEHICLE

Kuznetsov D., Mitroshina P., Sagdeev A., Semin A.

This article describes the features of the construction of the radio link with the unmanned aerial vehicle. The analysis revealed the requirements and consider the propagation loss of the signal. Spend channel budget analysis of the relationship, consider different types of signal modulation. And it offered the fight with a frequency-spectral distortions.

Keywords: radio, unmanned aerial vehicles, the communication channel.

В последнее время уделяется особое внимание использованию беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) как в гражданской, так и в военной среде. Эффективность использования во многом определяет «чистота» канала связи между наземным пунктом управления (НПУ) и БПЛА. Значит, всплывает вопрос об оптимизации радиоканала передачи данных.

Радиолиния НПУ-ЛА представляет собой узкополосный канал связи, т. к. объём передаваемой информации мал. Необходимая скорость передачи информации в этом канале порядка десятка Кбит/сек.

Радиолиния ЛА-НПУ должна иметь большую пропускную способность. Конкретное значение требуемой скорости передачи определяется полезной нагрузкой конкретного аппарата.

Требования к системам связи с БПЛА

Тип канала связи	Передача командно-телеметрических данных	Передача данных полезной нагрузки
Вероятность битовой ошибки	Не более 10^{-6}	Не более 10^{-3}
Скорость передачи данных	Не более 56 Кбит/с	1–20 Мбит/с (зависит от назначения аппарата и типа полезной нагрузки)

Анализ канала связи с БПЛА

Канал радиосвязи между БПЛА и наземным пунктом управления относится к авиационному каналу, который описывается многолучевой моделью с явлениями переотражения, рассеивания и дифракции.

Отражение имеет место, когда электромагнитная волна сталкивается с препятствием, размеры которого значительно превышают длину волны.

Дифракция происходит, когда трасса распространения между передатчиком и приемником перекрыта плотным препятствием с размерами большими по отношению к длине волны сигнала, что приводит к формированию позади препятствия вторичных волн.

Рассеивание происходит, когда распространяющийся сигнал наталкивается на объект, размеры которого порядка длины волны сигнала или менее, это приводит к переизлучению энергии сигнала по всем направлениям.

Эти три эффекта образуют общую картину замираний в канале, достаточно полно представляемую как замираниями крупного масштаба и мелкомасштабными замираниями.

В большинстве случаев БПЛА гражданского назначения работают в пределах прямой видимости НПУ. При наличии преобладающего по амплитуде прямого луча распределение мгновенных значений огибающей сигнала описывается законом Райса:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} \cdot e^{-\frac{x^2}{\sigma_x^2}} \cdot e^{-K} \cdot I_0\left(\frac{x}{\sigma_x} \sqrt{2K}\right),$$

где $I_0(z)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка; K – параметр, определяемый как отношение мощности зеркального компонента

к мощности многолучевого сигнала; x – компонент мелкомасштабного замирания; σ_x^2 – средняя мощность многолучевого сигнала до детектирования.

Потери при распространении сигнала

Крупномасштабные замирания представляют собой среднее ослабление мощности сигнала или потери на трассе при прохождении трасс большой протяженности. Два основных механизма, приводящие к эффектам замираний крупного масштаба – потери на трассе и затенение.

Средние потери радиосигнала на трассе определяются по формуле:

$$L(d)[\text{дБ}] = L(d_0)[\text{дБ}] + 10\gamma \cdot \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma, \quad (1)$$

где $L(d_0)$ – средние потери на трассе прямой видимости при эталонном расстоянии d_0 в свободном пространстве; d – это расстояние между передатчиком и приемником; γ – экспонента потери на трассе, которая зависит от окружающей среды; X_σ – логарифмически нормальное замирание вследствие затенения.

В БПЛА системах эталонное расстояние d_0 выбирается равным рабочей высоте.

Средние потери $L(d_0)$ при распространении в свободном пространстве рассчитываются по формуле:

$$L(d_0)[\text{дБ}] = 10\lg\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right)^2, \quad (2)$$

где λ – длина волны сигнала.

Если расстояние d_0 и частота f ($f = \frac{c}{\lambda}$, c – скорость света) измеряются в километрах и МГц соответственно, то из формул (1) и (2), получаем следующее (при $X_\sigma = 0$):

$$L(d)[\text{дБ}] = 10\gamma \cdot \lg(d) + (20 - 10\gamma)\lg(d_0) + 20\lg(f) + 32,45. \quad (3)$$

Рассчитаем потери на трассе в зависимости от расстояния между БПЛА и НКУ для разных частот (0,9; 2,4; 5,8 ГГц).

Из рисунка 1 видно, что при расстоянии 30 км между НКУ и БПЛА затухания сигнала в свободном пространстве в диапазонах 0,9; 2,4 и 5,8 ГГц равны 121, 130 и 136 дБ соответственно. В худших условиях распространения ($\gamma = 3$) затухание сигнала сильно увеличивается. Для компенсации такого ослабления сигнала можно использовать такие способы как повышение коэффициента усиления антенн, использование энергетически выгодных видов модуляции, повышение выходной мощности передатчиков.

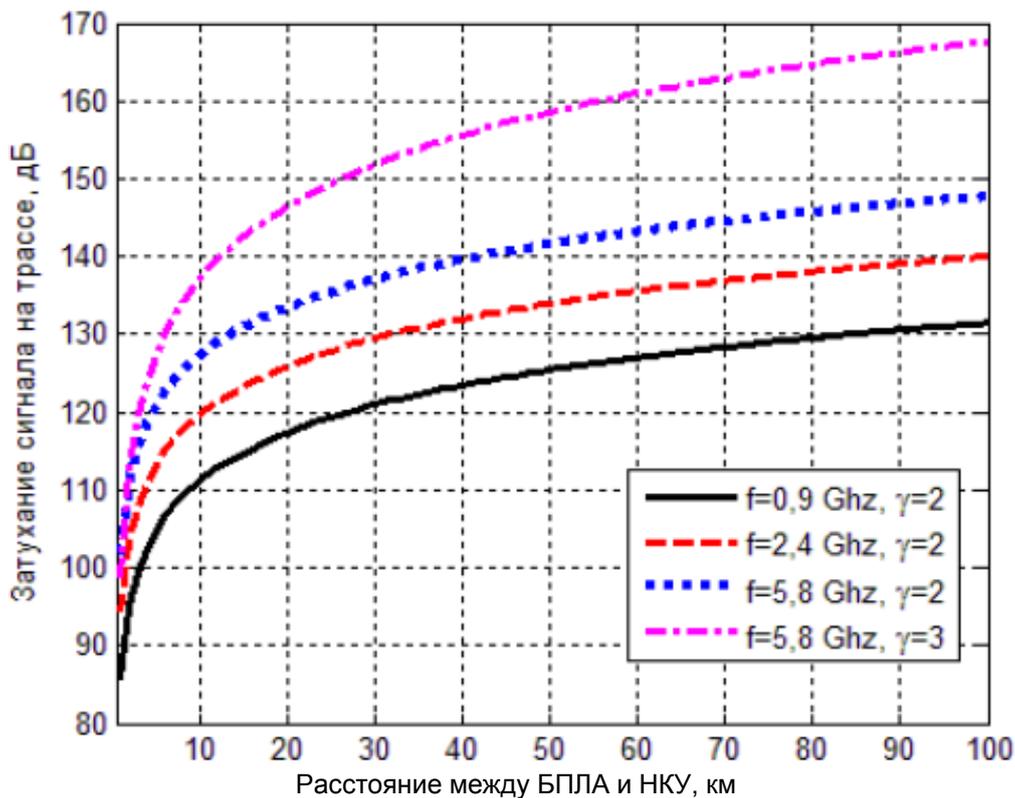


Рис. 1. Затухание сигнала на трассе в зависимости от расстояния между БПЛА и НКУ

Анализ бюджета канала связи с БПЛА

Для цифровой связи вероятность ошибки зависит от отношения энергии бита (E_b) к спектральной плотности мощности шума (N_0) в приемнике, определяемого выражением (4):

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_R}{N} \left(\frac{W}{R} \right),$$

где P_R – мощность принятого сигнала, N_0 – мощность шума, W – ширина полосы пропускания, R – скорость передачи бита.

Важнейшим показателем качества канала является зависимость вероятности появления ошибочного бита P_b от E_b/N_0 . Разность между реальным (принятым) и требуемым отношениями E_b/N_0 дает энергетический резерв линии связи (это и называют бюджетом связи канала):

$$M(\text{дБ}) = E_b/N_{0 \text{ прин}}(\text{дБ}) - E_b/N_{0 \text{ треб}}(\text{дБ}). \quad (5)$$

Принятая антенной мощность определяется по формуле:

$$P_R(d)(\text{дБ}) = P_T(\text{дБ}) + G_R(\text{дБ}) + G_T(\text{дБ}) - L_S(\text{дБ}) - L_0(\text{дБ}), \quad (6)$$

где G_R и G_T – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн; P_T – переданная мощность; L_0 – коэффициент потерь системы, не связанных с распространением (потери в фидере и разъемах НКУ и БПЛА, поляризационное несогласование антенн).

Из уравнений (4), (5) и (6), получаем:

$$M(\text{дБ}) = P_T(\text{дБм}) + G_R(\text{дБ}) + G_T(\text{дБ}) - L_S(\text{дБ}) - L_0(\text{дБ}) - P_S(\text{дБм}),$$

где P_S – чувствительность приемника, дБм.

Выбор вида модуляции

Основным требованием при создании системы связи с БПЛА является обеспечение возможности передачи данных с заданной скоростью и вероятностью ошибки при больших расстояниях между ЛА и НКУ. Для сравнения энергетической эффективности, на рисунке 2 показано некоторых видов модуляции по каналу с гауссовским шумом.

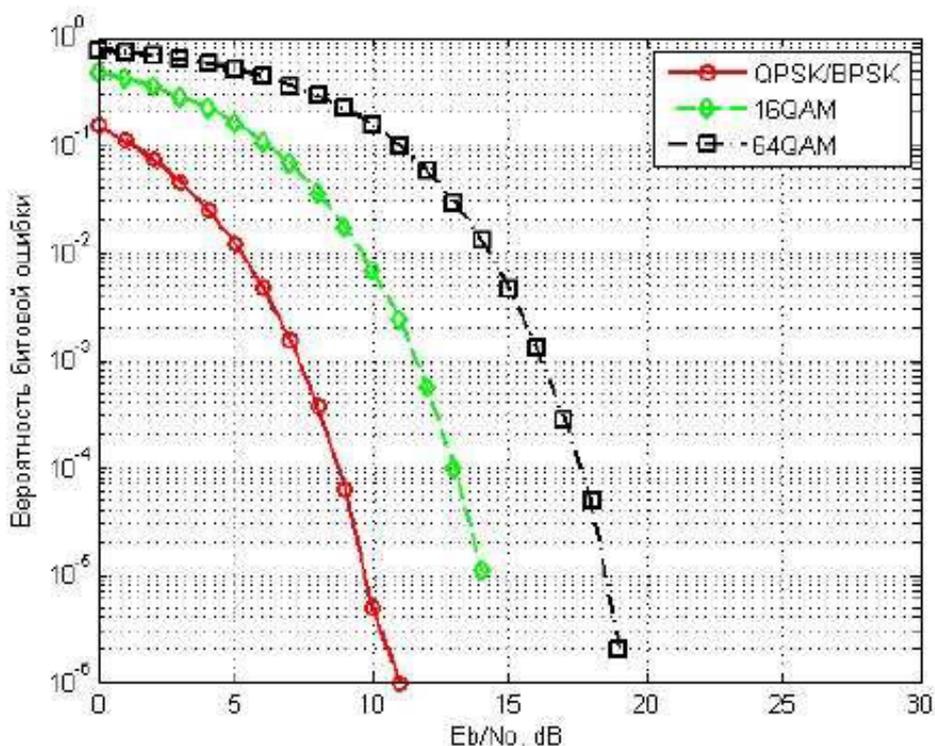


Рис. 2. Вероятность битовой ошибки для различных видов модуляции

Из рисунка 2 следует, что с увеличением позиционности модуляции вероятность битовой ошибки увеличивается, т. е. для поддержания заданного уровня битовой ошибки необходимо увеличивать отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе приемника. Поэтому целесообразным является использование много-

позиционной модуляции только при малых расстояниях между БПЛА и НКУ для передачи большего объема информации без изменения ширины полосы частот. Для обеспечения максимальной дальности связи необходимо использовать энергетически наиболее выгодные виды модуляции – такие как двоичная фазовая манипуляция (BPSK) и квадратурная фазовая манипуляция (QPSK).

Как видно из рисунка 1, при изменении расстояния между ЛА и НКУ в широких пределах (500 м – 30 км) мощность сигнала с несущей 2,4 ГГц на входе приемника будет изменяться на порядке 35 дБ. Такой большой энергетический запас позволяет использовать различные виды модуляции для повышения скорости передачи данных с БПЛА на НКУ при поддержании вероятности битовой ошибки на заданном уровне. Реализация данного подхода требует создания алгоритмов адаптивного изменения схемы модуляции и кодирования цифровой системы связи.

Борьба с частотно-селективными искажениями сигнала

Канал связи с БПЛА является частотно-селективным из-за многолучевости распространения сигналов. Для борьбы с многолучевостью сигналов была разработана технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM), которая эффективно применяется в беспроводных сетях Wifi и WiMax.

Основная идея OFDM заключается в том, что полоса пропускания канала разделяется на группу узких полос (субканалов), каждая со своей поднесущей. На всех поднесущих сигнал передается одновременно, что позволяет обеспечить практически сколь угодно большую общую скорость передачи информации при небольшой скорости передачи в каждом отдельном субканале. Данная технология трансформирует широкополосный частотно-избирательный канал во множество параллельных неизбирательных по частоте узкополосных каналов. Такая схема успешно компенсирует влияние многолучевости.

Высокая спектральная эффективность OFDM модуляции обеспечивается достаточно близким расположением частот соседних поднесущих колебаний, которые генерируются совместно так, чтобы сигналы всех под несущих были ортогональны.

Как правило, чем больше число поднесущих, тем меньше влияние замираний сигнала, обусловленных многолучевым распространением. Однако это приводит к усложнению аппаратуры и к увеличению искажений сигнала за счет доплеровского эффекта. В некоторых случаях при большом доплеровском сдвиге OFDM теряет свои преимущества. Следовательно, необходимо выбрать оптимальное количество поднесущих при применении OFDM для передачи данных с БПЛА.

Выводы

Изменение параметров работы систем связи с БПЛА, вызванное изменением взаимного расположения ЛА и НПУ и влиянием среды распространения

сигнала, приводит к необходимости адаптивного изменения основных параметров системы (вид модуляции, кодирование, скорость передачи данных и др.) в зависимости от условий прохождения сигнала, которое позволяет более эффективно использовать энергетический ресурс канала связи и многократно повышать эффективность работы системы.

Дальность связи БПЛА зависит от многих факторов, в том числе высоты ЛА, мощности передатчика ЛА, чувствительности приемника НПУ, типов антенн на борту ЛА и на НПУ, вида модуляции и др. Для увеличения дальности действия малоразмерных БПЛА необходимо использование энергетически выгодных видов модуляции и наземной антенны с высоким коэффициентом усиления. Для передачи данных (фотоснимков, видеоизображений) с БПЛА на НПУ в реальном времени требуется большая скорость передачи. Одним из наиболее эффективных подходов к повышению скорости передачи данных с применением модуляции OFDM.

Список используемых источников

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. Изд. 2-е, испр. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с
2. Richard V.N., Prasad R. OFDM wireless multimedia communication. Artech House Boston London. 2000. 260 p.
3. Дмитриков В.Ф., Сергеев В.В., Самыгин И.Н. Повышение эффективности преобразовательных. М.: Радио и связь, 2005. 423 с.

РАЗРАБОТКА ПРОТОКОЛА МАРШРУТИЗАЦИИ САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ AD НОС СЕТИ ДЛЯ СИСТЕМ АЗН-В

М.С. Кулаков, С.С. Шаврин

Интенсивный рост числа транспортных средств, как наземных, так и авиационных создал в некоторых регионах большую нагрузку на системы контроля и управления движением. На сегодняшний день, комбинирование различных инфокоммуникационных технологий и внедрение их в транспортную среду является одной из задач, решение которой может быть использовано для множества практических применений. Являясь неотъемлемой частью инфокоммуникационных технологий телекоммуникационные сети передачи данных предоставляют уникальную возможность обмена информацией между пользователями, где бы они не находились в рамках этой сети. Использование мобильных Ad Нос сетей является одним из перспективных методов повышения ситуационной осведомленности транспортных систем, т.к. данный вид сетей обладает несколькими важными свойствами: автоконфигурацией, самооптимизацией и самовосстановлением.

Ключевые слова: АЗН-В, самоорганизующиеся сети, маршрутизация, Ad Нос.

DEVELOPMENT OF SELF-ORGANIZING ROUTING PROTOCOL AD HOC NETWORK FOR ADS-B SYSTEMS

Kulakov M., Shavrin S.

The rapid growth of the number of vehicles, both ground-based and aircraft created in some regions a greater load on the control system and motion control. Today, the combination of the different information and communication technologies and their implementation in the transport medium is one of the tasks which can be used for a variety of practical applications. As an integral part of the information and communication technologies for telecommunications data networks provide a unique opportunity for the exchange of information between users, wherever they may be within the network. The use of mobile Ad Hoc networks is one of the most promising methods to increase situational awareness of transport systems, as this type of networks has several important features: auto-configuration, self-optimization and self-healing.

Keywords: ADS-B, self-organizing network routing, Ad Hoc.

Создание интеллектуальных коммуникационных систем контроля и управления движением различных транспортных средств является перспективной тематикой для исследований и разработок. По данным компании *ExxonMobil* число личных автомобилей вырастет к 2040 году более чем в 2 раза по сравнению с 2010 годом, и составит 1 600 млн легковых автомобилей [1]. В соответствии с прогнозом компании *Boeing* авиакомпаний разных стран мира в период с 2007 до 2026 г. приобретут 28 600 новых самолетов, что также обозначает прирост числа самолетов примерно в 2 раза. Следует отметить, что большинство специалистов отрасли считают прогнозы компании *Boeing* наиболее точными и заслуживающими внимания [2]. Ситуация усугубляется приростом числа летательных аппаратов (ЛА) малой авиации (частной) и развитием сфер применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА).

Современные тенденции развития телекоммуникаций ориентированы на создание сетевых структур для организации обмена данными различного типа. Телекоммуникационная сеть – это сложная система, представляющая собой совокупность абонентских узлов и средств связи, и выполняющая различные функции обмена и обработки информации. Не исключением являются и авиационные системы связи, в общей сложности, состоящие из большого числа участников и отдельных элементов. Однако, на данный момент, не существует полноценной реализации авиационной сетевой структуры, причины в этом следующие:

- 1) высокая интенсивность изменения топологии сетевых элементов, т. к. ЛА движутся с высокой скоростью и на разных высотах;
- 2) существенные ограничения по используемому УКВ-диапазону авиационной связи;
- 3) возможность использования других частотных диапазонов (выше по частоте) чревато: во-первых, перекрытием диапазонов, являющимися специфичными для разных регионов мира, а во-вторых, увеличением мощности и габаритов приемопередатчиков.

4) сложность в реализации сетевой маршрутизации с помощью традиционных алгоритмов маршрутизации;

5) большая длительность периода внедрения новых систем авионики.

С развитием средств авионики в дополнение к существующим системам контроля и управления воздушным движением стали внедряться технологии автоматического зависимого наблюдения вещательного (АЗН-В): системы 1090ES [3] и VDL Mode 4 [4], позволяющие вести обмен местоположением и намерениями всех участников движения, в том числе и на земле.

Функционал VDL Mode 4 благодаря особому методу доступа к среде имеет ряд преимуществ, для создания на его основе самоорганизующейся сети, по сравнению с системой 1090ES. Каждый приемопередатчик VDL Mode 4, используя несколько различных алгоритм, имеет возможность самому выбрать временной слот (канальный интервал), в котором он будет вести передачу с малой вероятностью коллизии.

Для решения задачи обеспечения ситуационной осведомленности в транспортных сетях перспективным подходом является построение мобильной самоорганизующейся Ad Hoc сети между участниками движения, а также их контрольными пунктами.

Мобильные Ad Hoc сети (MANET) – это самоорганизующиеся сети передачи данных, с переменной топологией и не имеющие постоянной структуры, которые предназначены для связи между подвижными объектами [5]. Таким образом, в данной сети каждое устройство может двигаться независимо, в любом направлении и, соответственно, будет менять соединения с другими узлами достаточно часто. При этом каждый узел может являться ретранслятором трафика в независимости от собственного назначения. Термин «Ad Hoc» означает особенность или специализированность такой сети, т. е. её направленность на решение одной конкретной или ряда задач.

В рамках работы по исследованию самоорганизующихся авиационных сетей, с помощью пакета моделирования OMNET++ [6], были смоделированы несколько сценариев возможности развертки самоорганизующейся сетевой структуры на Дальнем Востоке, Ямале и в Северо-Атлантическом океане. При моделировании учтены такие параметры, как: расстояние между объектами (по трем координатам) мощность передатчика, чувствительность приемника, затухание при распространении, диаграмма направленности, уровень шума и др. [7]. На рисунке показан один из примеров времени обзора маршрутов ЛА.

При разработке протокола маршрутизации следует учесть множество факторов, которые в конечном итоге могут повлиять на общую производительность сети. Таким образом, исследователи выделяют несколько базовых классов алгоритмов маршрутизации в MANET сетях, которые лежат в основе различных протоколов:

1) Алгоритмы маршрутизации, основанные на топологии сети. Такие алгоритмы определяют метод нахождения маршрута от источника до адресата и поэтому распадаются на два подкласса: реактивные (маршрут строится только в том случае, когда источнику требуется отправить данные) и проактивные (уз-

лы в сети время от времени рассылают по сети актуальную информацию о состоянии маршрутов и записывают её в таблицу).

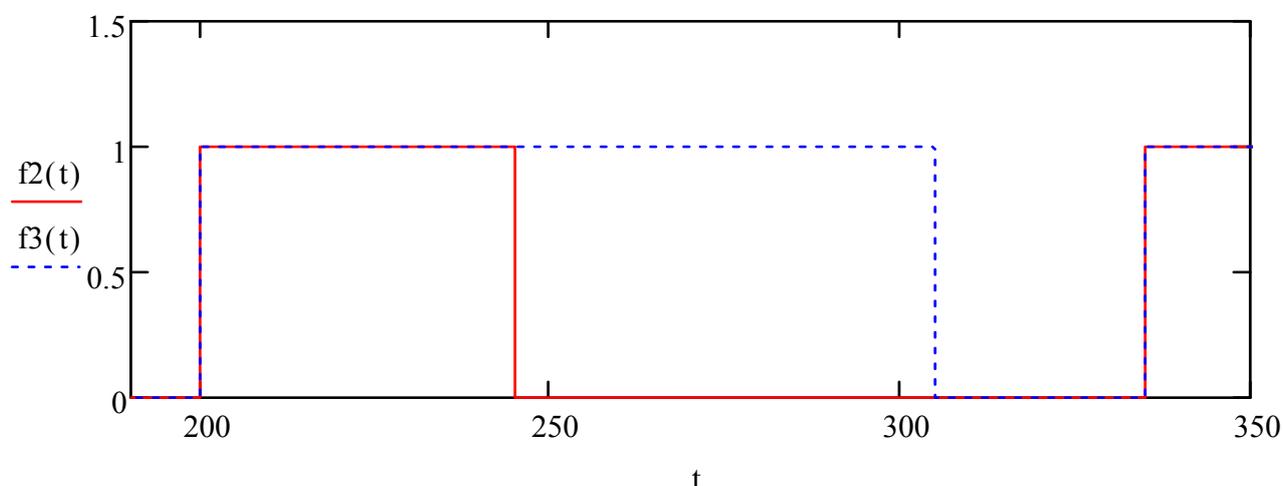


Рисунок. Оценка времени обзора для маршрута 25414 Салехард–Сабетта (выигрыш около 70 %). Красным – время в прямой видимости наземной станции, синим – наблюдение через сеть

2) Географические алгоритмы, использующие информацию о местоположении узлов в сети для маршрутизации данных.

3) Гибридные алгоритмы маршрутизации. Данный вид алгоритмов комбинирует методики маршрутизации географических и топологических алгоритмов.

4) Кластерные алгоритмы маршрутизации. Такие алгоритмы делят по тем или иным признакам сетевые узлы на кластеры и обеспечивают внутрикластерную и межкластерную маршрутизацию данных.

5) Алгоритмы *data fusion*, использующие анализ различных данных получаемых с сетевых узлов для решения задачи нахождения маршрутов.

При рассматриваемой топологии сети, дальности радиовидимости и ограниченных канальных ресурсах эффективной техникой маршрутизации может являться семейство географических протоколов маршрутизации.

С учетом рассмотренных выше особенностей сетей MANET и области их возможного применения предполагается использовать протокол маршрутизации, состоящий из следующих этапов функционирования:

- периодическое вещание местоположения и намерений узлами сети, как в зоне собственной радиовидимости, так и за её пределами, для обеспечения остальных узлов сети информацией для маршрутизации;

- использование поля жизни сетевого пакета, как ограничителя расстояния распространения сообщения, так и метки пройденных интервалов;

- поиск маршрутизатора производится только при необходимости передачи данных, при этом текущее местоположение адресата вычисляется исходя из данных полученных от него;

– использование жадного алгоритма (выбирается ближайший узел к адресату) для выбора маршрутизаторов среди узлов, от которых пришли пакеты с наименьшим и одинаковым временем жизни, что в свою очередь обеспечит оптимальность работы жадного алгоритма;

– пассивное прослушивание при ретрансляции сообщения, что позволит выявить ошибки маршрутизации без каких-либо дополнительных процессов обмена данными.

Разработанный гибридный протокол маршрутизации для многоинтервальной передачи данных между приемопередатчиками БЛА и контрольными пунктами использует информацию о местоположении узлов сети. Суммарно, рассматриваемый подход позволяет:

– использовать служебные сетевые сообщения, занимающие несколько десятков бит, что позволит обмениваться информацией относительно большому числу узлов без перегрузки сети;

– функционировать с малым количеством служебных сообщений;

– использовать простой алгоритм маршрутизации, что обеспечит эффективную обработку сетевых сообщений на узлах с малыми энергозатратами, что может быть эффективно применено для операций поиска и спасания и для малогабаритных БЛА.

В дальнейшем протокол будет промоделирован в симуляторе OMNeT++ и получены оценки его производительности.

Применение технологии самоорганизующихся сетей в интеллектуальных транспортных системах может повысить уровень ситуационной информированности всех участников движения, тем самым повысить и безопасность движения, как и в авиационной среде, так и наземной. Способность сети справляться с потоками данных при том условии, что данный вид трафика является очень чувствительным и к времени, и к вероятности доставки. Эффективность работы интеллектуальных транспортных систем с применением протоколов самоорганизующихся сетей зависит от метода доступа к среде передачи данных, что требует тщательного анализа и моделирования различных сценариев работы.

Список используемых источников

1. Exxonmobil [Официальный сайт]. URL: <http://corporate.exxonmobil.com/en/energy/energy-outlook/charts/light-duty-fleet-by-type-chart?parentId=8b22b63c-0329-4e0f-a820-9845ea41be7b> (дата обращения 28.11.13).

2. АвиаПорт.Ru – авиация и бизнес. Новостной ресурс. URL: <http://www.aviaport.ru/digest/2007/08/22/126752.html> (дата обращения: 29.11.13).

3. Technical Provisions for Mode S Services and Extended Squitter – ICAO Doc 9871 AN/460, Second Edition, 2012. 352 p.

4. Manual on VHF Digital Link (VDL) Mode 4 – ICAO Doc 9816 AN/448, First Edition, 2004. 406 p.

5. Varga A. The ONMeT++ discrete event simulation system // in Proceeding of European Simulation Multiconference, 2001.

6. Azzedine Boukerche Algorithms and protocols for wireless and mobile ad hoc networks // University of Ottawa, Canada, 2009, p. 9.

7. Кулаков М. С. Анализ сценариев развертки мобильных Ad Hoc сетей на базе режима VDL Mode 4 // INTERMATIC – 2013. / Материалы международной научно-практической конференции. Часть 4. М.: МИРЭА, 2013. С. 49–53.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ БЕЗОПАСНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ С УЧЕТОМ УПРАВЛЕНИЯ РИСКАМИ

Н.Л. Пиховкин, Д.В. Сахаров

Информационно-вычислительные сети, объединяющие в единую систему все подразделения и филиалы, позволяют одновременно работать с распределенными или централизованными приложениями, базами данных и другими сервисами. Одной из главных задач обеспечения необходимого уровня защищенности таких сетей является процесс управления рисками, который позволяет направить все усилия на защиту от наиболее вероятных угроз. В статье анализируется важность управления рисками в процессе обеспечения информационной безопасности, а также описывается риск-ориентированная методика построения защищенной распределенной сети, разработанная на основе ведущих мировых стандартов и рекомендаций.

Ключевые слова: информационная безопасность, управление рисками, угроза, информационная система, распределенная сеть.

SECURING A DISTRIBUTED INFORMATION NETWORK, TAKING INTO ACCOUNT RISK MANAGEMENT

Pihovkin N., Sakharov D.

Information and computer networks, combining into a single system all departments and branches, can work together in centralized or distributed applications, databases and other services. One of the main tasks of ensuring the necessary level of security of such networks is the risk management process, which allows to make every effort to protect against the most likely threats. The article analyzes the importance of risk management in the process of information security, and describes the risk-oriented method of construction of a secure distributed network developed based on leading standards and recommendations.

Keywords: information security, risk management, threat information system, a distributed network.

Построение защищенной территориально распределенной сети – это сложная комплексная задача. При ее решении приходится учитывать множество факторов и рисков, которые могут оказать негативное влияние на деятельность компании, а также поставить под угрозу конфиденциальность, целостность, доступность информации, качество и скорость ее обработки и передачи. Ограниченные ресурсы и постоянно меняющийся ландшафт угроз и уязвимостей делают невозможным полное снижение всех рисков. Специалисты по безопас-

ности должны иметь набор средств, который поможет оценить воздействие рисков на деятельность организации и, если необходимо, снизить их до приемлемого уровня. Для формирования понимания приоритетности мероприятий, направленных на повышение уровня ИБ, разрабатывается механизм управления рисками. В этом случае все усилия направляются на защиту от наиболее вероятных угроз, позволяя снизить возможные потери и минимизировать затраты. Это делается потому, что бессистемное и выборочное внедрение защитных мер не может обеспечить необходимого уровня защищенности. Кроме того, необходимость проведения управления рисками определена в российских и международных стандартах по информационной безопасности (ГОСТ Р ИСО/МЭК 17799:2005, CRAMM, ISO 27001:2013) и нормативных документах государственных органов РФ (например, документах ФСТЭК России по защите персональных данных и ключевых систем информационной инфраструктуры).

Специалист, отвечающий за построение безопасной информационно-вычислительной сети, должен найти баланс как минимум в трех показателях – производительности, безопасности и стоимости. При снижении рисков и повышении уровня безопасности сети, как правило, увеличивается стоимость и снижается производительность. Также конфликтующими свойствами являются надежность и защищенность, с одной стороны, удобство и открытость – с другой. Отсюда следует, что построение безопасной сетевой инфраструктуры – это управление рисками, возникающими вследствие определенных компромиссов.



Рис. 1. Процесс управления рисками

Процесс управления рисками информационной безопасности, подробно описанный на рисунке 1, сводится к получению следующих данных [1, 3]:

- 1) какие риски существуют в организации;
- 2) какова вероятность их реализации и масштаб возможных последствий;
- 3) какие риски руководство организации готово принять;
- 4) какие средства защиты являются наиболее эффективными (в том числе с экономической точки зрения) для борьбы с той или иной уязвимостью;
- 5) какой объем средств должен находиться в резерве в случае возникновения инцидента ИБ.

В случае информационно-вычислительных сетей риск-ориентированная методика обеспечения безопасности будет состоять из следующих последовательных шагов:

- 1) сбор информации о сетевой инфраструктуре;
- 2) классификация и определение ценности сетевых активов;
- 3) идентификация и классификация актуальных угроз;
- 4) анализ существующих защитных мер;
- 5) анализ рисков сетевой безопасности;
- 6) проектирование и внедрение системы обеспечения безопасности;
- 7) документирование результатов;
- 8) мониторинг эффективности.

На первых этапах проводится анализ документации, интервьюирование работников, отвечающих за функционирование и безопасность сетевой инфраструктуры. Специалисты проводят опрос персонала каждого подразделения с целью выявления используемых активов. Не все активы имеют одинаковую ценность для организации, поэтому после идентификации всех ценных активов они должны быть классифицированы в соответствии с уровнем потенциального ущерба в случае возникновения инцидента. Классификация позволит определить, какие защитные меры и в каком приоритете должны применяться к каждому классу, а также сделать это наиболее экономически эффективным способом.

Далее проводится проверка объектов на наличие уязвимостей и, при необходимости, проведение тестирования на проникновение с использованием выявленных уязвимостей. Как правило, при проведении инструментального сканирования используется программное обеспечение, позволяющее автоматизировать процесс, однако могут быть задействованы и ручные проверки. По завершении всех работ составляется отчетная документация, в которую входит информация об обнаруженных уязвимостях, а также рекомендации по их устранению.

После всестороннего изучения сетевой инфраструктуры проводится анализ рисков, связанных с нарушением безопасности сетевых активов. В настоящее время существует множество инструментов и программных инструментов, позволяющих автоматизировать этот процесс – ГРИФ, RiskWatch, Risk Advisor, FRAP, CRAMM, Microsoft Security Assessment Tool, Symantec Lifecycle Security (основные сравнительные характеристики приведены в таблице). Не-

смотря на большое разнообразие, все они так или иначе основаны на двух фундаментальных к оценке рисков – на количественном или на качественном [2].

ТАБЛИЦА 1. Основные сравнительные характеристики инструментов анализа рисков

	ГРИФ	RiskWatch	Risk Advisor	FRAP	CRAMM	MSAT	Symantec LS
<i>Способы измерения величины риска</i>							
Качественный метод	+	+	+	+	+	+	+
Количественный метод	+	+	–	–	+	+	–
<i>Подход к анализу и оценке риска</i>							
Модель анализа угроз и уязвимостей	+	+	–	+	+	–	+
Метод информационных потоков	+	+	+	–	+	+	+
<i>Элементы риска</i>							
Материальные активы	+	+	+	+	+	+	+
Нематериальные активы	+	+	+	+	+	+	+
Ценность активов	+	+	+	+	+	+	+
Угрозы	+	+	+	+	+	+	+
Уязвимости	+	+	+	+	+	+	+
Средства защиты	+	+	+	+	+	+	-
Потенциальный ущерб	+	+	+	+	+	+	+
Вероятность реализации угрозы	+	+	+	+	+	+	+
<i>Финансовые показатели</i>							
Расчет возврата инвестиций (ROI)	+	+	–	–	–	–	–
Расчет ожидаемых годовых потерь (ALE)	–	+	–	–	–	–	–

Для определения очередности обработки рисков выполняется операция их ранжирования. Один из самых простых способов – это ранжирование по вероятности реализации угрозы и по степени критичности информации, исходя из которого составляется многоуровневая шкала или матрица рисков, показывающая степень воздействия выявленных угроз на сетевую инфраструктуру. Пример матрицы рисков приведен на рисунке 2.

Вероятность	Крайне высокая					
	Высокая					
	Средняя					
	Низкая					
	Крайне низкая					
		Незначительные	Небольшие	Средние	Серьезные	Крайне серьезные
		Последствия				

Рис. 2. Процесс управления рисками

На основе данных, полученных на предыдущих этапах, проектируется подходящий дизайн сетевой инфраструктуры и разрабатываются политики информационной безопасности. Написание и строгое соблюдение политик определяет работу всей системы защиты. После этого начинается непосредственное внедрение средств защиты.

Еще одной важной составляющей обеспечения безопасности и непрерывной работы сетевых сервисов является осуществление мониторинга сети, который позволяет своевременно реагировать на возникающие угрозы и значительно упрощает работу сетевых администраторов.

Таким образом, можно сказать, что применение риск-ориентированного подхода позволяет выбрать состав системы защиты сети, который полностью отвечает заданным условиям и требованиям. Это максимально повышает эффективность внедренных мер защиты, а также позволяет снизить затраты на обеспечение и поддержание необходимого уровня информационной безопасности. Управление рисками в сфере информационной безопасности информационно-вычислительных сетей играет такую же важную роль, как и во всех других областях человеческой деятельности.

Список используемых источников

1. Кармановский Н.С., Михайличенко О.В., Прохожев Н.Н. Организационно-правовое и методическое обеспечение информационной безопасности. СПб.: Университет ИТМО, 2016. 168 с.
2. Steven Hernandez. Official (ISC)² Guide to the CISSP CBK, Third Edition. ISC2 Press, 2012. 968 с.
3. ГОСТ Р ИСО/МЭК 27005-2010. Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Менеджмент риска информационной безопасности. М.: Издательство стандартов, 2010. 51 с.

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ПО УВЕЛИЧЕНИЮ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН

Э.Л. Портнов, Т.Д. Фатхулин

Целью данной статьи является рассмотрение технических решений, позволяющих значительно увеличить пропускную способность современных оптических волокон. Проведен анализ ограничений, обусловленных использованием стандартных оптических волокон. Показана необходимость в разработке новых типов оптических волокон, позволяющих уменьшить влияние нелинейных эффектов. Приведены данные эксперимента по передаче 255 Тбит/с и рассмотрены конструктивные особенности используемого оптического волокна. В заключении сделаны выводы о необходимости разработки как активных, так и пассивных компонентов для нового типа оптических волокон.

Ключевые слова: суммарная мощность, маломодовое волокно, диаметр модового поля, скорость передачи, полоса усиления, формат модуляции, пропускная способность.

TECHNOLOGICAL SOLUTIONS TO INCREASE THE CAPACITY OF OPTICAL FIBERS

Portnov E., Fatkhulin T.

The purpose of this article is to examine the technical solutions to significantly increase the capacity of modern optical fibers. The analysis of the constraints imposed by the use of standard optical fibers. The necessity to develop new types of optical fibers, allowing to reduce the influence of nonlinear effects. Results of the experiment data transfer 255 Tbit / s and design features used considered optical fiber. Finally, conclusions are drawn on the need for both active and passive components for a new type of optical fiber.

Keywords: total power, few-mode fiber mode field diameter, the transmission rate, the band amplification, modulation format, bandwidth.

Предполагается, что в ближайшее десятилетие емкость систем передачи увеличится в тысячу раз и достигнет Петабит/с [1]. Это позволит внедрить телевидение формата UltraHD, 3D и использовать приложения, требующие сверхскоростных систем связи. Все это потребует создать новую оптическую инфраструктуру для поколения Петабитовых скоростей.

Стоит отметить, что используемые одномодовые оптические волокна рекомендаций G.652, G.653, G.655 на существующих волоконно-оптических системах передачи с использованием современных форматов модуляции скоро достигнут предельных для них показателей. Это обусловлено ограниченностью широкополосности современных оптических усилителей (ОУ) (EDFA, Рамановских и их комбинаций), а также ограничениями, связанными с уровнем вводимой оптической мощности в волокно. Так, при уровне оптической мощности в 1–2 Вт, вводимого в волокно, наблюдается плавление сердцевины оптического волокна. Если же используется волокно для компенсации хроматической

дисперсии, то уровень оптической мощности, при котором начинает плавиться сердцевина, достигается уже при 0,5 Вт. Все это не позволяет увеличивать уровень передаваемой оптической мощности в современных волоконно-оптических системах передачи со спектральным разделением каналов (WDM). Особенно эти ограничения влияют на подводные протяженные ВОСП, построенные на таких волокнах.

Современные ОУ способны поднять уровень мощности оптического излучения на 25–30 дБ на передаче. При этом стоит заметить, что уже при уровне оптического излучения больше 17 дБ в оптическом волокне начинают проявляться нелинейные эффекты (например, эффект Бриллюэна). При превышении некоторого уровня (экспериментально компания Alcatel-Lucent определила этот порог равным примерно 20 дБм) наблюдается сильное уширение спектра оптического сигнала на выходе ОУ, что может привести к недопустимому перекрытию между каналами в DWDM-системах. Зависимость ширины спектра оптического излучения на выходе ОУ от мощности выходного сигнала ОУ показана на рисунке 1 [2]. Компания Alcatel-Lucent рекомендует устанавливать мощность на уровне 19 дБм.

То есть, 17 дБ рекомендуется считать максимальным уровнем излучения в современных оптических волокнах, что значительно сокращает длину регенерационного участка. Использование предусилителей в волоконно-оптических системах передачи на приеме позволяет получить до 14 дБ выигрыша в бюджете мощности.

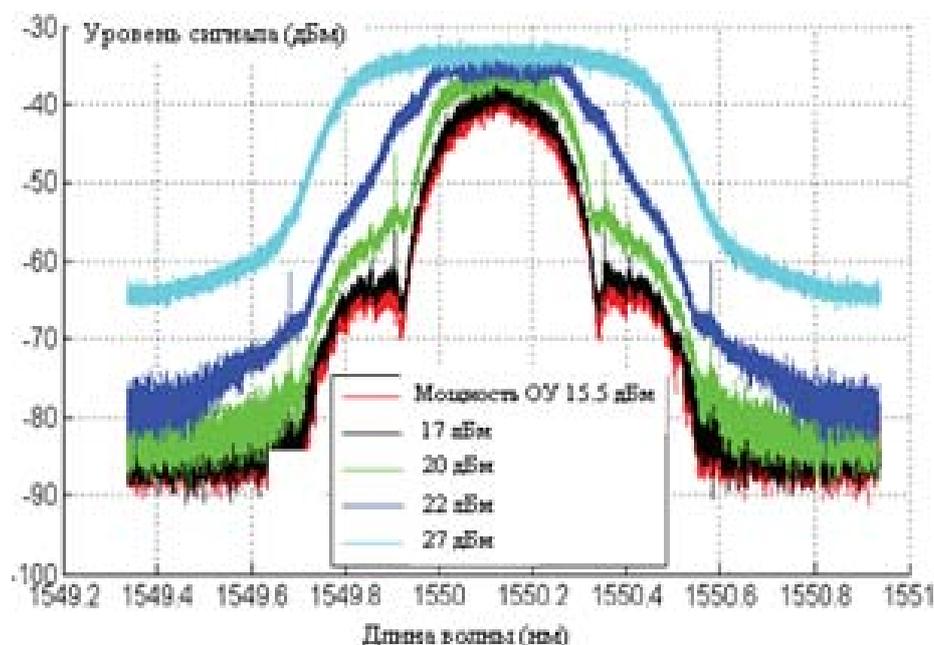


Рис. 1. Зависимость ширины спектра оптического излучения на выходе ОУ от мощности выходного сигнала ОУ

Рамановские усилители, которые усиливают оптический сигнал в волокне распределенным образом, часто имеют мощность лазера накачки порядка 1,2–

1,5 Вт. При этом длина волны накачки выбирается 1 450 нм, излучение накачки вводится с приемной стороны, то есть рассматривается рамановский предусилитель. Однако имеются варианты использования рамановских усилителей и на передаче. Все это дает основания сделать выводы о том, что во многих случаях уже достигнут предельный уровень оптической мощности и необходимо находить инновационные пути для передачи сигналов.

Таким образом, можно определить факторы, которые ограничивают использование оптических волокон в современных ВОСП:

- 1) ограничения, обусловленные вводимой суммарной мощностью в оптическое волокно;
- 2) ограничения полосы усиления современных ОУ;
- 3) ограничения по потребляемой мощности.

Считается, что максимальная емкость современных оптических волокон может быть не более 100 Тбит/с. Это почти в 1,5 раза больше существующей емкости оптического волокна. Скорость передачи по оптическим волокнам определяется в значительной степени полосой усиления современных оптических усилителей. Они могут работать в *S*-диапазоне 1460–1530 нм (70 нм – 9,4 ТГц), *C*-диапазоне 1 530–1 565 нм (35 нм – 4,4 ТГц) и *L*-диапазоне 1 565–1 626 нм (60 нм – 7,1 ТГц). Полная полоса усиления 1 460–1 625 нм (165 нм – 20,9 ТГц). Сегодня максимальная емкость межматериковой подводной системы передачи составляет около 10 Тбит/с (используется 8 пар оптических волокон с 1,28 Тбит/с на волокно).

Стоит отметить, что отечественные системы передачи лишь недавно смогли достичь суммарной емкости системы в 25 Тбит/с. При этом использовался формат модуляции DP-QPSK [3, 4], 25 суперканалов и одномодовое оптическое волокно. При разработке такой системы необходимо применение усилителей с полосой около 70 нм, использование сетки частот с шагом 33 ГГц и *EDFA* или гибридных усилителей, работающих в диапазонах *C* и *L*. Необходимо отметить, что требуется разработка активных и пассивных компонентов, работающих с нестандартной сеткой частот в 33 ГГц. В предлагаемых оптических модулях необходимо создание задающих, а также опорных лазеров, которые могут перестраивать длину волны излучения в диапазонах *C* и *L* с шагом 33 ГГц. Полоса усиления оптических усилителей, составляющая 70 нм, может быть достигнута путем использования двухканальных усилителей с полосовым мультиплексором и демультимплексором. Структурная схема реализуемой системы представлена на рисунке 2 [5].

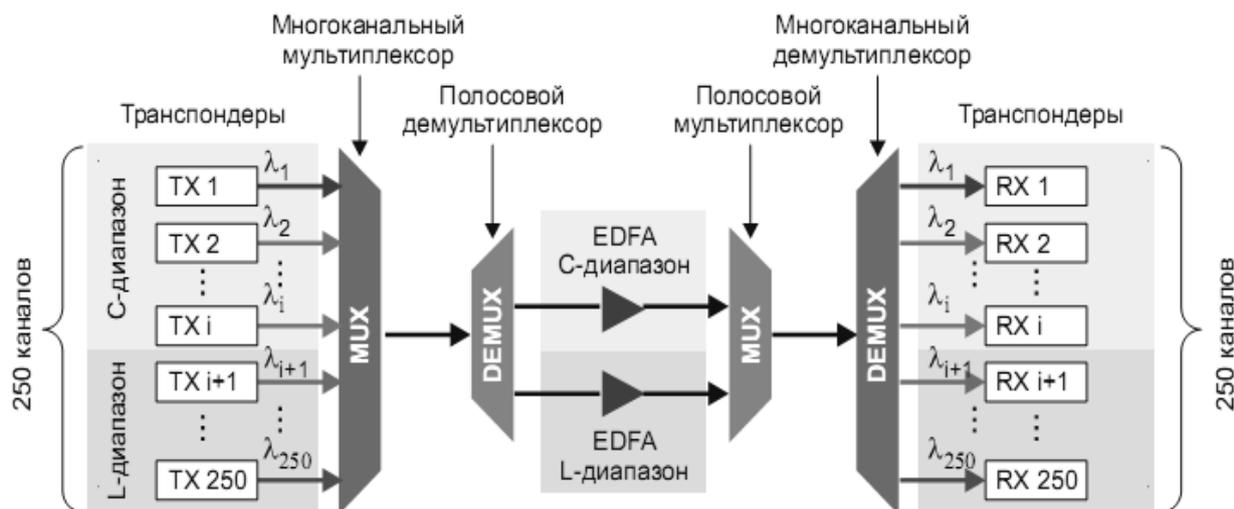


Рис. 2. Структурная схема реализуемой системы связи:
 TX i – передающие части транспондеров,
 RX i – принимающие части транспондеров

Обобщив вышесказанное можно заключить, что для преодоления ограничений по мощности оптического излучения необходимо создать и внедрить в производство оптические волокна с увеличенным диаметром сердцевины, либо с большим количеством сердцевины под оболочкой. Чтобы увеличить диаметр модового поля следует создать оптическое волокно с сердцевиной из чистого кварца и депрессировать оболочку фтором. Площадь модового поля такого оптического волокна будет порядка 112 мкм^2 , то есть для длины волны 1550 нм диаметр модового поля больше 10 мкм [2]. Если и дальше увеличивать диаметр модового поля, то получим маломодовое оптическое волокно. Для подводных систем передачи может использоваться маломодовый режим работы одномодового волокна с площадью модового поля 160 мкм^2 (длина волны 1550 нм) [1].

В настоящее время предпринимаются попытки по применению технологий, сочетающих в себе решения с маломодовыми и многосердцевинными оптическими волокнами. Так, летом 2014 г. международная рабочая группа High-Speed Optical Communications Group, используя кабель японской компании Telekom NTT, установила новый рекорд скорости в 43 Тбит/с . Использовался один лазер, который создавал сигнал в многосердцевинном кабеле с семью сердцевинами. Через некоторое время международная исследовательская команда из Нидерландов и США достигла скорости передачи уже 255 Тбит/с . При этом применялись маломодовые сердцевинки, в каждой из которых передавались 3 моды. Передавалось 50 оптических несущих с шагом сетки частот 50 ГГц . Для эффективного экранирования сердцевины друг от друга использовались небольшие отверстия, проделанные вокруг сердцевины (рис. 3). Однако такой кабель способен передавать сигнал только на расстояние до 1 км без искажений. Компании Alcatel-Lucent совместно с British Telecom удалось при проведении полевых испытаниях уменьшить интервал между каналами с 50

до 35 ГГц. Таким образом, рекордная скорость передачи данных уже в ближайшее время может увеличиться с 255 до 365 Тбит/с.

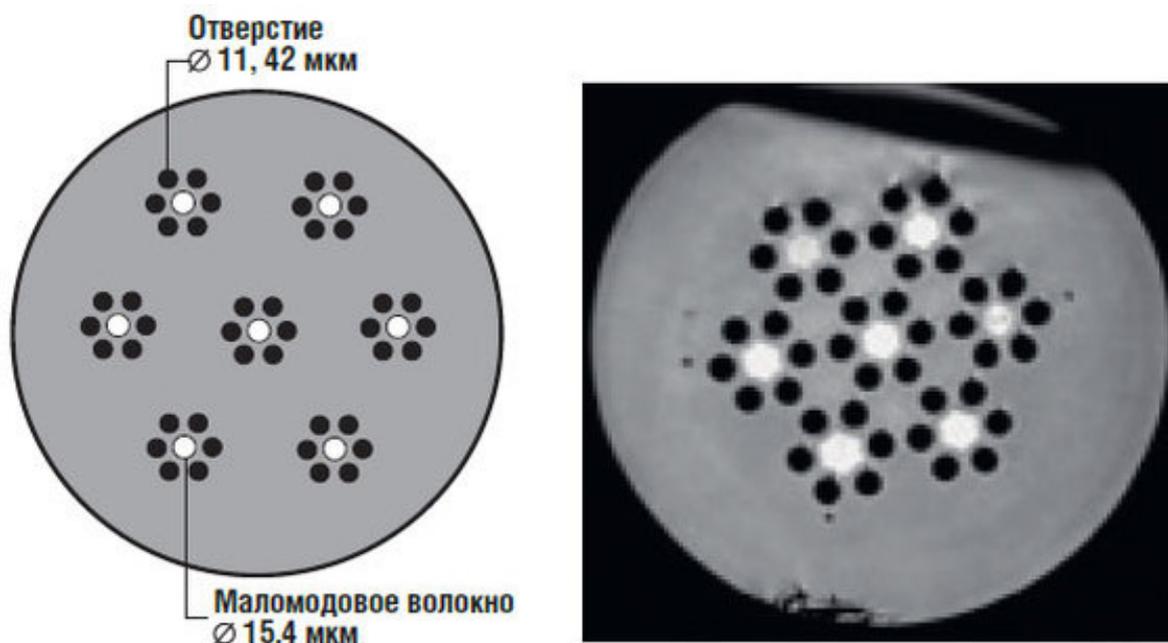


Рис. 3. Многосердцевинное волокно с семью маломодовыми сердцевинами

Важно отметить, что создание и разработка новых типов оптических волокон требуют создания элементной базы для таких ОВ. Волоконно-оптические кабельные линии состоят не только из передатчиков сигнала, кабеля и приемников сигнала, но и из большого числа элементов, необходимых для функционирования ВОСП. Это и активные, и пассивные элементы. Активные элементы: лазерные диоды, модуляторы, различные виды фотоприемников, регенераторы, усилители (EDFA, рамановские и их комбинации) и фотодиоды разного применения. Согласно рекомендации G.671, к пассивным оптическим компонентам относятся: мультиплексоры и демультиплексоры, включая WDM устройства:

- изоляторы;
- аттенюаторы;
- переключатели, коммутаторы;
- разветвители, ответвители, разделители (сплиттеры);
- коннекторы и другие соединители;
- адаптеры;
- пассивные компенсаторы дисперсии;
- оконцеватели для подавления отражений;
- волоконно-оптические циркуляторы;
- соединительные муфты;
- ремонтные вставки.

Для каждой конкретной ВОСП требуется определенное количество тех или иных элементов. Высокую спектральную эффективность можно получить,

применяя когерентные методы приема и передачи, а также модовое или пространственное мультиплексирование. Для широкого внедрения Петабитовых скоростей следует создавать новые технологии, позволяющие решить проблему ограничения полосы пропускания усилителей, вводимой в оптическое волокно мощности и потребляемой мощности, учитывая все элементы ВОЛС (волоконно-оптической линии связи).

Список используемых источников

1. Портнов Э. Л. Новые типы оптических волокон в телекоммуникациях и их применение // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2013. № 8. С. 96–98.
2. Портнов Э. Л., Фатхулин Т. Д. Технологии достижения высоких скоростей передачи в современных когерентных DWDM-системах связи // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Том 9. № 8. С. 34–37.
3. Портнов Э. Л. Оптические кабели и пассивные компоненты волоконно-оптических линий связи. М.: Горячая линия-Телеком, 2007. 464 с.
4. Трещиков В. Н., Гуркин Н. В., Новиков А. Г., Наний О. Е. Российское DWDM-оборудование с канальной скоростью 100 Гбит/с // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. № 4. С. 65–67.
5. Трещиков В. Н. Разработка DWDM-системы емкостью 25 Тбит/с // Фотон-экспресс. 2013. № 2 (106). С. 24–28.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Авраменко Максим Валентинович – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, avramenko.maxim2012@yandex.ru

Алексеев Михаил Александрович – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, miho23@bk.ru

Баранова Татьяна Александровна – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, baranova1995@mail.ru

Беленькая Марина Наумовна – доцент кафедры мультимедийных сетей и услуг связи Московского технического университета связи и информатики, pds_mtuci@mtu-net.ru

Березянская Вера Михайловна – студентка Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vera.berezyanskaya.96@mail.ru

Болтов Юрий Федорович – кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры программной инженерии и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ufb@edwer.spb.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

Вязьмин Алексей Юрьевич – кандидат философских наук, доцент кафедры социально-политических наук Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, alexei.vyazmin@gmail.com

Ганбаев Асиф Акиф оглы – аспирант Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, asif.ganbayev@gmail.com

Гойхман Вадим Юрьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

Дворников Сергей Сергеевич – лаборант Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicsv@yandex.ru

Дворников Сергей Викторович – доктор технических наук, профессор, профессор Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicsv@yandex.ru

Дудаков Леонид Сергеевич – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, leonidudakov@mail.ru

Дюбов Андрей Сергеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, fils@sut.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

Жаранова Анастасия Олеговна – студентка Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, zharanovaan@gmail.com

Иванов Андрей Дмитриевич – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, audi_3d@gambler.ru

Иванов Роман Вячеславович – соискатель Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicsv@yandex.ru

Капитоненко Виктория Викторовна – студентка Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kapitonenko.vick@yandex.ru

Кирик Дмитрий Игоревич – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой конструирования и проектирование радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского госу-

дарственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, d_i_kirik@mail.ru

Ковалгин Юрий Алексеевич – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kowalgin@sut.ru

Ковалева Татьяна Юрьевна – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, tanktivous@yandex.ru

Кондратьев Дмитрий Анатольевич – аспирант Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, dimitry.kondratiev@gmail.com

Коржик Валерий Иванович – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры защищённых систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, val-korzhih@yandex.ru

Кропивко Иван Валерьевич – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ivalkrop@gmail.com

Кузнецов Даниил Александрович – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, stud123@sut.ru

Кулаков Михаил Сергеевич – аспирант Московского технического университета связи и информатики, kulniias@gmail.com

Мартынов Андрей Александрович – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, remboard@mail.ru

Митрошина Полина Олеговна – студентка Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, stud123@sut.ru

Онуфриенко Анастасия Валентиновна – студентка Санкт-Петербургского Государственного Университета Телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, hasbk0_dark@mail.ru

Пиховкин Николай Леонидович – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, n.pikhovkin@gmail.com

Попова Светлана Сергеевна – студентка Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, svetochka.popova@mail.ru

Портнов Эдуард Львович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой направляющих телекоммуникационных сред Московского технического университета связи и информатики, lc@mtuci.ru

Прохоров Даниил Олегович – студент Московского технического университета связи и информатики, prokhorov.d.o@gmail.com

Птицына Лариса Константиновна – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ptitsina_lk@inbox.ru

Пшеничников Александр Викторович – кандидат технических наук, доцент, докторант Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, sigasooz77@mail.ru

Савинский Сергей Игоревич – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Jimmygreedihunter@gmail.com

Сагдеев Александр Константинович – кандидат технических наук, старший преподаватель Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, jimmygreedihunter@gmail.com

Сахаров Дмитрий Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры защищённых систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, sguard7@mail.ru

Сёмин Антон Алексеевич – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, stud123@sut.ru

Тарлыков Алексей Владимирович – начальник научно-образовательного центра «Лаборатория программирования» Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, atarlykov@gmail.com

Трофлянина Надежда Вадимовна – студентка Московского технического университета связи и информатики, nadyaenerg141@yandex.ru

Тумашов Андрей Витальевич – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ice47reg@yandex.ru

Фатхулин Тимур Джалилевич – аспирант Московского технического университета связи и информатики, timurfatkhulin@yandex.ru

Филин Владимир Алексеевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, cathseugut@gmail.com

Фомин Сергей Александрович – студент Московского технического университета связи и информатики, sergio-dna@yandex.ru

Шаврин Сергей Сергеевич – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры многоканальных телекоммуникационных систем Московского технического университета связи и информатики, mes2@mtuci.ru

Эль Сабаяр Шевченко Нидал – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, nzs.vus@gmail.com

Ялунина Татьяна Рудольфовна – студентка Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, stud123@sut.ru

Специальный номер, посвященный 70-ой региональной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «СТУДЕНЧЕСКАЯ ВЕСНА – 2016», Санкт-Петербург, 24–25 мая 2016 года.

Представлены статьи по материалам профильных для журнала молодежных докладов в соавторстве с научными руководителями.