

Труды Учебных Заведений Связи

Темы номера

Том 3. № 1

2017

- ◆ *Цифровое радиовещание:
состояние и перспективы*
- ◆ *Расчет пропускной способности
системы коротковолновой связи*
- ◆ *Исследование мультиплексирования
и диспетчеризации трафика*

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

Научный журнал

ТРУДЫ
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Том 3

№ 1

Санкт-Петербург

2017

Описание журнала

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

Выпускается с 1960 года. Выходит 4 раза в год.

Редакционный совет

Розанов Н.Н., д.ф.-м.н., проф., член-кор. РАН, начальник отдела теоретических исследований
Института лазерной физики «ГОИ им. С.И. Вавилова»

Koucheryavy Y., PhD, Tampere University of Technology, Finland

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

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

Выпускающий редактор – **Яшугин Д.Н.**

Регистрационная информация

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

Подписной индекс по каталогу «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. 334/2.

Сайт: tuzs.spb.ru. E-mail: tuzs@spbgut.ru. Тел.: 8 (812) 326-31-63, доб. 2099; моб. 8 (964) 375-99-70

Подписано в печать 30.03.2017. Формат 60×841/8.

Усл.-печ. л. 13,25. Тираж 1000 экз. Заказ № 2568.

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

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|-----|
| Бузюков Л.Б., Окунева Д.В., Парамонов А.И. Проблемы построения беспроводных сенсорных сетей | 5 |
| Вавилов С.А., Лытаев М.С. Особенности применения нелокальных граничных условий в задаче тропосферного распространения радиоволн | 13 |
| Вылегжанин М.С., Михалев О.А. Расчет пропускной способности системы КВ-связи на группе частот при использовании частотной адаптации | 21 |
| Елагин В.С., Сорокин В.А. Исследование технологических возможностей внедрения SDN в SDN | 28 |
| Жиров В.А., Зайцев С.Г., Молотков Ю.А., Овчаренко А.В. Прием слабознергетического узкополосного сигнала в составе композитного при аналого-цифровом преобразовании в широкой полосе частот | 36 |
| Ковалгин Ю.А., Сантуш В. Цифровое радиовещание: состояние, перспективы, тенденции в использовании радиочастотного ресурса | 48 |
| Ковальский А.А. Исследование адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи. Часть 1. Обоснование и постановка задачи | 57 |
| Кубалова А.Р., Максимов А.П. Эллиптический полосно-заграждающий СВЧ-фильтр на типовых звеньях с реализацией на микрополосковой линии | 66 |
| Лебеда Е.В., Остроумов М.А., Остроумов О.А. Вероятность ошибки в канале с замираниями и разнесенным приемом многопозиционных сигналов | 75 |
| Ле Ч.Д., Симонина О.А. Механизм мультиопроса на основе приоритизации для WLAN с высокой плотностью устройств | 80 |
| Никитин Ю.А. Нониусное высокократное умножение частоты | 93 |
| СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ | 105 |

CONTENS

| | |
|--|-----|
| <i>Buziukov L., Okuneva D., Paramonov A.</i> Problems of building wireless sensor networks..... | 5 |
| <i>Vavilov S., Lytaev M.</i> On application of non-local boundary conditions for tropospheric radiowave propagation problems..... | 13 |
| <i>Vilegzhanin M., Mihaljov O.</i> Capacity calculation of HF communication systems on group of frequencies at use of frequency adaptation | 21 |
| <i>Elagin V., Sorokin V.</i> Research of technological possibilities of the implementation of lawful interception in SDN..... | 28 |
| <i>Zhirov V., Zaytsev S., Molotkov Y., Ovcharenko A.</i> Reception of the feeble energetic signal as a part of composite in case of analog digital conversion in broad band of frequencies | 36 |
| <i>Kovalgin Y., Santos V.</i> Digital broadcasting: status, prospects, trends of using the radio frequency resource..... | 48 |
| <i>Kovalsky A.</i> Research of adaptive multiplexing and dispatching of multiservice traffic in the channeling equipment of land satellite communication systems. Part 1. Justification and problem definition | 57 |
| <i>Kubalova A., Maksimov A.</i> Elliptic bandstop microwave filter using standard sections with implementation on microstrip lines..... | 66 |
| <i>Lebeda E., Ostroumov M., Ostroumov O.</i> The error probability in the channel with fading and diversity reception at the multipositioned signals reception..... | 75 |
| <i>Le Tran Duc, Simonina O.</i> The multipolling mechanism based on the prioritization for WLAN in a high dense networks | 80 |
| <i>Nikitin Y.</i> Vernier frequency large multiplication | 93 |
| AUTHORS INDEX | 105 |

ПРОБЛЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ

Л.Б. Бузюков¹, Д.В. Окунева¹, А.И. Парамонов¹

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

Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Бузюков Л.Б., Окунева Д.В., Парамонов А.И. Проблемы построения беспроводных сенсорных сетей // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 5–12.

Аннотация: Для планирования и построения беспроводных сенсорных сетей с заданными требованиями к качеству обслуживания требуются модели БСС с возможностью адекватной оценки параметров их функционирования. В статье приведены разработанные модели для оценки связности сети и времени доставки сообщений.

Ключевые слова: связность, время доставки сообщений, имитационное моделирование, беспроводная сенсорная сеть.

PROBLEMS OF BUILDING WIRELESS SENSOR NETWORKS

L. Buziukov¹, D. Okuneva¹, A. Paramonov¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Buziukov L., Okuneva D., Paramonov A. Problems of building wireless sensor networks // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 5–12.

Abstract: For the planning and construction of wireless sensor networks with the specified requirements for quality of service required USN model with the possibility of an adequate assessment of their functioning parameters. This article presents model developed to assess network connectivity and message delivery time.

Keywords: connectivity, message delivery time, simulation, wireless sensor network.

В настоящее время область телекоммуникаций меняется с невероятной скоростью. С каждым днем появляются новые стандарты, устройства телекоммуникаций и сетей связи, новые подходы и требования качества обслуживания к оказанию телекоммуникационных услуг.

Сегодня концепция Интернета Вещей – «тренд» сетей связи. Вектор исследований беспроводных сенсорных сетей (БСС), являющихся основой данной концепции, меняется с каждым днем. Пару лет назад основным направлением исследований БСС являлось увеличение жизненного цикла сети за счет протоколов маршрутизации, энергоэффективности узлов и балансировки нагрузки. В настоящее время исследования направлены на обеспечение требований к качеству обслуживания БСС, развитию топологий, технологий связи и принципов самоорганизации.

Область применения БСС включает в себя системы мониторинга (технологические процессы производства, контроль дорожного движения, детектирование данных об окружающей среде), системы безопасности (контроль доступа, аварийная сигнализация и т. п.), обнаружение ЧС (пожарная сигнализация, сейсмическая активность и др.). Основными достоинствами БСС являются: низкая стоимость, быстрая установка, продолжительное время функционирования, низкая стоимость обслуживания. Среди основных проблем, возникающих при работе БСС можно выделить: нестабильность радиоканала (параметры канала, зависимость от вида передаваемого трафика, расстояния передачи и окружающей среды), отказы узлов сети из-за расхода энергии.

Подход к планированию БСС зависит от предметной области. Если БСС будет работать в ограниченной области и обслуживать фиксированное количество объектов, то узлы сети могут быть «привязаны» к объектам. Структура сети предопределяется в процессе планирования, но она может измениться при отказах узлов сети.

На сегодняшний день узлы БСС обеспечивают продолжительное время функционирования – несколько лет (до 10 лет). Однако, планируя сеть на длительный период, невозможно быть абсолютно уверенным, что ее структура не изменится в будущем. Основной причиной потери функциональности является потеря связности сети. Связность сети характеризует возможность доставки данных от узла источника к получателю. Поэтому необходимо разработать модели БСС, позволяющие оценить связность сети (или потенциальные возможности ее обеспечения).

Предположим, что связность сети зависит от расстояния между узлами, а радиус узла связи – это 2D диск с радиусом R , распределение узлов равномерное, т. е. узлы сети образуют Пуассоновское поле (рис. 1).

Связность одного узла может быть описана выражением:

$$p_n = 1 - e^{-\rho\pi R^2}.$$

Тогда вероятность связности сети можно определить как:

$$p_c \approx \frac{n^{(con)}_{ij}}{n^2}, \quad i, j = 1..n.$$

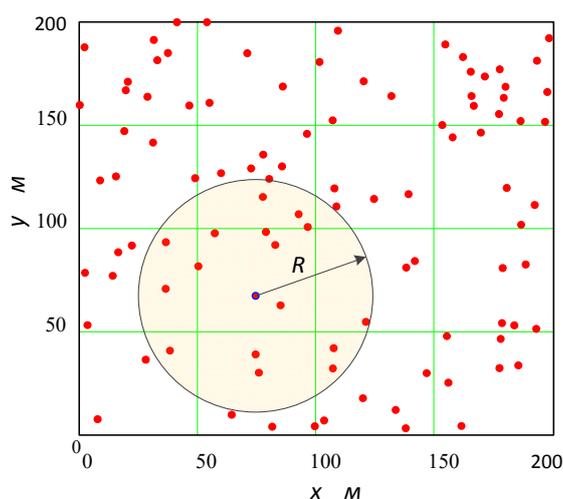


Рисунок 1. Пример сети с радиусом связи узла R и равномерным распределением узлов

В реальной сети положение узлов постоянно меняется (особенно если сеть формируется подвижными узлами), например за счет выхода некоторых узлов из строя. Поэтому распределение узлов в реальной сети носит случайный характер (даже если первоначально сеть строилась по заданным значениям связности), а соответственно и наличие связей между узлами так же носит случайный характер. Однако если зафиксировать количество узлов в сети, то в этом случае БСС может быть описана случайным графом $G(n, p)$, где p – вероятность наличия связи между узлами (рис. 2).

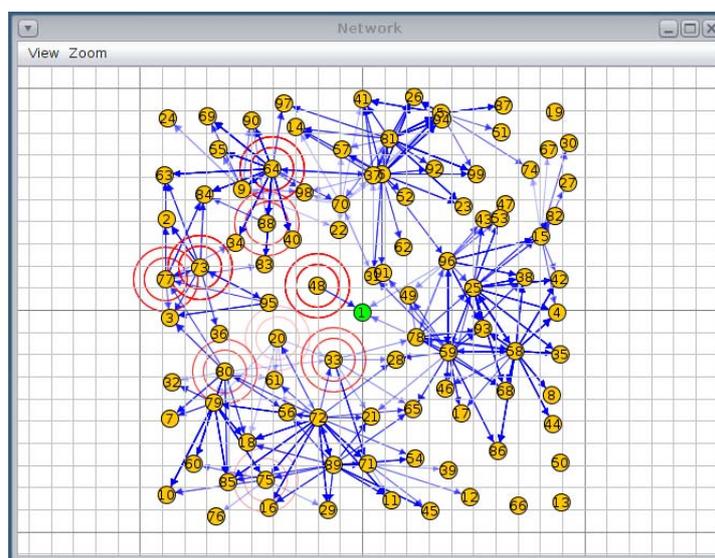


Рисунок 2. Представление модели БСС в симуляторе Contiki-3.0

В этом случае, для определения вероятности связности графа целесообразно использовать теорему Эрдеша-Реньи [2, 3].

Для того, чтобы проверить на практике результаты исследований, требуется построить ту или иную сеть натурно, что не всегда возможно. Например, если сеть состоит из большого числа узлов, распределенных на обширной территории. В таких случаях целесообразно использовать имитационное моделирование. Имитационное моделирование – это метод исследования, при котором исследуемая система заменяется ее моделью, которая достаточно точно описывает ее свойства. Модель используется для проведения экспериментов. В результате эксперимента получают данные, которые являются результатами измерений и подлежат статистической обработке для получения оценок численных значений исследуемых параметров. Пример алгоритма имитационного моделирования и результаты его работы для оценки связности БСС, разработанной в [1], приведен на рис. 3.

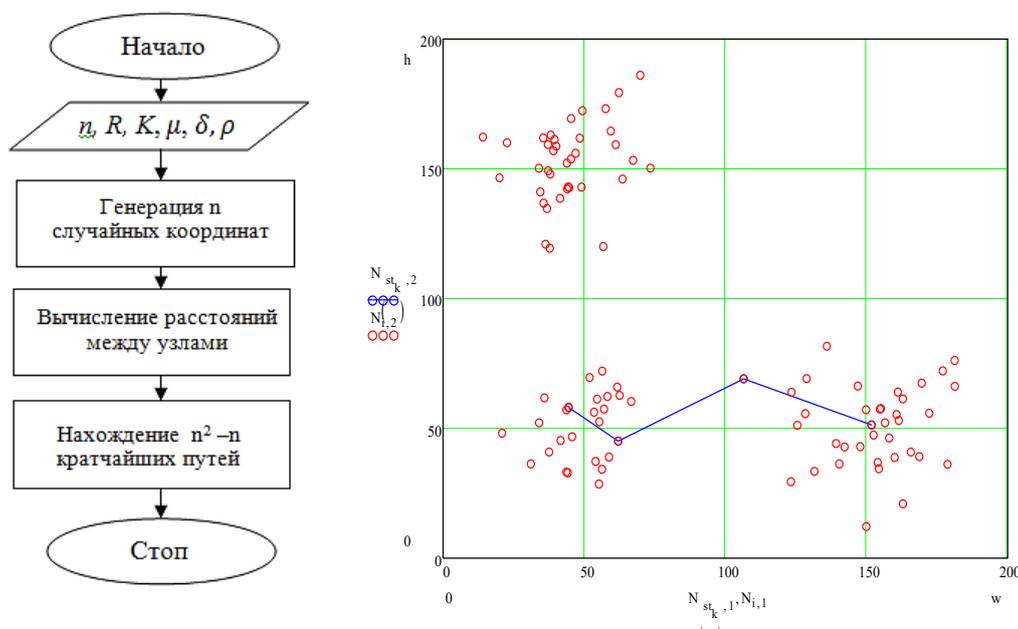


Рисунок 3. Алгоритм имитационного моделирования и результаты его работы для оценки связности БСС

При разработке аналитической модели для оценки связности БСС было выявлено, что радиус связи узла R влияет на вероятность связности сети p_c , и с увеличением вероятности связности сеть стремится к полной связности через фазовый переход. Наглядно зависимость вероятности связности от радиуса узла связи приведена на рис. 4.

Численно результаты имитационного и аналитического моделирования равны, что позволяет сделать вывод о корректности разработанной модели оценки связности и о возможности ее применения для адекватной оценки связности сети при ее планировании и проектировании.

Как уже отмечалось, в практических задачах узлы сети привязаны к окружающей инфраструктуре, поэтому их распределение по территории может отличаться от унимодального распределения узлов по территории, рассмотренного выше [2, 4].

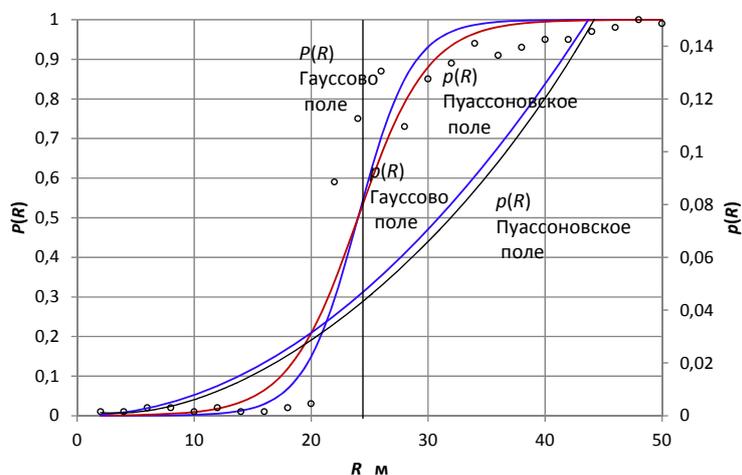


Рисунок 4. Зависимость вероятности связности сети от радиуса узла связи

В качестве примера такой инфраструктуры можно рассмотреть здания городской застройки. Узлы сети размещаются преимущественно внутри зданий, там их плотность достаточно высока, вне зданий плотность узлов значительно меньше [5, 6]. Для описания подобной структуры на плоскости может быть использовано мультимодальное распределение вероятности, распределение с несколькими модами или, что то же самое, с несколькими относительными максимумами, соответствующими этим модам [7].

Задача построения такой модели заключается в выборе закона распределения, с помощью которого можно с достаточной для практических целей точностью описать реальную сеть. В качестве распределения узлов по территории выберем мультимодальное распределение, построенное на основе двумерного нормального распределения $f(x_1, x_2)$ [8]:

$$f(x_1, x_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2\sqrt{1-\rho^2}} e^{-\frac{1}{2(1-\rho^2)}\left(\frac{(x_1-\mu_1)^2}{\sigma_1^2} - \rho\frac{2(x_1-\mu_1)(x_2-\mu_2)}{\sigma_1\sigma_2} + \frac{(x_2-\mu_2)^2}{\sigma_2^2}\right)},$$

где ρ – коэффициент корреляции случайных величин;

(x_1, x_2) – независимые случайные координаты;

σ_1 и σ_2 – среднеквадратические отклонения;

μ_1 и μ_2 – центры рассеяния (математические ожидания).

Мультимодальное двумерное распределение для независимых случайных величин может быть получено, как:

$$f_M(x_1, x_2) = \sum_{i=1}^K n_i f(x_1, x_2, \mu_{1i}, \mu_{2i}, \sigma_{1i}, \sigma_{2i}, \rho_i), \quad 0 \leq n_i \leq 1, \quad \sum_{i=1}^K n_i = 1,$$

где K – количество мод распределения.

Для разработки математической модели сети задается ограниченная область обслуживания (200x200 м). Используя алгоритм имитационного моделирования (см. рис. 3), получаем аналитическую модель БСС (рис. 5) для 4-х модального распределения.

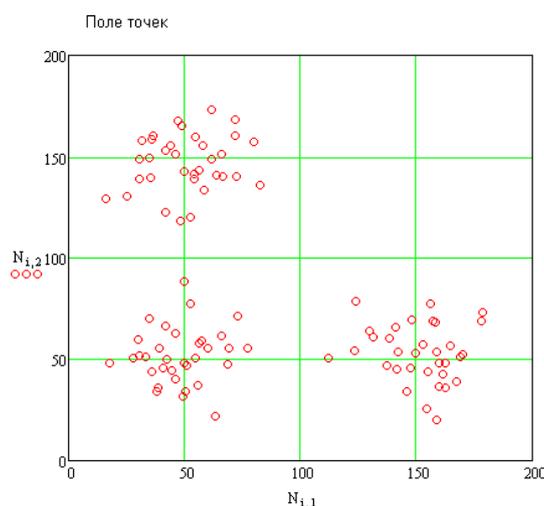


Рисунок 5. Графическое представление 4-х модального распределения

По результатам исследований [9] получаем, что сеть является связной, т. к. между всеми вершинами графа, которым она описана, есть связи. По результатам имитационного моделирования доказано, что полученная плотность вероятности для 4-х модального распределения узлов соответствует плотности вероятности распределения узлов реальной сети.

Таким образом, варьируя количество мод, значения дисперсий по каждой из координат и коэффициентов корреляции для каждой из мод распределения, можно получить разнообразные формы распределения узлов сети, которые могут быть использованы для адекватной оценки связности реальной сети при планировании и проектировании БСС. Однако, говоря о планировании и проектировании БСС важно помнить, что основная задача сети не просто возможность предоставления услуги, а обеспечение требуемого качества обслуживания при ее предоставлении. В качестве параметра качества обслуживания БСС можно определить время доставки сообщений.

В общем случае, маршрут передачи данных может быть представлен как многофазная система массового обслуживания (СМО). При этом каждая из фаз обслуживания представляет собой участок маршрута. Таким образом, число фаз СМО равно числу скачков в маршруте, а каждая из фаз представляет собой СМО вида $G/G/1/k$ (рис. 6).

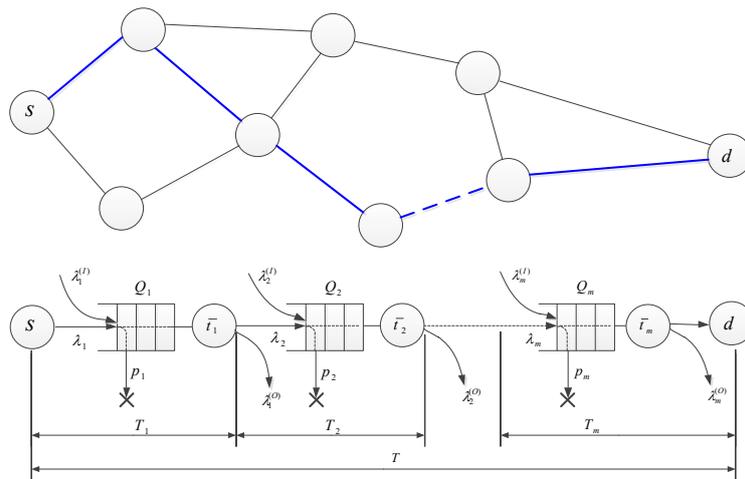


Рисунок 6. Модель маршрута как многофазной СМО

Время доставки сообщения между источником и получателем зависит от параметров фаз обслуживания и их количества. Количество фаз обслуживания определяется числом транзитов в маршруте. Время доставки пакета от источника до шлюза будет определяться, как сумма времени доставки на каждой из фаз обслуживания:

$$\bar{T} = \sum_{i=1}^m \bar{W}_i + \bar{W}_g + (m + 1)\bar{t}.$$

На рисунке 7 приведен график зависимости времени доставки пакета от сенсорного узла до шлюза. На графике приведены теоретические результаты и результаты имитационного моделирования для двух видов распределения координат узлов по территории: равномерного и нормального. В обоих случаях выбраны одинаковые значения дисперсии координат узлов [10].

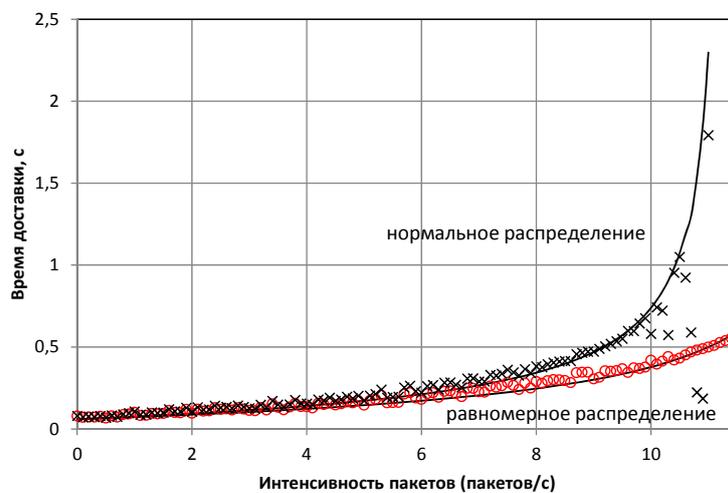


Рисунок 7. Зависимость задержки доставки от интенсивности трафика для равномерного и нормального распределений координат узлов (средняя длина – число транзитов 3)

Сравнительный анализ результатов для различных видов распределения координат узлов показал, что в случае нормального распределения, при относительно высоких значениях нагрузки, имеет место большая задержка доставки пакета. Это является следствием большей нагрузки на последних участках маршрута и в наибольшей степени проявляется на уровне шлюза.

Большая по сравнению с равномерным распределением координат интенсивность нагрузки объясняется неравномерной плотностью узлов в случае нормального распределения координат, которая имеет наибольшее значение в центре зоны обслуживания, т. е. в точке размещения шлюза.

Таким образом, использование модели многофазной СМО при адекватном выборе ее параметров, позволяет с достаточной для практических целей точностью оценить время доставки данных маршрутом в БСС с достаточно большим числом узлов. Основной проблемой при проектировании БСС является отсутствие возможности для расчета заданных параметров функционирования в зависимости от практического назначения сети.

Список используемых источников

1. Бузюков Л.Б., Окунева Д.В., Парамонов А.И. Анализ связности самоорганизующейся беспроводной сети при различном распределении узлов по территории // Электросвязь. 2016. № 9. С. 58–62.
2. Бузюков Л.Б., Окунева Д.В., Парамонов А.И. Исследование характеристик самоорганизующейся беспроводной сети при различных способах размещения узлов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 28–32.
3. Koucheryavy A., Nurilloev I., Paramonov A. Connectivity Estimation in Wireless Sensor Networks // NEW2AN. 2016. С. 269–277.
4. Окунева Д.В. Исследование беспроводной сенсорной сети с мультимодальным распределением узлов на плоскости // Научно-практический журнал «Современная наука: актуальные проблемы теории и практики». Серия «Естественные и технические науки». 2017. № 01. С. 9–13.
5. Окунева Д.В., Прошутинский К.В. Повышение эффективности балансировки трафика в сети на основе оценки концентрации внимания пользователя // Распределенные компьютерные и телекоммуникационные сети: управление, вычисление, связь (DCCN-2016). С. 363–370.
6. Grishin I., Kirichek R., Okuneva D., Falin M. Development of a node-positioning algorithm for wireless sensor networks in 3D Space // 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT). 2016. С. 279–282.
7. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям. СПб.: Наука, 2001. 293 с.
8. Buziukov L., Okuneva D. Impact of node placement on the connectivity of wireless Ad Hoc networks // Proceedings of the FRUCT'19. 2016. PP. 365–369.
9. Бузюков Л.Б., Окунева Д.В., Парамонов А.И. Анализ временных параметров обслуживания трафика беспроводной самоорганизующейся сети // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 10. С. 66–75.
10. Бузюков Л.Б., Окунева Д.В. Анализ влияния алгоритмов выбора головного узла на параметры функционирования БСС при различном распределении узлов по территории // Информационные технологии и телекоммуникации. 2017. Т. 3. № 4. С. 40–48.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ НЕЛОКАЛЬНЫХ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ В ЗАДАЧЕ ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

С.А. Вавилов¹, М.С. Лытаев²

¹Санкт-Петербургский государственный университет, Санкт-Петербург, 191123, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
Адрес для переписки: mikelytaev@gmail.com

Информация о статье

УДК 519.633.2

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Вавилов С.А., Лытаев М.С. Особенности применения нелокальных граничных условий в задаче тропосферного распространения радиоволн // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 13–20.

Аннотация: В работе исследуется метод дискретных нелокальных граничных условий для решения задачи численного моделирования распространения ультракоротких радиоволн вблизи поверхности Земли в параксиальном приближении. Представлена модификация указанного подхода для широкоугольного параболического уравнения. Предложенный метод позволяет обходиться без искусственного вводимого понятия поглощающего слоя при пошаговом построении численного решения в полубесконечной области. Выполнено сравнение с методом расщепления Фурье.

Ключевые слова: распространение радиоволн, неоднородная тропосфера, параболическое уравнение, уравнение Гельмгольца, нелокальное граничное условие.

ON APPLICATION OF NON-LOCAL BOUNDARY CONDITIONS FOR TROPOSPHERIC RADIOWAVE PROPAGATION PROBLEMS

S. Vavilov¹, M. Lytaev²

¹St.Petersburg State University, St. Petersburg, 191123, Russian Federation

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

Article info

Article in Russian

For citation: Vavilov S., Lytaev M. On application of non-local boundary conditions for tropospheric radio wave propagation problems // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 13–20.

Abstract: In this research we are concerned with the method of non-local transparent boundary conditions for the numerical modeling of radio wave propagation near the Earth's surface. A modification of this approach to wide-angle parabolic equation is presented. The considered method does

not require manual selection of the artificial parameters depending on the initial data. A comparison analysis with split-step Fourier method is given.

Keywords: *radiowave propagation, inhomogeneous medium, parabolic equation, Helmholtz equation, non-local boundary conditions.*

Введение

Прогнозирование зон радиовидимости в различных метеорологических условиях является актуальной задачей при проектировании и эксплуатации радиотехнических систем различного назначения [1]. Хорошо известно, что значительное влияние на распространение радиоволн оказывают пространственные изменения показателя преломления тропосферы, который зависит от температуры, влажности и давления [2]. Волноводы, возникающие вдоль трассы распространения, могут как значительно увеличить зону действия радиотехнических систем, так и способствовать возникновению слепых зон. Наиболее заметные аномалии, связанные с процессами испарения воды, наблюдаются над поверхностью моря.

Все бóльшую популярность набирают системы оперативного прогнозирования характеристик распространения радиоволн в неоднородной тропосфере [3], например, AREPS, TEMPER и CARPET [4]. Такие системы способны собирать и обрабатывать метеорологическую информацию из различных источников в реальном времени и обеспечивают наглядное представление полученных результатов моделирования. Важным компонентом такой системы является модуль расчета электромагнитного поля в неоднородной среде. Наибольшую популярность для решения данного класса задач приобрел метод параболического уравнения и основанный на нем алгоритм расщепления Фурье [2].

Анализ вышеупомянутых систем и лежащих в их основе численных алгоритмов показывает, что они обладают серьезными недостатками. Особенности построения численного решения указанной задачи в полубесконечном интервале высот исследованы недостаточно, что приводит к появлению ложных отражений от верхней границы расчетной области. Введение искусственного поглощающего слоя позволяет уменьшить влияние ложных отражений, однако параметры такого слоя определяются исходя из некоторых эмпирических соображений, что делает затруднительным оценку эффективности алгоритма в зависимости от конкретных свойств среды. Альтернативным подходом является введение нелокальных граничных условий, которые позволяют свести исходную задачу к эквивалентной с ограниченной по высоте областью интегрирования. Следует отметить, что метод нелокальных граничных условий широко используется для решения аналогичных задач в гидроакустике и квантовой механике [5]. В задаче тропосферного распространения дополнительную сложность создаёт тот факт, что эффективный индекс преломления, учитывающий эффекты дифракции вокруг поверхности Земли, представляет собой линейно растущую функцию.

Постановка задачи

Задача распространения электромагнитных волн вблизи поверхности Земли заключается в нахождении комплексного поля в переменных Пекериса [2]. Функция $V(x, z)$ удовлетворяет уравнению Гельмгольца:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} + k^2 m^2(x, z)V = 0, \quad (1)$$

где $k = 2\pi/\mu$ – волновое число в вакууме;

μ – длина волны;

$m^2(x, z) = 1 + 2N(x, z) + 2z/R$;

$N(x, z)$ – индекс преломления среды;

R – радиус Земли.

Далее предполагается, что $N(x, z) = 0$ при $z > z_b$. Для обозначения индекса преломления часто используется М-профиль [2], который выражается через функцию m как:

$$M = (m - 1)10^6.$$

Функция $V(x, z)$ также удовлетворяет импедансному граничному условию:

$$\left. \left(\frac{\partial V}{\partial z} + qV \right) \right|_{z=0} = 0, \quad (2)$$

где q – комплексное число с положительной мнимой частью.

Характерной особенностью рассматриваемой задачи является то, что волновое поле порождается начальным условием:

$$V(0, z) = V_0(z) \quad (3)$$

с известной функцией $V_0(z)$, отвечающей диаграмме направленности излучающей антенны в дальней зоне. В качестве $V_0(z)$ обычно выбирается Гауссов пучок, определяемый соотношением [2]:

$$V_0(z) = \frac{k\beta}{2\sqrt{\pi} \log 2} \exp(-ik\theta_0) \exp\left(-\frac{\beta^2}{8 \log 2} k^2(z - z_0)^2\right),$$

где z_0 – высота антенны;

β – угол раствора;

θ_0 – угол наклона.

Метод параболического уравнения

После совершения замены $U(x, z) = e^{-ikx}V(x, z)$, отвечающей параксиальному приближению, уравнение (1) запишется относительно функции $U(x, z)$ в виде:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + 2ik \frac{\partial U}{\partial x} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} + k^2(m^2(x, z) - 1)U = 0.$$

Решение для волн, распространяющихся в положительном направлении вдоль оси x , может быть формально записано следующим образом:

$$U(x + \Delta x, z) = e^{ik\Delta x(\sqrt{1+L}-1)}U(x, z),$$

$$L = \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + m^2(x, z) - 1.$$

Раскладывая операторную экспоненту при помощи аппроксимации Паде [2]:

$$e^{ik\Delta x(\sqrt{1+L}-1)} \approx \frac{4i + (i - k\Delta x)L}{4i + (i + k\Delta x)L'}$$

и заменяя оператор L конечно-разностным аналогом $L_h u_j^n = (h^2 k^2)^{-1} \Delta^2 u_j^n + 2N(n\Delta x, jh) + 2jh/R$ с учетом граничного условия (2), приходим к численной схеме Кранка-Николсона:

$$(4i + (i + k\Delta x)L_h)u_j^{n+1} = (4i + (i - k\Delta x)L_h)u_j^n \quad (4)$$

где $u_j^m = U(m\Delta x, jh)$, h – шаг сетки по переменной z .

Данная аппроксимация соответствует одному из вариантов широкоугольного параболического уравнения и является пригодной для углов распространения до 40° , что дает возможность использовать данный подход в среде с горизонтальными препятствиями [4].

Дискретное нелокальное граничное условие

Применяя z -преобразование по продольной переменной n , уравнение (4) при $j \geq B = \lceil z_b/h \rceil$ запишется следующим образом:

$$\left(4i + (i + k\Delta x) \left(\frac{1}{h^2 k^2} \Delta^2 + \frac{2j}{R} \right) \right) \xi \hat{u}_j(\xi) =$$

$$= \left(4i + (i - k\Delta x) \left(\frac{1}{h^2 k^2} \Delta^2 + \frac{2j}{R} \right) \right) \hat{u}_j(\xi), \quad (5)$$

где $\hat{u}_j(\xi) = \sum_{n=0}^{\infty} u_j^n \xi^{-n}$.

Следуя работе [6], решение уравнения (5) может быть записано в явном виде:

$$\hat{u}_j(\xi) = J_{j+\frac{2+d(\xi)}{c}}\left(\frac{2}{c}\right),$$

$$c = -\frac{2k^2h^3}{R},$$

$$d(\xi) = \frac{2k^2((Bh^3 + 2R\Delta x^2)(1 - \xi) + ikB\Delta xh^3(1 + \xi))}{R(1 - \xi + ik\Delta x(1 + \xi))},$$

где J – функция Бесселя первого рода.

Совершая обратное z-преобразование, приходим к дискретному нелокальному граничному условию:

$$u_{B-1}^n - s_B^0 u_B^n = \sum_{m=1}^{n-1} u_B^{n-m} s_B^m,$$

где коэффициенты свертки s_B^n определяются следующим образом:

$$s_B^n = \frac{\tau^n}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\hat{u}_{B+1}(\xi)}{\hat{u}_B(\xi)} \exp(iny) dy.$$

Описанные в [6] способы вычисления коэффициентов свертки в некоторых случаях приводят к неустойчивым результатам. Для эффективного вычисления обратного z-преобразования был использован адаптивный алгоритм численного интегрирования, основанный на аппроксимации подынтегральной функции полиномами Чебышева произвольного порядка [7]. Для вычисления отношения функций Бесселя под интегралом используется алгоритм Ленца [8]. Следует отметить, что коэффициенты свертки не зависят от постоянно изменяющихся параметров среды и могут быть вычислены заранее для использования в системах прогнозирования реального времени, где требуется высокая скорость расчетов.

Анализ результатов

Сравнение описанного метода будет проводиться с программой PE-TOOL [4], осуществляющей решение задачи методом расщепления Фурье для аналогичной широкоугольной аппроксимации. Будем использовать следующие расчетные параметры: $\Delta x = 10$ м, $\Delta z = 0,03$ м, высота расчетной области $z_b = 300$ м, высота антенны $z_0 = 30$ м, горизонтальная поляризация. Параметр

условия на нижней границе (2) соответствует морской поверхности. Высота поглощающего слоя метода расщепления Фурье составляла 300 м. Сначала рассмотрим случай однородной тропосферы при $N(x, z) = 0$. На рис. 1 изображен график распределения поля $10\log_{10}|V|$ на высоте 30 м.

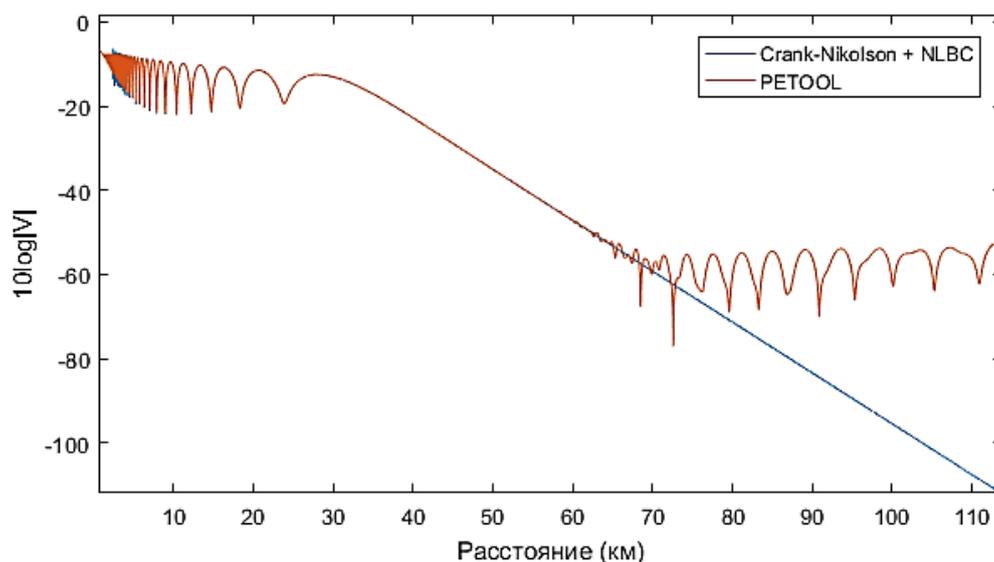


Рисунок 1. Ложные отражения метода расщепления Фурье

Как можно видеть, оба метода демонстрируют почти идеальное совпадение на расстояниях до 60 км, однако далее метод расщепления Фурье приводит к результатам, не соответствующим общепринятым представлениям о дифракции вокруг поверхности Земли [2]. Следует отметить, что путем увеличения высоты расчетной области или выбором подходящей весовой функции для поглощающего слоя всегда удастся добиться совпадения с предложенным методом, однако это приводит к увеличению вычислительных затрат.

Далее применим полученный алгоритм для моделирования эффекта аномального распространения, связанного с испарением воды над поверхностью моря. На рис. 2 изображен М-профиль индекса преломления для волновода испарения. Параметры такого волновода обычно восстанавливаются по метеорологическим параметрам – температуре, влажности и давлению при помощи теории подобия Монина-Обухова [9]. Еще одним подходом к определению профиля индекса преломления является анализ обратного рассеяния от морской поверхности [10].

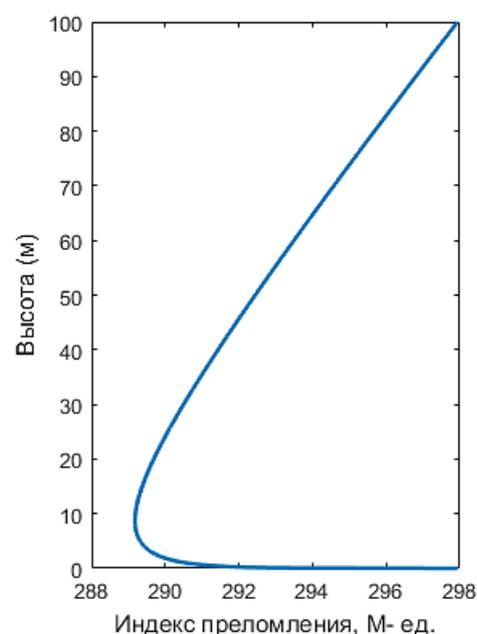


Рисунок 2. М-профиль волновода испарения

Как видно из рис. 3, наличие волновода испарения способно значительно увеличить зону радиовидимости вблизи поверхности моря.

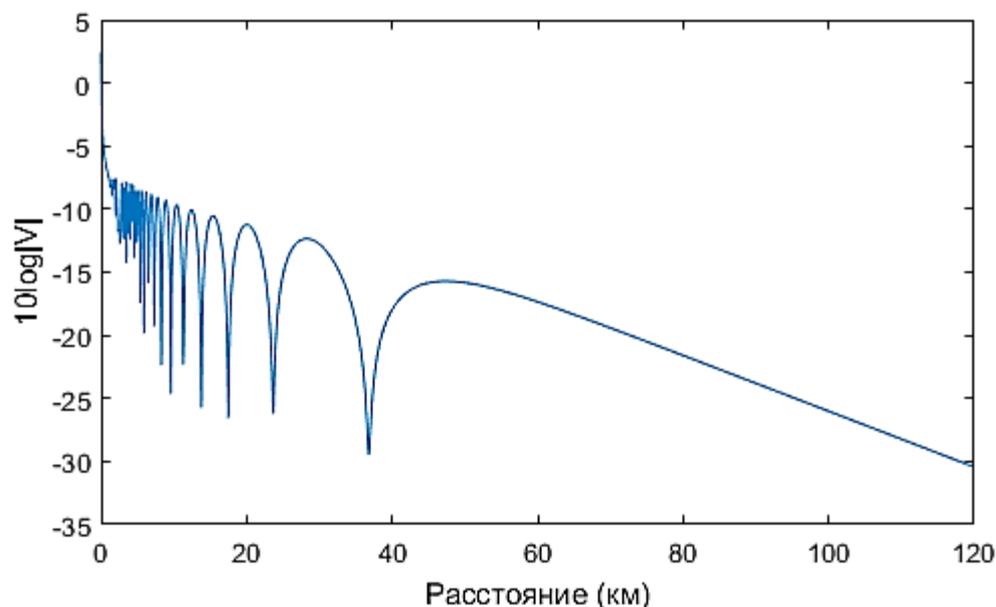


Рисунок 3. Распределение поля на высоте 30 м

Продемонстрируем работу алгоритма для приподнятого волновода [4] при наличии горизонтального препятствия. Распределение электромагнитного поля изображено на рис. 4. Детали реализации схемы Кранка-Николсона для горизонтально неоднородной среды в однонаправленном приближении описаны в [2].

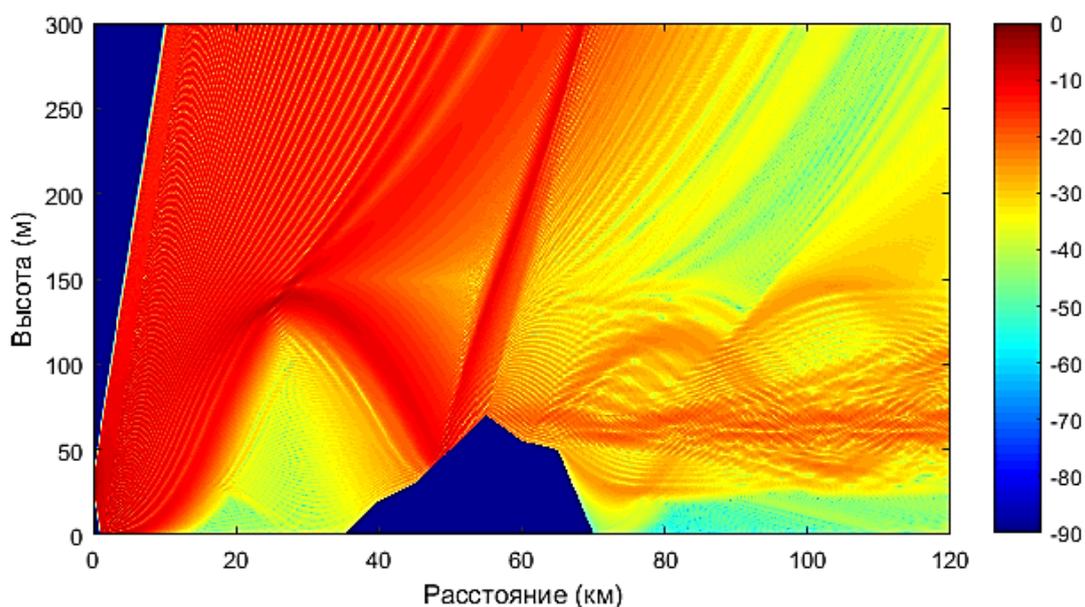


Рисунок 4. Распределение поля $10\log|V|$

Заключение

Таким образом, предлагаемый подход позволяет строить численное решение задачи на любых расстояниях без введения искусственного поглощающего слоя и прочих эмпирических приемов. Предложенные алгоритмы не требуют ручного подбора расчетных параметров в зависимости от входных данных, а максимальная точность в 110 дБ при решении задачи в стандартной арифметике двойной точности достигается автоматически. В дальнейшем планируется обобщить предложенный подход для произвольной аппроксимации Паде и подробнее исследовать особенности решения задачи в горизонтально неоднородной среде.

Список используемых источников

1. Zhang P., Bai L., Wu Z., Guo L. Applying the Parabolic Equation to Tropospheric Ground-wave Propagation: A review of recent achievements and significant milestones // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2016. Vol. 58. Iss. 3. PP. 31–44.
2. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. London. IET. 2000. 347 p.
3. Светличный В.А., Смирнова О.В. Применение геоинформационных систем для оперативного прогнозирования радиолокационной наблюдаемости объектов // *Информация и космос*. 2014. № 4. С. 73–76.
4. Ozgun O., Apaydin G., Kuzuoglu M., Sevgi L. PETOOL: MATLAB-based one-way and two-way split-step parabolic equation tool for radiowave propagation over variable terrain // *Computer Physics Communications*. 2011. Vol. 182. Iss. 12. PP. 2638–2654.
5. Feshchenko R., Popov A. Exact transparent boundary conditions for the parabolic wave equations with linear and quadratic potentials // *Wave Motion*. 2017. Vol. 68. PP. 202–209.
6. Ehrhardt M., Mickens R. E. Solutions to the discrete Airy equation: Application to parabolic equation calculations // *Journal of computational and applied mathematics*. 2004. Vol. 172. Iss. 1. PP. 183–206.
7. Dominguez V., Graham I., Smyshlyaev V. Stability and error estimates for Filon–Clenshaw–Curtis rules for highly oscillatory integrals // *IMA Journal of Numerical Analysis*. 2011. Vol. 31. Iss. 4. PP. 1253–1280.
8. Lentz W. Generating Bessel functions in Mie scattering calculations using continued fractions // *Applied Optics*. 1976. Vol. 15. Iss. 3. С. 668–671.
9. Иванов В.К., Шаляпин В.Н., Левадный Ю.В. Определение высоты волновода испарения по стандартным метеорологическим данным // *Известия РАН. Серия «Физика атмосферы и океана»*. 2007. Т. 43. №. 1. С. 42–51.
10. Fountoulakis V., Earls C. Duct heights inferred from radar sea clutter using proper orthogonal bases // *Radio Science*. 2016. Vol. 51. Iss. 10. PP. 1614–1626.

РАСЧЕТ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ КВ-СВЯЗИ НА ГРУППЕ ЧАСТОТ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЧАСТОТНОЙ АДАПТАЦИИ

М.С. Вылегжанин¹, О.А. Михалёв¹

¹Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация
Адрес для переписки: siniy15@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.396.24

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Вылегжанин М.С., Михалёв О.А. Расчет пропускной способности системы КВ-связи на группе частот при использовании частотной адаптации // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 21–27.

Аннотация: Рассмотрена методика расчета пропускной способности системы коротковолновой радиосвязи. Данный расчет доказывает, что использование частотной адаптации способно увеличить пропускную способность КВ-радиосвязи.

Ключевые слова: коротковолновая радиосвязь, пропускная способность, частотная адаптация.

CAPACITY CALCULATION OF HF COMMUNICATION SYSTEMS ON GROUP OF FREQUENCIES AT USE OF FREQUENCY ADAPTATION

M. Vilegzhanin¹, O. Mihaljov¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Vilegzhanin M., Mihaljov O. Capacity calculation of HF communication systems on group of frequencies at use of frequency adaptation // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 21–27.

Abstract: The method of calculation of throughput of the system shortwave (HF) radio communications. This calculation proves that the use of frequency adaptation can increase the throughput of HF radio.

Keywords: shortwave radio, bandwidth, signal and frequency adaptation.

Загрузка КВ-диапазона станционными помехами отличается крайней неравномерностью. С одной стороны, это обусловлено независимостью изменений уровней помех на частотах связи при их соответствующем разносе, а с другой стороны – процессом включения и выключения станционных помех. В этих

условиях существенного повышения эффективности радиосвязи можно достичь путем целенаправленного маневра частотами связи в соответствии с изменяющейся помеховой обстановкой.

Представим, что есть случайный процесс изменения отношения сигнала к шуму (ОСШ) в течение некоторого времени t , а также пороговое ОСШ (Z_1) и ОСШ которое может обеспечить принятая форма сигнала (рис. 1).

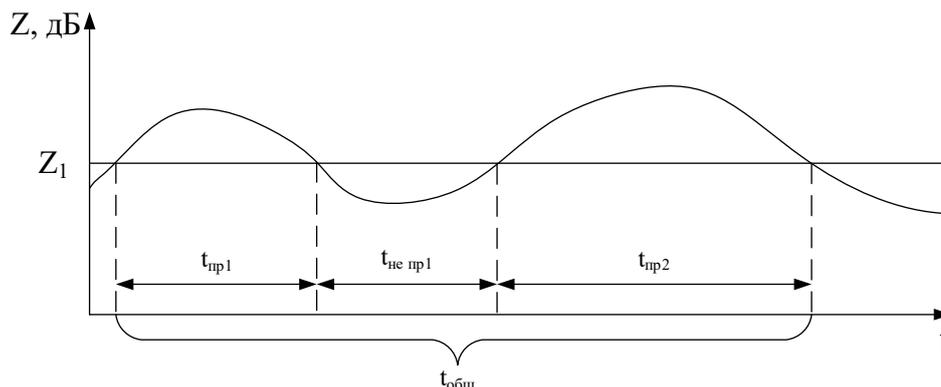


Рисунок 1. График случайного распределения отношения сигнала к шуму в течение времени t

Так как уровни сигналов и помех являются случайными функциями времени, то осуществить радиосвязь с достоверностью, не хуже заданной возможно лишь с некоторой вероятностью. По данному графику можно найти вероятность того, что фактическое ОСШ будет превышать допустимое:

$$P_{Z_1 \geq Z} = \frac{t_{\text{пр1}} + t_{\text{пр2}} + \dots + t_n}{t_{\text{общ}}}$$

Аналитически вероятность связи с достоверностью, не хуже заданной, определяется выражением:

$$P(D \leq D_{\text{доп}}) = P(z \geq z_{\text{доп}}) = \int_{z_{\text{доп}}}^{\infty} w(z) dz, \quad (1)$$

где $D_{\text{доп}}$ – допустимые потери достоверности;

$z_{\text{доп}}$ – требуемое превышение уровня сигнала над уровнем помех, при котором обеспечивается заданная достоверность приёма информации;

$w(z)$ – плотность распределения вероятностей значений z в канале радиосвязи.

Для числовых расчетов вероятности связи по выражению (1) необходимо задать требования по достоверности приёма информации, а также знать конкретный вид распределения $w(z)$.

Согласно статистическим данным [1] распределение уровней сигналов и помех во времени подчиняется нормальному закону. Вследствие этого отношение уровней сигналов и помех также распределено по нормальному закону:

$$w(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left\{-\frac{(z - \bar{z})^2}{\sigma_z^2}\right\}, \quad (2)$$

где \bar{z} – превышение среднего уровня сигнала над средним уровнем помех,

$\sigma_z = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}$ – среднеквадратичное отклонение,

σ_x – рассеяние уровней сигнала на выходе передатчика, обычно для дневных сеансов радиосвязи $\sigma_x = 3 \div 5$ дБ,

σ_y – рассеяние уровней сигнала на входе приёмника, обычно для дневных сеансов радиосвязи $\sigma_y = 8 \div 12$ дБ.

С учетом (2) аналитическое выражение для расчета вероятности связи с достоверностью, не хуже заданной можно записать в виде:

$$P(D \leq D_{\text{доп}}) = P(z \geq z_{\text{доп}}) = F(\xi), \quad (3)$$

где $\xi = \frac{\bar{z} - z_{\text{доп}}}{\sigma_z}$ – расчетный параметр интеграла вероятности;

$F(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi} \exp\left\{-\frac{t^2}{2}\right\} dt$ – интеграл вероятности.

Зная вероятность связи с достоверностью не хуже заданной, легко рассчитать среднюю скорость передачи информации:

$$\bar{C} = C_3 F(\xi),$$

где C_3 – эксплуатационная скорость передачи информации, бит/с.

Произведем расчет сигнала на закреплённой частоте. Требуемое превышение уровня сигнала над уровнем помех ($z_{\text{доп}}$) определяется по рис. 2 для сигнала 4-PSK при $BER = 10^{-3}$, это значение равно 17,5 дБ.

Превышение среднего уровня сигнала над средним уровнем помех (\bar{z} , дБ) по экспериментальным данным для фазовой модуляции [2] равняется 27 дБ.

Среднеквадратичное отклонение будет равняться, дБ: $\sigma_z = \sqrt{5^2 + 12^2} = 13$. Расчетный параметр интеграла вероятности ξ равен: $\xi = \frac{27 - 17,5}{13} = 0,731$.

Теперь через интеграл, представленный в (3), возможно рассчитать аналитическую вероятность связи при заданной вероятности ошибки $BER = 10^{-3}$, которая равна: $F(\xi) = 0,718$.

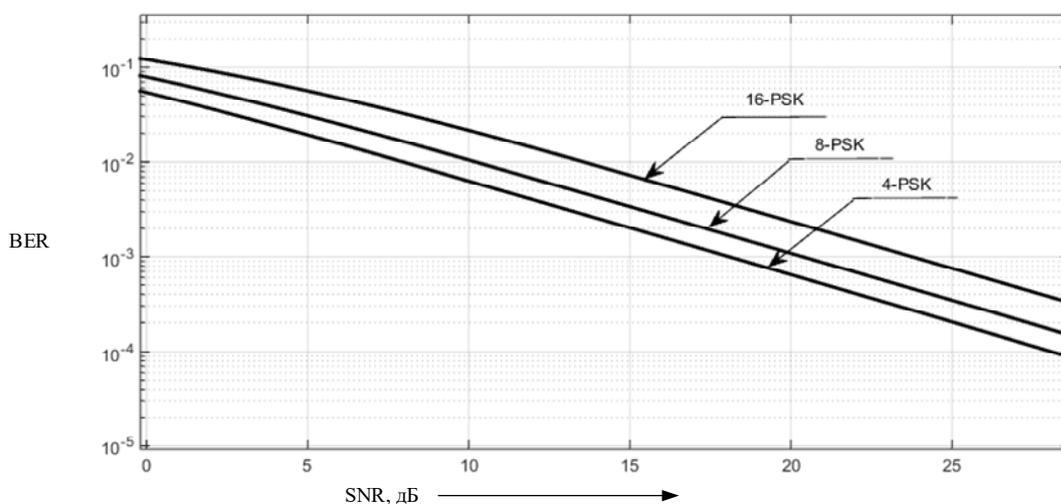


Рисунок 2. Графики помехоустойчивости многопозиционной фазовой модуляции при наличии замираний в канале

Полоса пропускания в дискретном канале (W) равна 3100 Гц. Пропускная способность дискретного канала, по которому передается $m = 4$ дискретных сигналов вычисляется как: $C_3 = W(\log_2(m))$. Средняя скорость передачи информации, при условии что эксплуатационная скорость передачи информации $C_3 = 6200$ бит/с, равняется $\bar{C} = 6200 \times 0,718 = 4451,627$ бит/с.

Загрузка КВ-диапазона стационарными помехами отличается крайней неравномерностью. С одной стороны, это обусловлено независимостью изменений уровней помех на частотах связи при их соответствующем разносе, а с другой – процессом включения и выключения стационарных помех. В этих условиях существенного повышения эффективности радиосвязи можно достичь путем целенаправленного маневра частотами связи в соответствии с изменяющейся помеховой обстановкой.

Системы радиосвязи, реализующие метод группового использования частот связи, могут отличаться критериями выбора и смены частот, способами дистанционного управления передатчиком корреспондента и т. д. Однако при расчете показателей эффективности таких систем можно воспользоваться следующей достаточно общей методикой.

Из рис. 2, видно, что в области высоких отношений сигнал шум возможна передача с гораздо более высокой скоростью, чем в области низких значений. Передача на группе частот позволяет увеличить пропускную способность.

Для наглядности на рис. 3 приведена упрощённая структура КВ-радиоканала с использованием группы частот, где наглядно продемонстрирована частотная адаптация. С помощью приведённой адаптации передача ведется на трёх частотах, следовательно, если на одной из частот отношение сигнал шум будет превышать допустимое, передатчик перестраивается на более благоприятную частоту, тем самым передача не прекращается.

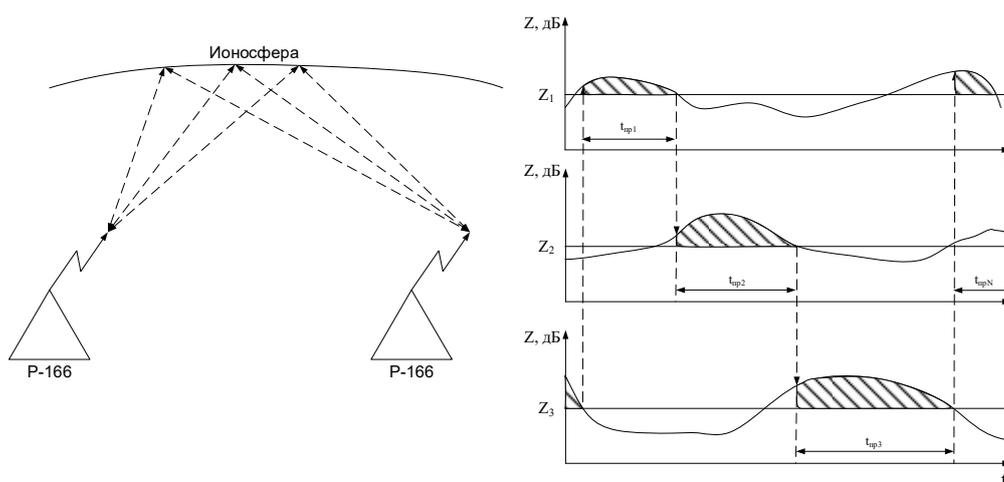


Рисунок 3. Структура использования нескольких радиоканалов в КВ-радиосвязи

Пусть для N радиолиний выделена общая группа из Q частот. При этом, независимо от числа радиолиний и способов выбора и смены частот связи, для каждой из них вероятность обеспечения связи с достоверностью, не хуже заданной, определяется выражением:

$$P_{QN}(P_{\text{ош}} \leq P_{\text{ош доп}}) = P_{QNи} \left(1 - \frac{\bar{\tau}_{\text{п}}}{\bar{\tau}_{\text{р}} + \bar{\tau}_{\text{п}}} \right),$$

где $P_{QNи}$ – вероятность того, что для данной радиолинии в любой момент времени найдется хотя бы одна частота, на которой можно осуществить радиосвязь с требуемым качеством, или иными словами, вероятность обеспечения связи на некоторой идеальной радиолинии с мгновенной заменой частот связи;

$\bar{\tau}_{\text{п}}$ – среднее время, затрачиваемое на смену частоты связи;

$\bar{\tau}_{\text{р}}$ – среднее время работы на одной частоте связи.

Если предложить, что все частоты связи в статическом смысле одинаковы, а критерием их смены является ухудшение качества связи ниже установленной нормы, то значение $P_{QNи}$ рассчитывается по формуле:

$$P_{QNи} = \sum_{k=0}^{N-1} C_Q^k P_1^k (1 - P_1)^{Q-k} \frac{N - k}{N},$$

где $P_{QNи}$ – вероятность связи с качеством не хуже требуемого на одной закрепленной частоте;

$C_Q^k = Q! / k! (Q - k)!$ – возможные совпадения.

Среднее время работы на одной частоте $\bar{\tau}_p$ в общем случае зависит не только от требований к достоверности передаваемой информации, помехоустойчивости применяемых для связи сигналов и от самих условий ведения связи, но и от способа выбора частот связи из числа резервных. Наиболее простыми в технической реализации являются выбор любой пригодной по уровню помех частоты или частоты с минимальным уровнем помех. И хотя второй способ более предпочтителен, как в первом, так и во втором случае:

$$\bar{\tau}_p = \frac{1}{2} \bar{\tau}_{\text{пр}}(z_{\text{доп}}),$$

где $\bar{\tau}_{\text{пр}}(z_{\text{доп}})$ – среднее время пригодного состояния радиоканала при связи на закрепленной частоте, рассчитываемое по формуле, мин:

$$\bar{\tau}_{\text{пр}}(z_{\text{доп}}) = 2\pi\tau_x \sqrt{\frac{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2}{\sigma_X^2}} F(\xi) \exp\left\{\frac{\xi^2}{2}\right\},$$

где τ_x – интервал корреляции уровней помех во времени (равен 3,5 мин).

Произведем расчет сигнала на группе частот, результаты занесены в таблице.

Таблица. Расчетные параметры для группы частот

| | | |
|--|---------|---------|
| Количество частот (N) | $N = 1$ | $N = 3$ |
| Вид модуляции | 4-PSK | 4-PSK |
| Отношение сигнал шум (SNR), дБ | 17,5 | 17,5 |
| Вероятность связи с качеством не хуже требуемого на одной закрепленной частоте ($F(x)$). | 0,718 | 0,718 |
| Вероятность обеспечения связи (P_{QN}) с достоверностью не хуже, чем 10^{-3} | 0,718 | 0,978 |
| Длительность пригодного состояния радиоканала ($\tau_{\text{пр}}(z_{\text{доп}})$), мин | – | 27,507 |
| Среднее время работы на одной частоте (τ_p), мин | – | 13,753 |
| Пропускная способность канала \bar{C} , бит/с | 4451,63 | 5995,6 |

Требуемое превышение уровня для сигнала над уровнем помех ($z_{\text{доп}}$) возьмем 17,5 дБ. Пропускная способность на группе частот, при условии что средняя скорость передачи информации $C_3 = 6200$ бит/с, определяется по формуле, бит/с:

$$C_{\text{гр}} = C_3 \times P_{QN}(P_{\text{ош}} \leq P_{\text{ош доп}}).$$

По результатам расчетов можно судить об увеличении вероятности обеспечения связи, и соответственно увеличении пропускной способности канала.

Очевидно, что, увеличивая число поддиапазонов (в каждом из которых работает определённая сигнально-кодовая конструкция), можно добиться существенного увеличения показателя эффективности адаптивной системы радиосвязи по сравнению с неадаптивной. Однако в реальности увеличение числа поддиапазонов может повлечь за собой снижение устойчивости системы связи и рост объема служебных данных, необходимых для согласованной смены сигнально-кодовых конструкций на приемной и передающей сторонах.

Снижение устойчивости объясняется прежде всего тем, что с увеличением числа поддиапазонов, уменьшается ширина каждого из них. Отношение сигнал/шум в канале изменяется произвольным образом и на произвольную величину. Следовательно, возможна ситуация, когда в быстро меняющемся канале связи будут циркулировать только пакеты автоматизированной адаптации. Полоса пропускания канала в этом случае будет расходоваться на попытки синхронизации системы.

Кроме того, для повышения устойчивости адаптивной системы на границах смены рабочих скоростей должна быть предусмотрена зона защитного гистерезиса. В силу приведенных выше причин, максимальное число поддиапазонов в системах связи ВЧ-диапазона более шести не целесообразно.

Список используемых источников

1. Комашинский В.И., Максимов А.В. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. М.: Горячая линия – Телеком. 2007. 176 с.
2. Иванов В.А, Рябова Н.В., Бахракова М.И. Экспериментальное исследование диапазонов оптимальных рабочих частот // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия «Радиофизика». 2010. 3 (1). С. 87–94.
3. Благовещенский Д.В. Радиосвязь и электромагнитные помехи: учебное пособие. СПб.: СПбГУАП. 2002. 70 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ВНЕДРЕНИЯ COPM В SDN

В.С. Елагин¹, В.А. Сорокин¹

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

Информация о статье

УДК 004.942

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Елагин В.С., Сорокин В.А. Исследование технологических возможностей COPM в SDN // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 28–35.

Аннотация: Современное бурное развитие информационных технологий требует гибкости и масштабируемости от сети. Традиционные сети не всегда способны эффективно реагировать на новые потребности пользователя. Одним из перспективных направлений модернизации существующей архитектуры сети является концепция SDN. В статье рассмотрена концепция построения SDN, нормативно-правовые требования к сетям общего пользования и текущие сложности, возникающие при реализации законного перехвата трафика в сетях SDN.

Ключевые слова: законный перехват, программно-конфигурируемые сети, SDN, COPM, OpenFlow, DPI.

RESEARCH OF TECHNOLOGICAL POSSIBILITIES OF THE IMPLEMENTATION OF LAWFUL INTERCEPTION IN SDN

V. Elagin¹, V. Sorokin¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Elagin V., Sorokin V. Research of technological possibilities of the implementation of lawful interception in SDN // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 28–35.

Abstract: Traditional networks are not always able to respond effectively to the new needs of the user. The existing network architecture requires modernization. SDN is one of the promising directions of development of information networks. The article discusses the concept of SDN networks, legal requirements for public networks and the current difficulties encountered in the implementation of lawful interception of traffic on networks SDN.

Keywords: lawful interception, software defined network, SDN, LI, OpenFlow, DPI.

Современное бурное развитие информационных технологий требует гибкости и масштабируемости от сети. Количество подключённых устройств каждый год растёт в геометрической прогрессии, лишь устройств Интернета вещей к 2021 году ожидается до 46 млрд штук. Увеличивается и объём генерируемого трафика. Традиционные сети не всегда способны эффективно реагировать на новые потребности пользователя. Требуется модернизация существующей архитектуры сети. Одним из перспективных направлений развития информационных сетей является SDN (от англ. *Software Defined Network*, программно-конфигурируемая сеть) – технология построения архитектуры сетей связи, основанная на принципе разделения функций управления и функций передачи. В традиционных маршрутизаторах и коммутаторах данные функции неотделимы друг от друга, и каждый элемент принимает решения самостоятельно и относительно независимо (рис. 1).

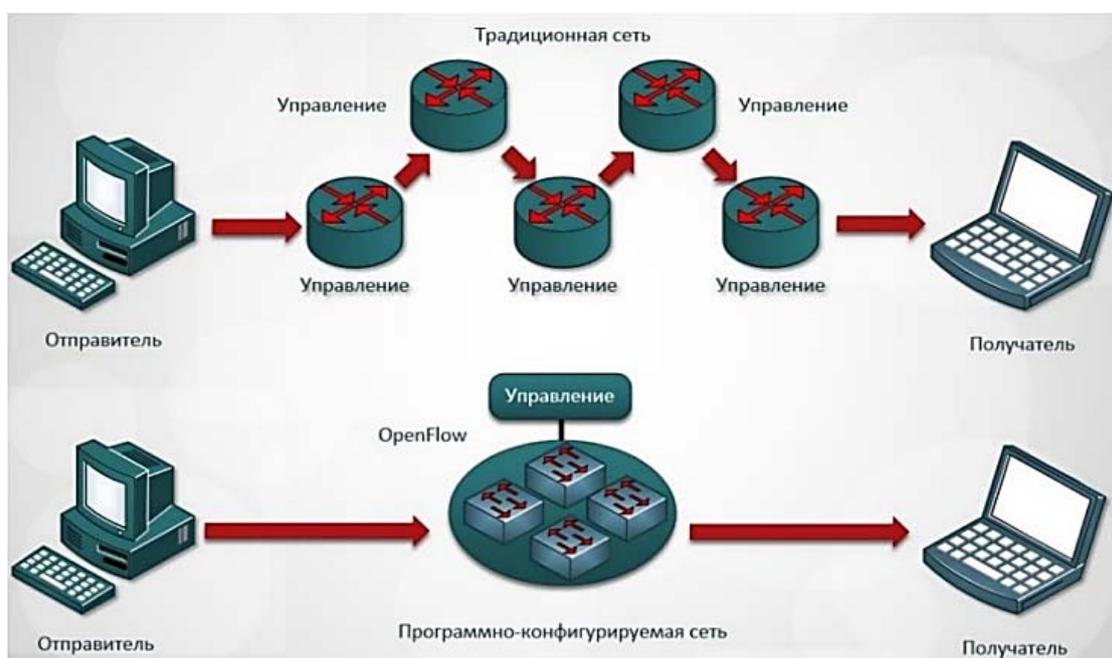


Рисунок 1. Управление сетью в традиционной сети и сети SDN

Концепция SDN предполагает вынести функции управления в отдельное устройство – контроллер, а коммутаторам оставить только функцию передачи трафика. Вся логика управления сетевыми устройствами в SDN реализуется программным способом, что позволяет разработчикам создавать собственные приложения для управления сетью через программные интерфейсы (API) контроллера.

Взаимодействие между контроллером и коммутаторами осуществляется посредством протокола управления. Первым открытым стандартизированным протоколом является *OpenFlow*. Управление данными в *OpenFlow* осуществляется

на уровне потоков, а не отдельных пакетов. Правила в коммутаторе устанавливаются с участием контроллера только для первого пакета, потом все последующие пакеты потока его используют. Стандарт *OpenFlow* принят большинством производителей сетевого оборудования, и уже доступны *OpenFlow*-решения на рынке сетевого оборудования. Существуют и проприетарные решения протоколов управления, но в связи с их закрытой документацией нет возможности изучить их.

Преимуществом перехода к концепции SDN является:

1) Снижение капитальных затрат. Уменьшение выполняемых задач коммутаторами позволят существенно снизить их стоимость.

2) Централизованное управление. К контроллеру подключены все коммутаторы в сети, соответственно упрощается эксплуатация сети и он будет иметь представление о состоянии сети, что позволит производить балансировку нагрузки.

3) Гибкость. Используя программные интерфейсы контроллера можно разрабатывать и внедрять новые услуги или сервисы без необходимости вносить изменений в конфигурацию сети.

4) Автоматизация. Возможность производить конфигурацию, предоставление новых услуг используя готовые алгоритмы.

Одним из нерешенных вопросов на сетях SDN является реализация функций законного перехвата, осуществляемого СОРМ (сокращение от Система технических средств для обеспечения функций Оперативно-Розыскных Мероприятий). Согласно приказу № 83 Министерства связи и массовых коммуникаций РФ от 16-го апреля 2014 года (далее – Приказ), все операторы сетей передачи данных до 31 марта 2015 года должны привести используемое, а также вводимое в эксплуатацию оборудование коммутации и маршрутизации пакетов информации в соответствие с требованиями, указанными в Приказе [1].

Как говорилось ранее, концепция SDN предполагает реализацию функции управления сетью и сложных сетевых функций на контроллере, поэтому логично было бы внедрять функции СОРМ на контроллере в виде сетевого приложения и получать требуемые приказом идентификаторы через API. Реализация системы законного перехвата трафика на контроллере позволит централизованно следить и собирать необходимую информацию в одном узле сети.

Для рассмотрения возможности данной реализации был проведён сравнительный анализ параметров, установленных Приказом, с возможными классификаторами, определенными в потоковых таблицах *OpenFlow*-коммутаторов (см. табл.). Из произведённого сопоставления можно сделать вывод о невозможности реализации СОРМ в контроллере ПКС-сети из-за нехватки полей соответствия в классификаторах протокола *OpenFlow*.

Для практического подтверждения полученного вывода была развёрнута виртуальная SDN-сеть. В качестве компьютерной сети использовался эмулятор

mininet, в качестве контролера использовалась сетевая операционная система *Floodlight*.

Таблица. Сопоставление параметров контроля и полей соответствия в классификаторах *OpenFlow*

| № п/п | Параметр контроля | Наличие поля соответствия в классификаторах <i>Openflow</i> |
|-------|---|---|
| 1 | Постоянный IP-адрес (IPv4, IPv6) | Да |
| 2 | IP-адреса, определяемые по маске | Да |
| 3 | Имя учетной записи пользователя, используемое для идентификации пользователя услуг связи при доступе к сети передачи данных | Нет |
| 4 | Электронный почтовый адрес для всех почтовых сервисов с применением протоколов SMTP, POP3, IMAP4, не использующих средства защиты информации, включая криптографические | Нет |
| 5 | Электронный почтовый адрес сервисов, не использующих средства защиты информации, включая криптографические | Нет |
| 6 | Телефонный номер пользователя (вызываемого и/или вызывающего) | Нет |
| 7 | Идентификатор абонентской телефонной линии, используемый для идентификации пользователя услуг связи при доступе к сети передачи данных и телематическим услугам связи | Нет |
| 8 | Идентификатор вызываемого и вызывающего пользователя услуг связи по передаче данных для целей передачи голосовой информации | Нет |
| 9 | Международный идентификатор абонента сети подвижной связи (IMSI) | Нет |
| 10 | Международный идентификатор мобильного оборудования (IMEI) | Нет |
| 11 | Уникальный идентификатор оборудования сетей передачи данных (MAC-адрес) | Да |
| 12 | Идентификатор служб обмена сообщениями, включая ICQ | Нет |
| 13 | Мобильный идентификационный номер мобильной абонентской радиостанции (MIN) | Нет |

Схематично изобразим топологию созданной сети (рис. 2), все узлы с подключениями и введем некоторые условные обозначения:

- 1) h1..h9 – хосты, подключенные к *OpenFlow*-коммутаторам;
- 2) eth0..eth4 – интерфейсы подключения (*Ethernet*);
- 3) s1..s4 – *OpenFlow*-коммутаторы;
- 4) c0 – контроллер с сетевой операционной системой *Floodlight*.

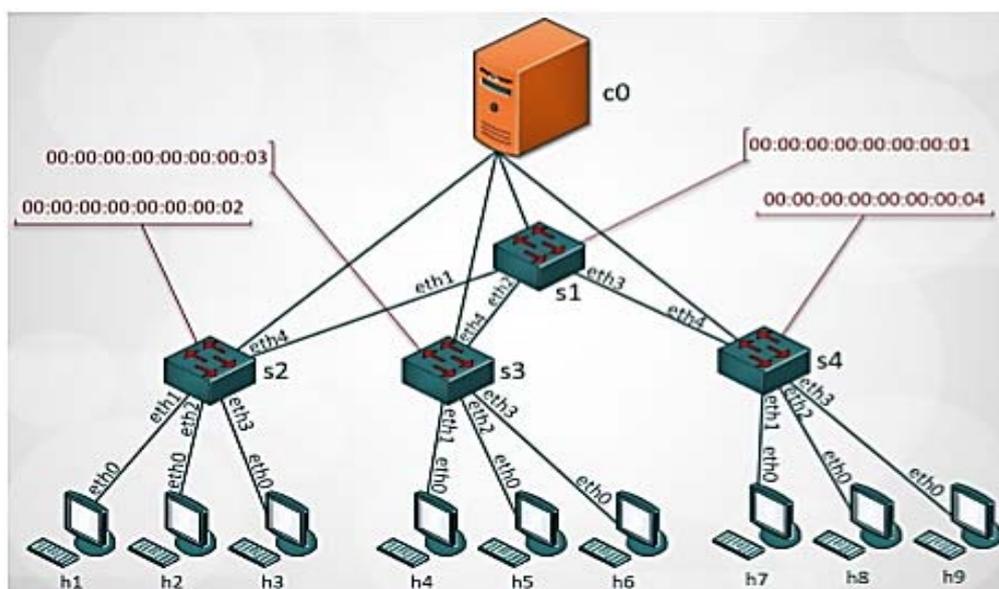


Рисунок 2. Архитектура сети эксперимента

Целью проводимого эксперимента являлось осуществление проверки на достаточность получаемой информации контроллером для реализации СОРМ. Большая часть параметров контроля, установленных Приказом, переносятся пакетами высокоуровневых протоколов. В качестве такого протокола будут использоваться пакеты протокола прикладного уровня передачи данных – HTTP (от англ. *HyperText Transfer Protocol*, протокол передачи гипертекста).

Для генерации HTTP-трафика между хостами достаточно запустить на одном из хостов простейший веб-сервер, а с другого хоста выполнить запрос к данному серверу. В рамках эксперимента был запущен на «h2» веб-сервер, написанный на языке программирования *Python*, а осуществление HTTP-запроса к серверу будем делать средствами консольной команды *wget* с хоста «h8». Для мониторинга *OpenFlow* пакетов на интерфейсах коммутаторов (рис. 3) и контроллера (рис. 4) использовался сетевой анализатор трафика *wireshark*.

| No. | Time | Source | Destination | Protocol | Length | Info |
|-----|----------|----------|-------------|----------|--------|-----------------------------|
| 22 | 1.012738 | 10.0.0.8 | 10.0.0.2 | HTTP | 176 | GET / HTTP/1.1 |
| 31 | 1.313622 | 10.0.0.2 | 10.0.0.8 | HTTP | 1251 | HTTP/1.0 200 OK (text/html) |

Рисунок 3. Мониторинг *OpenFlow*-пакетов на интерфейсах коммутаторов

Рассмотрим подробнее *OpenFlow*-обмен для изучения получаемой информацией контроллером. В связи с отсутствием записей в таблице потоков коммутатора «s2» для поступившего на него HTTP-пакета (№ 22 на рис. 3), коммутатор информирует контроллер о новом поступившем пакете с помощью сообщения *packet_in* (№ 506 на рис. 4), который содержит копию HTTP-запроса пользовательского трафика до транспортного уровня модели OSI (рис. 5).

| | | | | | | |
|-----|-----------|----------------|----------------|----------|-----|-----------------------|
| 506 | 16.495... | 172.16.117.231 | 172.16.117.240 | OpenFlow | 182 | Type: OFPT_PACKET_IN |
| 508 | 16.511... | 172.16.117.240 | 172.16.117.231 | OpenFlow | 210 | Type: OFPT_FLOW_MOD |
| 509 | 16.513... | 172.16.117.240 | 172.16.117.231 | OpenFlow | 210 | Type: OFPT_FLOW_MOD |
| 510 | 16.515... | 172.16.117.240 | 172.16.117.231 | OpenFlow | 210 | Type: OFPT_FLOW_MOD |
| 511 | 16.517... | 172.16.117.240 | 172.16.117.231 | OpenFlow | 180 | Type: OFPT_PACKET_OUT |
| 513 | 16.518... | 172.16.117.231 | 172.16.117.240 | OpenFlow | 182 | Type: OFPT_PACKET_IN |
| 515 | 16.522... | 172.16.117.240 | 172.16.117.231 | OpenFlow | 210 | Type: OFPT_FLOW_MOD |
| 516 | 16.524... | 172.16.117.240 | 172.16.117.231 | OpenFlow | 210 | Type: OFPT_FLOW_MOD |
| 518 | 16.526... | 172.16.117.240 | 172.16.117.231 | OpenFlow | 210 | Type: OFPT_FLOW_MOD |
| 519 | 16.527... | 172.16.117.240 | 172.16.117.231 | OpenFlow | 180 | Type: OFPT_PACKET_OUT |

Рисунок 4. Мониторинг *OpenFlow*-пакетов на интерфейсах контроллера

```

OpenFlow 1.3
  Version: 1.3 (0x04)
  Type: OFPT_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
  Pad: 0000
  > Data
    > Ethernet II, Src: 36:56:4f:86:b1:d8 (36:56:4f:86:b1:d8), Dst: de:b7:7e:6c:e7:b7 (de:b7:7e:6c:e7:b7)
    > Internet Protocol Version 4, Src: 10.0.0.8, Dst: 10.0.0.2
    > Transmission Control Protocol, Src Port: 37683 (37683), Dst Port: 888 (888), Seq: 0, Len: 0
  
```

Рисунок 5. Содержимое *packet_in*-пакета, полученного контроллером

Контроллер, на основе полученных данных в пакете, добавляет данные о потоке в таблицы потоков коммутаторов «s2», «s1», «s4» (пакеты №№ 3094-3096 на рис. 4). После назначения маршрута контроллер указывает коммутатору «s2», с помощью пакета *packet_out* (№ 511 на рис. 4) отправить полученный пакет на «s1» по интерфейсу «eth4». Получив инструкции, коммутатор «s2» отправляет пакет коммутатору «s1», последний коммутатору «s4». Хост «h2», получив HTTP-запрос, формирует ответ, который будет отправлен по аналогично полученной инструкции.

Результаты сопоставления параметров и проведенного эксперимента говорят о том, что контроллер, благодаря полям соответствия классификаторов протокола *OpenFlow*, имеет возможность получать информацию о потоках (пакетах) включительно до транспортного уровня, чего недостаточно для интеграции COPM в контроллер SDN сети, так как некоторые параметры контроля передаются с помощью высокоуровневых протоколов. Таким образом, если реализовать систему законного перехвата трафика в контроллере без внесения изменений в имеющиеся классификаторы *OpenFlow* протокола, то COPM будет реализован неполноценно и трафик с параметрами передаваемые в высокоуровневых протоколах, не будут обнаруживаться [2].

В качестве альтернативного варианта, рассмотрим модель реализации COPM на уровне коммутаторов SDN (рис. 6).

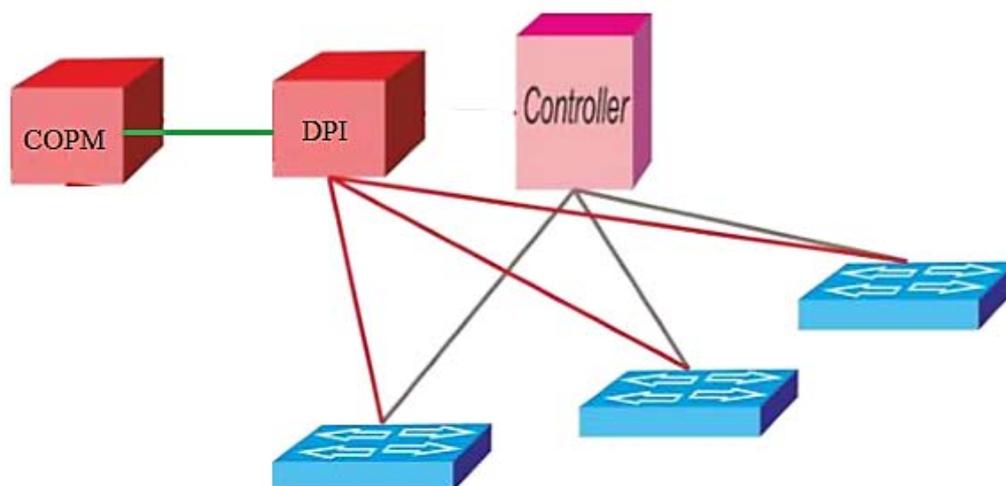


Рисунок 6. Схема подключения при реализации модели COPM на уровне коммутаторов

Идея данной модели будет заключаться в «пассивном» режиме съёма трафика путём настройки «зеркалирования» трафика коммутаторов на специальный узел связи, где будет происходить дальнейший его анализ. Для получения идентификаторов высокоуровневых протоколов потребуется реализовывать технологию DPI [3]. Суть технологии DPI (от англ. *Deep Packet Inspection*, технология накопления статистических данных, проверки и фильтрации сетевых пакетов по их содержимому) заключается в глубоком анализе пакета на верхних уровнях модели OSI. Анализ и идентификация протокола/приложения может осуществляться не только по формату заголовков, номерам портов и т. п., но и на базе поведенческого анализа трафика.

Технология DPI позволяет анализировать пакеты не только на нижних трех уровнях модели OSI – а это MAC-, IP- и TCP-заголовки, но и до седьмого уровня включительно. Как раз-таки самой главной особенностью технологии DPI и является ее возможность анализировать прикладной уровень, что, как правило, является очень ресурсоемким процессом.

Система DPI, как правило, устанавливается на границе сети оператора в разрыв существующих каналов на пограничных маршрутизаторах. Тем самым, весь трафик, который покидает или входит в сеть оператора, проходит через DPI, что даёт возможность его мониторинга и контроля.

Реализация DPI в SDN позволит на основе анализа пакетов получать и своевременно обнаруживать параметры контроля, передаваемые с помощью высокоуровневых протоколов (не использующие алгоритмы шифрования). Внедрение технологии DPI непосредственно на коммутаторы будет требовать больших мощностей и производительности от коммутаторов, приводя тем самым к увеличению стоимости сетевого оборудования, лишая концепцию SDN одного из свойств – преимуществ. Поэтому было решено вынести функционал DPI в отдельный узел. Для осуществления запросов на основе параметров контроля COPM будет подключён к узлу с DPI напрямую.

У каждой из рассмотренных моделей реализаций имеются свои преимущества и недостатки. Внедрение функции COPM на контроллере в виде сетевого приложения требует добавление и отслеживание классификаторов высокоуровневых протоколов на коммутаторах, что приведёт к их усложнению, либо производить на коммутаторах полную инкапсуляцию входящего на пакета и отправлять его на контроллер, этот вариант приведёт к увеличению нагрузки на служебный канал. Модель реализации COPM на уровне коммутаторов имеет шанс на существование, но требует большого капиталовложения в оборудование, усложнения схемы и дальнейшего исследования данной реализации. Об окончательной модели реализации COPM говорить пока рано ввиду продолжающегося становления и развития самой концепции SDN. Однако уже существуют готовые решения для организации сети на базе данной концепции, и можно предположить их практическое внедрение в ближайшее время; поэтому вопрос организации COPM на программно-конфигурируемых сетях является своевременным и важным.

Список используемых источников

1. Приказ Минкомсвязи РФ от 16 апреля 2014 года № 83 «Об утверждении Правил применения оборудования систем коммутации, включая программное обеспечение, обеспечивающего выполнение установленных действий при проведении оперативно-розыскных мероприятий. Часть III. Правила применения оборудования коммутации и маршрутизации пакетов информации сетей передачи данных, включая программное обеспечение, обеспечивающего выполнение установленных действий при проведении оперативно-розыскных мероприятий» // Российская газета. 18 июля 2014 г.
2. Елагин В.С. Подходы к моделированию систем законного перехвата трафика в SDN // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: материалы V международной научно-технической и научно-методической конференции. 2016. С. 353–358.
3. Высоцкий С.А., Пряжников В.С., Сорокин В.А. Исследование возможности реализации и дальнейшего применения DPI на SDN сетях // 70-я региональная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых. Студенческая весна 2016. С. 100–104. URL: <http://www.sut.ru/doci/nauka/70rntk.pdf>.

ПРИЕМ СЛАБОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В СОСТАВЕ КОМПОЗИТНОГО ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

В.А. Жиров¹, С.Г. Зайцев¹, Ю.А. Молотков¹, А.В. Овчаренко¹

¹Санкт-Петербургский Филиал «Ленинградское отделение научно-исследовательского института радио», Санкт-Петербург, 192029, Российская Федерация.
Адрес для переписки: zaitsev@loniir.ru

Информация о статье

УДК 621.372.542

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Жиров В.А., Зайцев С.Г., Молотков Ю.А., Овчаренко А.В. Прием слабоэнергетического сигнала в составе композитного при аналого-цифровом преобразовании в широкой полосе частот // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 36–47.

Аннотация: *Представлены результаты исследований достижимого отношения сигнал/шум для узкополосного сигнала с учетом его фильтрации при аналого-цифровом преобразовании широкополосного композитного сигнала. Снижение отношения сигнал/шум при широкополосной оцифровке определяет возможности приема слабых сигналов в смеси. Оно связано с действием шумов квантования, что особенно критично при малом количестве уровней квантования и неидеальности характеристик АЦП. Цель исследований – оценить достижимое отношение сигнал/шум при фильтрации слабых сигналов после оцифровки с целью их дальнейшей демодуляции. В ходе теоретического анализа и моделирования показано, что основным фактором, ограничивающим отношение сигнал/шум является дрейф нуля АЦП. Показано, что восстановление возможно только, если значение дрейфа нуля по модулю меньше, чем СКО аддитивного шума в смеси композитного сигнала.*

Ключевые слова: *аналого-цифровое преобразование, композитный широкополосный сигнал, фильтрация сигналов.*

RECEPTION OF THE FEEBLE ENERGETIC SIGNAL AS A PART OF COMPOSITE IN CASE OF ANALOG DIGITAL CONVERSION IN BROAD BAND OF FREQUENCIES

V. Zhironov¹, S. Zaytsev¹, Y. Molotkov¹, A. Ovcharenko¹

¹St. Petersburg branch «Leningrad branch Research Institute of Radio», 192029, St. Petersburg, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Zhironov V., Zaytsev S., Molotkov Y., Ovcharenko A. Reception of the feeble energetic signal as a part of composite in case of analog digital conversion in broad band of frequencies // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 36–47.

Abstract: Results of researches of the achievable relation signal/noise for a narrowband signal with considering filtering in case of analog digital conversion of a broadband composite signal are provided. Lowering of the relation signal/noise in case of broadband digitization defines possibilities of reception of feeble signals in a compound. It is connected to action of quantization noises that is especially critical in case of the small number of levels of quantization and not ideality of characteristics of ADC. The purpose of researches - to evaluate the achievable relation signal/noise when filtering feeble signals after digitization for the purpose of their further demodulation. In the course of the theoretical analysis and simulation it is shown that the pacing factor restricting the relation signal/noise is drift of zero ADC. It is shown that restoration is possible only if value of drift of zero on the module is less, than MSD of an additive noise in a compound of a composite signal.

Keywords: analog digital conversion, composite broadband signal, filtering signals.

Примером аналого-цифрового преобразования широкополосного композитного сигнала является оцифровка сигналов промежуточной частоты приемных станций спутниковой связи в полосе 950...2150 МГц с помощью широкополосного АЦП с частотой дискретизации 5000 МГц. В качестве прототипа при исследованиях использовался АЦП EV10AQ190 [1]. Предполагается, что в полосе оцифровки могут располагаться несколько сигналов с разной мощностью и полосой (рис. 1).



Рисунок 1. Композитный сигнал в полосе оцифровки

Полный композитный сигнал имеет размах по амплитуде на всю шкалу отображения АЦП с учетом пик-фактора. При моделировании в качестве контрольного используется узкополосный сигнал с отношением сигнал/шум (SNR) в согласованной полосе 6,8 дБ, чему соответствует вероятность ошибки на бит $10E-3$ для не кодированного сигнала BPSK.

Ошибки квантования и неидеальности характеристик АЦП, как дополнительный источник шума, приводят к тому, что отношение сигнал/шум на выходе АЦП оказывается ниже, чем на входе. Как следствие снижается достоверность демодуляции оцифрованного сигнала. При определенных условиях цифровой поток отсчетов перед демодуляцией можно подвергнуть усреднению чтобы снизить дисперсию шума и получить такое же отношение сигнал/шум, как на входе АЦП. Однако не исследован вопрос, каким будет отношение сигнал/шум на выходе АЦП, когда размах колебаний полезного сигнала составляет всего несколько уровней квантования. Такая ситуация возникает, когда сигнал входит в композицию, которая подвергается оцифровке широкополосным АЦП. Усиление АЦП устанавливается по средней мощности композитного процесса, поэтому вклад полезного сигнала мал и сравним с ошибками квантования. Частота дискретизации обусловлена шириной полосы композитного процесса

и на один период полезного сигнала приходится большое количество отсчетов, что позволяет снизить дисперсию шума их усреднением. Исследовательский подход основан на сочетании аналитических построений для идеального АЦП и их проверки с помощью численного эксперимента.

Широкополосный сигнал на входе АЦП можно рассматривать как сумму трех компонентов: полезного сигнала, теплового шума в его полосе частот и совокупности остальных компонентов композиции вместе с их шумом. Ввиду того, что спектры сигналов не перекрываются, спектральные компоненты вне полосы частот полезного сигнала могут быть эффективно отфильтрованы цифровым полосовым фильтром. Поток отсчетов после фильтра должен соответствовать тому, который имеет место при оцифровке одного слабого сигнала с его шумом. Полагая, что искажениями, обусловленными фильтрацией, можно пренебречь и частота дискретизации остается достаточно высокой, чтобы было возможно усреднение отсчетов на одном периоде сигнала. Существует принципиальная возможность при расфилтровке композиции сочетать усреднение с понижением частоты дискретизации, но данный вопрос требует отдельного исследования.

Аналого-цифровое преобразование, при котором можно обеспечить демодуляцию слабых сигналов с минимальными потерями достоверности, обладает следующей особенностью: положительный и отрицательный интервалы квантования, примыкающие к нулю входного сигнала, отображаются на соседние коды, а точка нуля располагается на общей границе этих интервалов. АЦП данного типа обладают смещенными кодами – оцифровка сигнала, у которого нет постоянной компоненты, дает на выходе последовательность кодов, где присутствует постоянная составляющая с уровнем 0,5. То есть, среднее значение положительных отсчетов на 0,5 превосходит модуль среднего отрицательных. Это может привести к снижению достоверности демодуляции. Поэтому после оцифровки требуется скомпенсировать смещение. Для этого натуральные числа на выходе АЦП $i = \overline{0, 2^n - 1}$, где n – разрядность АЦП, преобразуются в действительные (полуцелые) r_i .

Так как в идеальном АЦП положительные уровни входного сигнала отображаются на возрастающую последовательность кодов, начиная с $I_0 = 2^{n-1}$, а отрицательные уровни – на убывающую, начиная с $I_0 - 1$, то скомпенсировать смещение можно с помощью преобразования: $r_i = i - I_0 + 0,5$. Далее вывод расчетных выражений будем осуществлять, полагая, что система коррекции условно входит в состав АЦП. Таким образом, АЦП можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из следующих последовательно соединенных блоков.

1) Усилитель с коэффициентом передачи по напряжению $K_U = \frac{1}{\Delta}$, где Δ – шаг разрядной сетки АЦП. Коэффициент передачи усилителя выбран условно, для удобства перехода от входных уровней сигнала к числовым значениям на выходе и обратно. Предполагается, что все другие блоки имеют коэффициент

передачи 1. В реальности коэффициенты передачи блоков другие, но амплитудные соотношения между входным сигналом и цифровым потоком на выходе будут такие же, как у эквивалентной схемы.

2) Схема квантования и дискретизации. Схема квантования делит напряжение своего входного сигнала на 2^n интервалов. Пока входное напряжение находилось в пределах одного интервала квантования, на выходе квантователя будет один и тот же уровень. Таким образом, квантователь имеет 2^n дискретных состояний, переход между которыми осуществляется напряжением входного сигнала. Схема может обладать дрейфом нуля, когда все 2^n интервалов испытывают одинаковое положительное или отрицательное смещение на δ_0 мВ. Значение дрейфа, приведенное ко входу АЦП, составит $d_0 = \frac{\delta_0}{K_U} = \Delta\delta_0$ мВ. Схема дискретизации с определенной частотой считывает уровень выходного напряжения квантователя.

3) Блок кодирования и коррекции смещения кодов. Блок кодирования чувствителен к амплитуде импульсов на выходе дискретизатора и каждому из 2^n возможных уровней ставит в соответствие числовой код. Далее осуществляется коррекция смещения, как описано выше. (Это преобразование является этапом математической обработки цифрового потока и включено в состав АЦП условно).

Считаем, что на вход АЦП приходит сигнал с аддитивным белым шумом, СКО которого известно и составляет σ мВ. Также известно отношение сигнал/шум, которое равно SNR дБ. Полагая, что коэффициент шума усилителя (равный коэффициенту шума АЦП) мал, вкладом собственных шумов можно пренебречь. Тогда СКО шума на выходе усилителя представляется как $q = K_U \sigma = \frac{\sigma}{\Delta}$ мВ, а мощность полезного сигнала равна $P_{s_{АЦП}} = q^2 10^{0,1 SNR}$ мкВт, соответственно. Если мощность случайного процесса на выходе АЦП (композиция дискретизированного белого шума и ошибок квантования) обозначить $N_{АЦП}$ (мкВт), то отношение сигнал/шум на выходе следует определить как $SNR_{АЦП} = 10 \lg \left(\frac{q^2 10^{0,1 SNR}}{N_{АЦП}} \right) = SNR - 10 \lg \left(\frac{N_{АЦП}}{q^2} \right)$. Такое определение адекватно характеризует степень искажения формы сигнала при аналого-цифровом преобразовании. Уровень подавления шума, который необходимо обеспечить для равенства отношений сигнал/шум на входе и выходе, составляет $A_N = SNR - SNR_{АЦП} = 10 \lg \left(\frac{N_{АЦП}}{q^2} \right)$ дБ.

Чтобы уяснить влияние оцифровки на дисперсию шума рассмотрим случай аналого-цифрового преобразования шума в отсутствие сигнала. Оцифровка шума трансформирует распределение его вероятностей из непрерывного в дискретное. То есть, в результате оцифровки выборочное распределение из нормального непрерывного превращается в нормальное дискретное ограниченное. Число его членов равно числу кодов АЦП. События, совокупная вероятность которых мала, можно не учитывать при расчете дисперсии – их вклад пренебрежимо мал.

Так, вероятность событий нормально распределенной случайной величины (СВ) с СКО σ за пределами интервала $[-4\sigma, 4\sigma]$ составляет $6,3 \times 10^{-5}$, а за пределами $[-5\sigma, 5\sigma]$ – $5,7 \times 10^{-7}$, соответственно.

Для дальнейшего рассмотрения примем ограничение $[-4\sigma, 4\sigma]$. В этом случае количество членов ряда выборочного распределения можно вычислить как $2(1 + E(4q))$, где $E()$ – функция взятия целой части числа. Видно, что количество членов зависит от числа кодов АЦП q , на которые отображается СКО входного шума σ . Когда отображение занимает несколько кодов ($q > 1$), в распределении будет достаточно много членов, а когда $q < \frac{1}{4}$, в распределении останется только 2 элемента.

То есть, при уменьшении входного шума, начиная с некоторого уровня, выборочное распределение на выходе АЦП вырождается в двухэлементное со значениями $\pm 0,5$ с равной вероятностью реализации. Дисперсия оцифрованного шума стабилизируется на уровне 0,25 и не изменяется при дальнейшем уменьшении шума на входе. Уровень входного шума, при котором наступает вырождение, определяется разрядностью АЦП n [2]. Увеличение разрядности на 1 ведет к снижению уровня вырождения на 6 дБ.

Рассмотрим шум, оцифрованный вместе с полезным сигналом. Если сигнал изменяется во времени непрерывно, то выборочных распределений бесконечно много. Они порождаются дискретизацией нормальных СВ, мода которых сдвигается относительно 0 на величину ошибки квантования на выходе АЦП ϑ в момент взятия отсчета. То есть, ϑ – это математическое ожидание порождающего нормального распределения. Вследствие этого выборочные распределения будут ассиметричными, в отличие от распределений при оцифровке чистого шума.

Очевидно, при одинаковом сдвиге в положительном и отрицательном направлениях будут рождаться распределения с равными дисперсиями и противоположными средними. Если размах колебаний непрерывного полезного сигнала на входе идеального АЦП равен или превышает длину интервала, отображаемого в одну кодовую позицию, ($2A_s \geq \Delta$), то будет доступен весь класс выборочных распределений. В самом деле, выражение $2A_s \geq \Delta$ преобразуется к виду $\frac{A_s}{\Delta} \geq 0,5$, где $\vartheta_{\max} = 0,5$ – максимальная ошибка квантования идеального АЦП, а $\frac{A_s}{\Delta}$ – амплитуда сигнала на выходе.

Для дальнейшего рассмотрения примем, что соотношение $\frac{A_s}{\Delta} \geq 0,5$ выполняется. Дрейф нулевой точки АЦП меняет распределение ошибок квантования. Они будут принимать значения в интервале $\vartheta \in [\delta_0 - 0,5; \delta_0 + 0,5]$, где δ_0 – значение дрейфа нуля. Появляются выборочные распределения с новыми модами, но множество дисперсий будет соответствовать множеству дисперсий всех распределений с модами $\vartheta \in [0, 0,5]$, как у идеального АЦП. При $q \geq 1$ сдвиг моды

порождающего распределения в этих пределах практически не сказывается на дисперсии выборочного, но при $\varrho < 1$, влияние может быть существенным.

Дисперсию отсчетов на выходе АЦП $D_{\text{АЦП}}$ при известном ϱ и фиксированной ошибке квантования ϑ можно вычислить как разность второго начального момента $M_2(\varrho, \vartheta)$ и квадрата математического ожидания $M_1(\varrho, \vartheta)$ выборочного распределения:

$$D_{\text{АЦП}}(\varrho, \vartheta) = M_2(\varrho, \vartheta) - M_1(\varrho, \vartheta)^2. \quad (1)$$

Подставляя в (1) расчетные выражения для моментов $M_1(\varrho, \vartheta) = \sum_{i=m_-}^{m_+} r_i \Phi(i, \varrho, \vartheta)$, $M_2(\varrho, \vartheta) = \sum_{i=m_-}^{m_+} r_i^2 \Phi(i, \varrho, \vartheta)$, получаем:

$$D_{\text{АЦП}}(\varrho, \vartheta) = \sum_{i=m_-}^{m_+} r_i^2 \Phi(i, \varrho, \vartheta) - \left(\sum_{i=m_-}^{m_+} r_i \Phi(i, \varrho, \vartheta) \right)^2, \quad (2)$$

где $m_+ = I_0 + E(\vartheta + 4\varrho)$;

$m_- = I_0 - 1 + E(\vartheta - 4\varrho)$;

$F_n(x)$ – функция распределения стандартной нормальной СВ;

$$\Phi(i, \varrho, \vartheta) = F_n\left(\frac{r_i + 0,5 - \vartheta}{\varrho}\right) - F_n\left(\frac{r_i - 0,5 - \vartheta}{\varrho}\right) = F_n\left(\frac{i - I_0 + 1 - \vartheta}{\varrho}\right) - F_n\left(\frac{i - I_0 - \vartheta}{\varrho}\right).$$

Если полезный сигнал непрерывен во времени, то возникающие ошибки квантования можно представить как непрерывную СВ с некоторой плотностью распределения вероятностей f_ϑ , определенной на интервале $[\delta_0 - 0,5; \delta_0 + 0,5]$.

Случайный процесс на выходе АЦП по существу представляет собой дискретизацию нормальной СВ, у которой математическое ожидание само является случайной величиной ошибок квантования. Таким образом, моменты выборочного распределения можно вычислить усреднением по распределению вероятностей ошибок квантования. Дисперсия процесса представляется выражением:

$$D_{\text{АЦП}}(\varrho, \delta_0) = \int_{\delta_0 - 0,5}^{\delta_0 + 0,5} M_2(\varrho, \vartheta) f_\vartheta(\vartheta) d\vartheta - \left(\int_{\delta_0 - 0,5}^{\delta_0 + 0,5} M_1(\varrho, \vartheta) f_\vartheta(\vartheta) d\vartheta \right)^2, \quad (3)$$

а мощность дискретного шума на выходе АЦП определяется как начальный момент второго порядка:

$$N_{\text{АЦП}}(\varrho, \delta_0) = \int_{\delta_0 - 0,5}^{\delta_0 + 0,5} M_2(\varrho, \vartheta) f_\vartheta(\vartheta) d\vartheta. \quad (4)$$

В случае дискретного сигнала (не является непрерывным во времени) интегрирование заменяется суммированием по ряду распределения ошибок квантования. В частности, при оцифровке прямоугольных биполярных импульсов с равной вероятностью прихода, множество ошибок квантования вырождается до двух чисел $\pm\vartheta + \delta_0$ с вероятностью реализации 0,5.

Можно считать, что практически всегда ошибка квантования, приведенная к выходу АЦП, распределена равномерно на интервале протяженностью 1 и поэтому $f_{\vartheta} = 1$. Чем больше амплитуда входного сигнала, тем выше вероятность выполнения этого предположения. Когда амплитуда входного сигнала мала и сравнима с длиной интервала квантования Δ , равномерное распределение ошибок квантования можно рассматривать как худший случай с максимальной дисперсией. Принимая предположение, что $f_{\vartheta} = 1$, дисперсию процесса на выходе АЦП (3) можно представить в виде:

$$D_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) = \int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta - \delta_0^2, \quad (5)$$

где учтено соотношение $\int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_1(q, \vartheta) d\vartheta = \delta_0$, а мощность шума (4) получает представление:

$$N_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) = \int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta. \quad (6)$$

Тогда отношение сигнал/шум (дБ) на выходе АЦП вычисляется с помощью выражения:

$$SNR_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) = SNR - 10 \lg \left(\frac{\int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta}{q^2} \right), \quad (7)$$

а уровень подавления шума (дБ), необходимый для восстановления отношения сигнал/шум, составит:

$$A_N(q, \delta_0) = 10 \lg \left(\frac{\int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta}{q^2} \right). \quad (8)$$

Числитель выражения (8) можно представить в виде суммы дисперсии и мощности постоянной составляющей: $N_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) = D_{\text{АЦП}}(q, \delta_0) + \delta_0^2$. Так как мощность постоянной составляющей не может быть снижена усреднением, то уравнение для необходимого количества отсчетов N на период усреднения, при котором можно обеспечить восстановление отношения сигнал/шум на выходе АЦП, представляется в виде:

$$\frac{D_{\text{АЦП}}(q, \delta_0)}{N} + \delta_0^2 = q^2. \quad (9)$$

Решая его, получаем:

$$N(q, \delta_0) = \frac{\int_{\vartheta_{\delta_0-0,5}}^{\delta_0+0,5} M_2(q, \vartheta) d\vartheta - \delta_0^2}{q^2 - \delta_0^2}; \quad \delta_0 < q. \quad (10)$$

Восстановление отношения сигнал/шум принципиально возможно только при выполнении условия $\delta_0 < \varrho$, что накладывает ограничение на допустимый дрейф нуля АЦП. В отсутствие дрейфа восстановление принципиально возможно при любых значениях СКО шума. При этом необходимое количество отсчетов на период усреднения составит:

$$N_0(\varrho) = 1 + E \left(\frac{\int_{-0,5}^{0,5} M_2(\varrho, \vartheta) d\vartheta}{\varrho^2} \right). \quad (11)$$

Если ограничить максимально возможный дрейф нуля как некоторую долю ϱ $\delta_0 \leq \beta\varrho$, где $\beta \in (0, 1)$, то необходимое количество отсчетов для восстановления вычисляется согласно выражению:

$$N(\varrho, \beta) = 1 + E \left(\frac{\int_{\beta\varrho-0,5}^{\beta\varrho+0,5} M_2(\varrho, \vartheta) d\vartheta - \beta^2\varrho^2}{\varrho^2(1 - \beta^2)} \right). \quad (12)$$

Очевидно, при наличии дрейфа нуля требуется больше отсчетов, чем для восстановления отношения на выходе идеального АЦП. И чем ближе δ_0 к допустимому пределу (β ближе к 1), тем больше требуется отсчетов. Следующее выражение позволяет вычислить ухудшение отношения сигнал/шум на выходе АЦП после усреднения N отсчетов при произвольном дрейфе нуля:

$$A_N(\varrho, \delta_0, N) = 10 \lg \left(\frac{\frac{1}{N} \left(\int_{\delta_0-0,5}^{\delta_0+0,5} M_2(\varrho, \vartheta) d\vartheta - \delta_0^2 \right) + \delta_0^2}{\varrho^2} \right). \quad (13)$$

Расчеты представленных выше зависимостей можно выполнить с привлечением численных методов в системе Matlab.

На рис. 2 приведены результаты расчета (согласно выражению 5) зависимости дисперсии процесса на выходе АЦП от дрейфа нуля δ_0 при малых значениях ϱ (на графиках обозначается как СКО теплового шума на выходе усилителя). Представлен характерный участок, так как зависимость периодическая с периодом 1 и имеет место симметрия относительно 0. Таким образом, дисперсия зависит от дрейфа нуля в пределах $[0; 0,5]$, а за пределами этого интервала зависимость воспроизводится. Видно, что при уменьшении ϱ максимальное значение дисперсии приближается к 0,25 сверху, а минимальное приближается к 0. При увеличении ϱ максимальное значение дисперсии возрастает и сокращается разница между максимумом и минимумом.

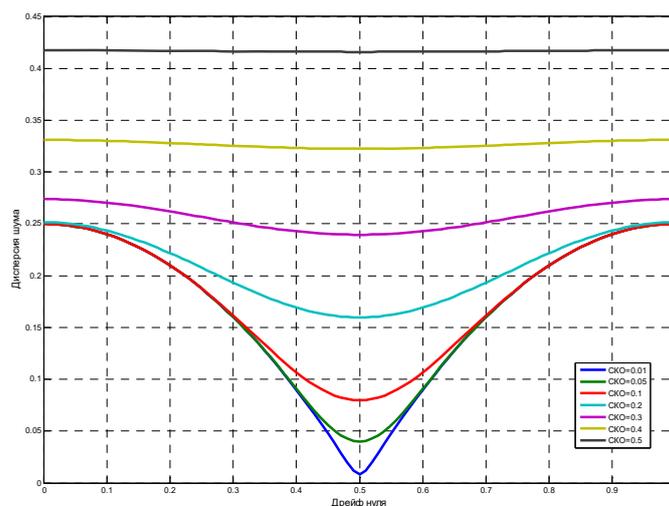


Рисунок 2. Дисперсия случайного процесса на выходе АЦП в зависимости от дрейфа нуля при различных СКО теплового шума

На рис. 3 представлены графики зависимости мощности случайного процесса на выходе АЦП и постоянной составляющей, обусловленной дрейфом нуля. Результаты получены с использованием выражения (6). Видно, что при $\rho > 0,3$, когда вариации дисперсии уменьшаются, рост мощности процесса происходит только за счет постоянной составляющей. При $\rho < 0,1$, когда заметно вырождение выборочного распределения, дрейф нуля почти до значений $\delta_0 = 0,5$ практически не влияет на мощность случайного процесса. Она почти постоянна и равна 0,25, не зависимо от значения ρ .

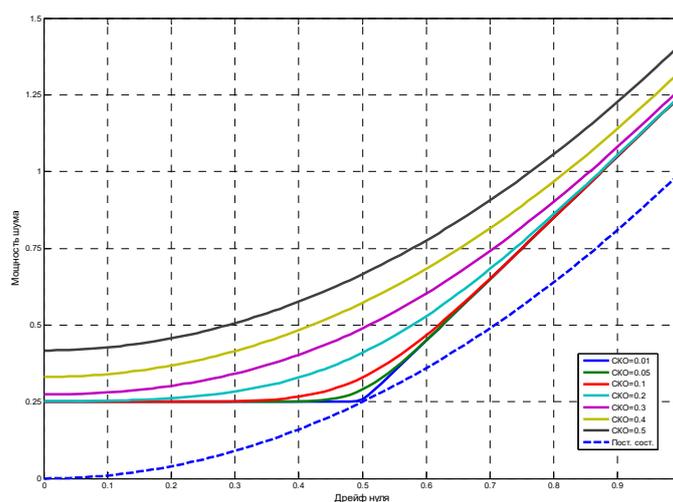


Рисунок 3. Мощность случайного процесса на выходе АЦП в зависимости от дрейфа нуля при различных СКО теплового шума

Графики ухудшения отношения сигнал/шум на выходе АЦП (дБ), в зависимости от дрейфа нуля при малых значениях ρ представлен на рис. 4. Для расчета использовано выражение (8). Видно, что при уменьшении ρ необходимый

уровень подавления шума возрастает. Он также растет при увеличении дрейфа нуля.

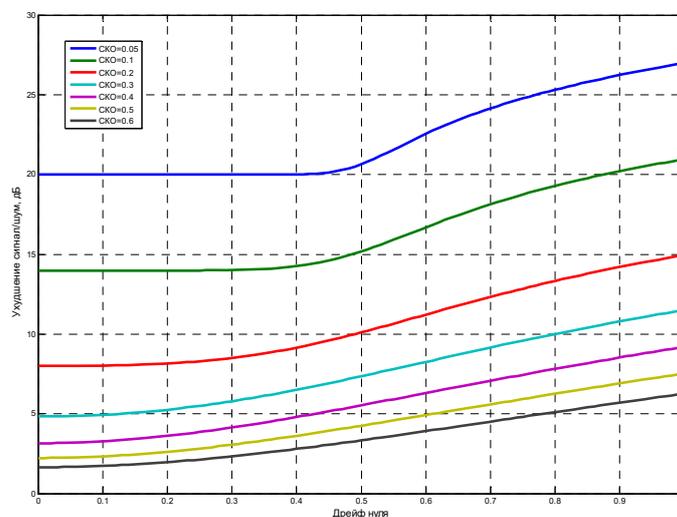


Рисунок 4. Ухудшение отношения сигнал/шум на выходе АЦП в зависимости от дрейфа нуля при различных СКО теплового шума

В таблице представлены результаты расчета необходимого количества отсчетов для восстановления отношения сигнал/шум на выходе АЦП при различных значениях ρ . В таблице N_0 – количество отсчетов для идеального АЦП, N_1 рассчитано при $\beta = 0,9$, N_2 при $\beta = 0,95$, а N_3 при $\beta = 0,99$, соответственно. В трех последних колонках представлено остаточное значение ухудшения отношения в точке предельного дрейфа нуля $\delta_0 = \rho$.

Из таблицы видно, что для идеального АЦП восстановление отношения сигнал/шум на выходе легко осуществить, усредняя относительно небольшое количество отсчетов. Это возможно вплоть до уровней шума составляющих 0,1 от интервала квантования. Предполагая, что количество отсчетов на период сигнала должно примерно на порядок превосходить количество отсчетов, приходящихся на интервал усреднения, можно заключить, что 12000 отсчетов на период сигнала будет достаточно во всех случаях. Если максимальный дрейф нуля составляет $\delta_0 = 0,9\rho$, то для восстановления требуется 1280 отсчетов на период при $\rho = 0,1$, а при $\rho = 0,2$ понадобится уже только 300 отсчетов. Видно, что с ростом ρ необходимое количество отсчетов быстро уменьшается, приближаясь к некоторой асимптоте. Приближение дрейфа нуля к границе возможного восстановления при $\delta_0 = 0,99\rho$ требует увеличения количества отсчетов примерно на порядок. При этом улучшение восстановления составляет около 0,5 дБ. Поэтому можно считать, что $\delta_0 = 0,9\rho$ является разумным ограничением на допустимый дрейф нуля, при котором можно осуществить восстановление отношения сигнал/шум на выходе АЦП с приемлемым качеством и небольшими затратами.

Таблица. Необходимое количество отсчетов
для восстановления отношения сигнал/шум на выходе АЦП

| ϱ | $N_0,$ $\delta_0 = 0$ | $N_1,$ $\delta_0 = 0,9\varrho$ | $N_2,$ $\delta_0 = 0,95\varrho$ | $N_3,$ $\delta_0 = 0,99\varrho$ | $A_N(N_1),$ дБ | $A_N(N_2),$ дБ | $A_N(N_3),$ дБ |
|-----------|--------------------------|-----------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| 0,01 | 2501 | 13154 | 25632 | 125579 | 0,7554 | 0,4040 | 0,0856 |
| 0,025 | 400 | 2101 | 4094 | 20052 | 0,7551 | 0,4039 | 0,0856 |
| 0,05 | 100 | 523 | 1017 | 4976 | 0,7529 | 0,4034 | 0,0856 |
| 0,1 | 26 | 128 | 248 | 1208 | 0,7463 | 0,4012 | 0,0854 |
| 0,2 | 7 | 30 | 58 | 280 | 0,7364 | 0,3964 | 0,0851 |
| 0,3 | 4 | 15 | 29 | 141 | 0,7416 | 0,3994 | 0,0852 |
| 0,4 | 3 | 11 | 21 | 102 | 0,7321 | 0,3988 | 0,0852 |
| 0,5 | 2 | 9 | 18 | 84 | 0,7367 | 0,3839 | 0,0852 |
| 0,6 | 2 | 8 | 16 | 74 | 0,7293 | 0,3799 | 0,0850 |
| 0,7 | 2 | 8 | 14 | 68 | 0,6726 | 0,3970 | 0,0848 |
| 0,8 | 2 | 7 | 13 | 64 | 0,7190 | 0,4019 | 0,0847 |
| 0,9 | 2 | 7 | 13 | 61 | 0,6902 | 0,3852 | 0,0850 |
| 1 | 2 | 7 | 12 | 59 | 0,6695 | 0,4029 | 0,0850 |
| 1 | 2 | 7 | 12 | 59 | 0,6695 | 0,4029 | 0,0850 |
| 2 | 2 | 6 | 11 | 53 | 0,6952 | 0,3929 | 0,0845 |
| 3 | 2 | 6 | 11 | 52 | 0,6809 | 0,3846 | 0,0842 |
| 4 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6759 | 0,3817 | 0,0852 |
| 5 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6736 | 0,3803 | 0,0849 |
| 6 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6723 | 0,3796 | 0,0847 |
| 7 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6716 | 0,3791 | 0,0846 |
| 8 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6711 | 0,3788 | 0,0845 |
| 9 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6707 | 0,3786 | 0,0845 |
| 10 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6705 | 0,3785 | 0,0845 |
| 20 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6697 | 0,3780 | 0,0844 |
| 30 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6696 | 0,3780 | 0,0843 |
| 40 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6695 | 0,3779 | 0,0843 |
| 100 | 2 | 6 | 11 | 51 | 0,6695 | 0,3779 | 0,0843 |

На рисунке 5 штриховыми линиями представлена зависимость ухудшения отношения сигнал/шум на выходе АЦП до восстановления, а сплошными – после восстановления при допустимом дрейфе нуля $\delta_0 = 0,9\varrho$, с количеством усреднений, зависящим от ϱ и равным N_1 из таблицы. Для расчета использовалось выражение (13).

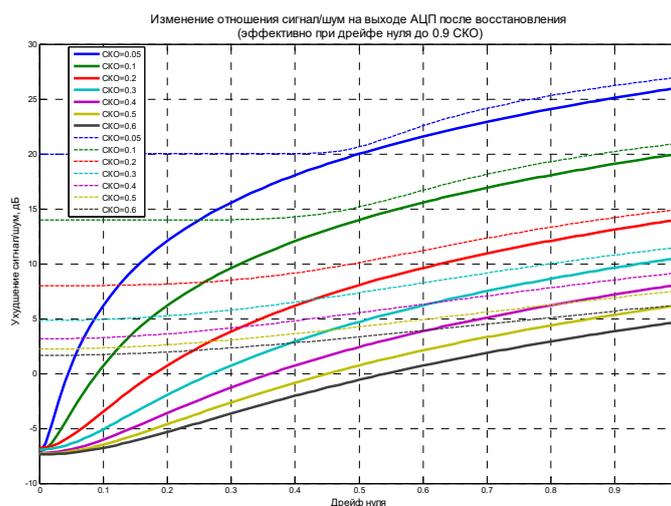


Рисунок 5. Изменение отношения сигнал/шум на выходе АЦП после восстановления

Анализируя полученные результаты, можно прийти к следующим заключениям.

1) Отношение сигнал/шум на выходе АЦП принципиально возможно восстановить только если значение дрейфа нуля по модулю меньше, чем СКО аддитивного шума, пришедшего с сигналом. Если условие нарушается, то мощность постоянной составляющей, обусловленной дрейфом нуля, превосходит дисперсию случайного процесса на выходе АЦП (дискретизации шума и ошибок квантования).

2) Эффективное восстановление методом скользящего среднего возможно в случае, если модуль дрейфа нуля не превышает 90 % от СКО аддитивного шума, которое в свою очередь составляет не менее 10 % от ширины интервала квантования АЦП Δ . Чем больше значение СКО шума, тем эффективнее и проще восстановление – требуется небольшое количество отсчетов для усреднения. При этом снижаются требования к стабильности положения точки нуля.

3) Когда после восстановления дрейф нуля выходит за пределы допустимого, то ухудшение отношения сигнал/шум на выходе АЦП происходит в основном за счет постоянной составляющей, обусловленной с дрейфом.

4) Увеличение разрядности АЦП на 1 позволяет снизить на 6 дБ мощность входного шума, при котором возможно эффективное восстановление отношения сигнал/шум на выходе АЦП при условии, что относительная стабильность положения нулевой точки должна остаться на прежнем уровне (абсолютная будет улучшена на 6 дБ).

Список используемых источников

1. EV10AQ190. Low power QUAD 10-bit 1.25 Gsps ADC Operating up to 5 Gsps. Datasheet. Company «e2v semiconductors». 2010.
2. Walt Kester. Data conversion handbook. Analog Devices, Inc. 2005. P. 953.

ЦИФРОВОЕ РАДИОВЕЩАНИЕ: СОСТОЯНИЕ, ПЕРСПЕКТИВЫ, ТЕНДЕНЦИИ В ИСПОЛЬЗОВАНИИ РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА

Ю.А. Ковалгин¹, В. Сантуш¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
Адрес для переписки: svirgilio5@gmail.com

Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Ковалгин Ю.А., Сантуш В. Цифровое радиовещание: состояние, перспективы, тенденции в использовании радиочастотного ресурса // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 48–56.

Аннотация: Проанализировано состояние и варианты построения систем цифрового радиовещания DAB, DMB, DRM, ISDB-T_{SB}, IBOC HD RADIO FM, RAVIS на рынке информационных технологий. Даны характеристики этих систем, рассмотрены перспективы и тенденции их продвижения на рынке информационных медиа технологий, а также возможности используемого радиочастотного ресурса.

Ключевые слова: цифровое радиовещание, тенденции использования радиочастотного ресурса.

DIGITAL BROADCASTING: STATUS, PROSPECTS, TRENDS OF USING THE RADIO FREQUENCY RESOURCE

Y. Kovalgin¹, V. Santos¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Kovalgin Y., Santos V. Digital broadcasting: status, prospects, trends of using the radio frequency resource // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 48–56.

Abstract: The state and variants of construction of digital broadcasting systems DAB, DMB, DRM, ISDB-T_{SB}, IBOC HD RADIO FM, RAVIS in the information technologies market are analyzed. The characteristics of these systems are given, the prospects and tendencies of their promotion in the market of information media technologies, as well as the possibilities of the radio frequency resource used, are considered.

Keywords: Digital broadcasting, trends in the use of radio frequency resources.

Несмотря на бурное развитие сетей Интернет, телевидения, мобильной связи, различных мультимедиа приложений, радиовещание остается одним из наиболее востребованных источников получения актуальной информации. Согласно статистике ООН, в мире насчитывается более 51 000 радиостанций и более 2,4 миллиарда радиоприёмников. В развитых странах возможность принимать программы радиостанций имеет, по меньшей мере, не менее 75 % всех домохозяйств [1]. На удаленных, труднодоступных и малонаселенных территориях – это, пожалуй, часто единственное средство получения актуальной информации.

Потенциал радиовещания, перспективы его использования для объединения людей во всем мире был особо отмечен в феврале 2015 года во время празднования Всемирного Дня Радио, организованного совместно Европейским радиовещательным союзом (EBU) и ЮНЕСКО в Женеве [1].

В рекомендациях BS.1114-9 [2] и BS 1660-7 [3] ITU-R представлены особенности построения, технические характеристики и планирование сетей цифрового наземного радиовещания (см. таблицу). Заметим, что продвижение систем цифрового радиовещания идет гораздо медленнее, чем систем цифрового телевидения. Это первое важное заключение.

Таблица. Основные характеристики систем цифрового радиовещания, рекомендованные ITU-R для применения в диапазоне ОВЧ

| Наименование характеристики | Значение характеристики | | | | | |
|-------------------------------------|--|--|---|---------------------------------|-------------------|----------------------|
| | T-DAB | DRM+ | T-DMB | ISDB-T _{SB} | IBOCHD RADIOFM | РАВИС |
| 1. Полоса частот диапазона ОВЧ, МГц | 174–240 | 47–68; 65,8–74; 76–90; 87,5–107,9; 174–240 | 174–240 | 188–192 | 87,5–108; 174–240 | 65,8–74; 87,5–108 |
| 2. Применение | Для цифрового наземного звукового радиовещания на автомобильные, переносные и стационарные приемники; для работы в условиях многолучевости; позволяет обеспечить массовое производство недорогих бытовых приемников. Может использовать одночастотные сети SFN, локальные сети, отдельные передатчики. | | | | | |
| 3. Вид модуляции | COFDM | OFDM | COFDM | OFDM | OFDM | OFDM |
| 4. Модуляция поднесущих частот | DQPSK | 4-QAM; 16-QAM | DQPSK | DQPSK; QPSK; 16-QAM; 64-QAM | QPSK | QPSK; 16-QAM; 64-QAM |
| 5. Полоса частот радиоканала, кГц | 1712 | 100 | 1540 | 429; 500; 571; 1278; 1500; 1713 | ≈ 400 | 100; 200; 250 |
| 6. Количество поднесущих частот | 1536/TMI, 768/TMII, 384/TMIII, 192/TMIV | 213 | 1536/TMI; 384/TMII; 192/TMIII; 768/TMIV | 216–1728 | 380–18; 456–1092 | 215; 439; 553 |
| 7. Разнос поднесущих частот, Гц | 1000; 2000; 4000; 8000 | 444; 444 | 1535; 384; 192; 768 | 992; 1984; 3968 | 363; 373 | 444; 444 |

| Наименование характеристики | Значение характеристики | | | | | |
|---|---|--|--|--|--|---|
| | T-DAB | DRM+ | T-DMB | ISDB-T _{SB} | IBOCHD RADIOFM | РАВИС |
| 8. Величина защитного интервала | 24,6 % | 1/9 | 246/TMI; 62/TMII; 31/TMIII; 123/TMIV | 1/4; 1/8; 1/16; 1/32 | 1/20 | 1/8 |
| 9. Скорость цифрового потока, Кбит/с | 576–1152 | 37–186 | 1246/TMI; 312/TMII; 156/TMIII; 623/TMIV | 280–5300 | 48–96 | 80–900 |
| 10. Стандарт кодирования аудиосигналов | MPEG-1/2 Layer II; MPEG-4 HEAAC v.2; MPEG D Surround | MPEG-4 HE-AAC v.2; MPEG-4 xHE-AAC; MPEG D Surround | MPEG-1 MPEG-2 AAC v2; MPEG Surround | MPEG-2 AAC; MPEG-2 Layer 2; MPEG-2 AAC, AC-3 | iBiquity HD Codec HE-AAC, Surround | H.264/AVC; MPEG-4 HE-AAC v.2; MPEG Surround |
| 11. Спектральная эффективность, бит/с/Гц | 0,34–0,67 | 0,37–1,86 | – | 0,65–3,09 | 0,34–0,69 | 0,8–3,6 |
| 12. Отношение сигнал/шум при радиоприеме, не менее, дБ | 4,5–8,3; 7–18 | – | – | – | – | – |
| 13. Скремблирование цифровых данных | | | | | | |
| 14. Защита от одиночных цифровых ошибок | Сверточный код, временное перемежение логических фреймов с глубиной 16 фреймов (384 мс) | Сверточное кодирование; перемежение битов; перемежение QAM-ячеек | Сверточный код; скорость кода от 1/3 до 3/4 | Сверточный код, скорость кода: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8, (материнский код = 1/2). Код РС (204, 188), (Рида-Соломона). | Свёрточные коды Витерби, скорость кода 2/5 | БЧХ*, двоичный блочный код; LDPC** |
| 15. Защита от групповых ошибок | Временное перемежение цифровых данных в канале КОС | | | | | |
| 16. Защита от селективного затухания в радиоканале | Частотное перемежение ячеек модуляции | | | | | |
| 17. Возможность совместной передачи сигналов аналогового и цифрового радиовещания | Имеется | | | | | |
| 18. Условный доступ | Имеется | | | | | |
| 19. Доступ к технической информации | Свободный | | | | | |

* БЧХ – сокр. от Бозе-Чоудури-Хоквингема

** LDPC – сокр. от англ. low density parity chek (код с малой плотностью проверок на четность)

Анализ имеющихся публикаций показывает, что наибольшее распространение в мире получают системы DAB (*Digital Audio Broadcasting*) и DRM (*Digital Radio Mondiale*). Система DAB (см. табл.) [4, 5] является одной из первых систем цифрового радиовещания (ЦРВ). Стандарт европейского института по стандартизации в области телекоммуникаций ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) на эту систему появился в 1997 году. Изначально она позиционировалась разработчиками только как система ЦРВ, предназначенная для передачи звуковых программ разного качества, сопутствующей им информации или просто цифровых данных.

Позже были разработаны, а затем стандартизованы более эффективные алгоритмы компрессии цифровых аудиоданных [9, 10, 11, 12]. Они были добавлены в новую вторую версию стандарта, получившую название DAB+ [13], появившуюся в 2006 году. В частности, были добавлены алгоритмы компрессии, реализованные в кодере HE-AAC v.2 стандарта MPEG-4 ISO/IEC 14496-3 [8] и в стандарте MPEG D Surround [9]. Возможность использования алгоритма компрессии MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer II осталась и в этой версии стандарта на систему DAB+. Из-за более высокой степени сжатия данные аудиосуперфрейма в системе DAB+ требуют дополнительной защиты от цифровых ошибок. Она реализуется в системе DAB+ с помощью кода Рида-Соломона. Цифровые данные аудиосуперфрейма кроме помехоустойчивого кодирования подвергаются также и временному перемежению битов.

В 2009 году появилось дополнение [13] к системе DAB, посвященное передаче видеoinформации (видеосервисов), что превращает ее уже в полноценную мультимедийную систему (T-DMB), ориентированную на мобильный прием программ радиовещания и телевидения. При передаче видеосервисов, включая и программы телевидения, возможно применение двух профилей сложности при компрессии цифровых аудиоданных:

- профиль 1 включает применение алгоритмов компрессии цифровых аудиоданных MPEG-4 ER-BSAC (максимальная скорость передачи данных 128 кбит/с);

- профиль 2 включает применение алгоритмов компрессии цифровых аудиоданных MPEG-4 HE-AAC v.2 (с использованием алгоритмов компрессии цифровых аудиоданных AAC, SBR, PS), MPEG Surround ISO/IEC 23003-1. В обоих случаях при компрессии видеоданных используется стандарт MPEG-4 AVC (кодер H.264). Аудиоданные, сопутствующие видеопрограмме, передаются кодером ER-BSAC. При передаче цифровых данных видеосервиса, подаваемых на DAB-мультиплексор, используется потоковый режим работы. Транспортные механизмы не изменились [21]. В 2016 году появилась последняя версия стандарта на систему DAB [14].

Теперь несколько слов о продвижении технологии DAB/DMB на медиа рынке. С 2005 года по системе T-DMB началось вещание в Сеуле (Южная Корея). К началу 2006 года в мире насчитывалось уже 18 проектов по внедрению

технологии T-DMB на основе существующей наземной вещательной инфраструктуры T-DAB. В Европе [15] основные проекты были развернуты в Германии, Франции, Норвегии, Голландии, Финляндии, Англии и Италии. Лидером в этом процессе является ФРГ, где в июне 2006 г. работало уже 39 передатчиков T-DMB в 12 городах на основе применения транспортных механизмов системы DAB.

По данным [6] регулярное вещание по системам семейства DAB/DMB ведется в 21 стране, экспериментальное вещание еще в 18 странах.

В Австралии ведется передача более чем 210 звуковых программ по системе DAB+. Возможность приема сигналов ЦРВ имеет 64 % населения. Продано примерно 1,7 млн радиоприемников (в это число входят собственно радиоприемники для системы DAB+ и комбинированные устройства, которые содержат соответствующие радиоприемные модули).

В Дании регулярно передаются 15 звуковых программ DAB, 9 программ DAB+ и один цифровой поток данных. Возможность приема этих сигналов имеет 98 % населения. Продано примерно 1,7 млн. радиоприемников ЦРВ.

В Германии передаются более 120 национальных, региональных и местных программ DAB+. В зоне уверенного приема сигналов ЦРВ проживает 91 % населения. Продано около 2,7 млн радиоприемников ЦРВ.

В Норвегии регулярно передаются 22 программы DAB. Обеспечено покрытие территории, на которой проживает 99,5 % населения. Продано 1,166 млн DAB-радиоприемников.

В Южной Корее передаются 19 программ T-DMB (включая телевизионные), две программы DAB, шесть цифровых потоков данных. Возможность приема сигналов ЦРВ имеет около 90 % населения. Продано 62 млн радиоприемников ЦРВ.

В Швейцарии передаются 80 программ DAB+, 20 программ DAB. Возможность приема сигналов ЦРВ имеет 94 % населения. Продано 1,52 млн соответствующих радиоприемников.

В Великобритании передаются в общей сложности 415 звуковых программ DAB. Зона покрытия сигналами ЦРВ охватывает 94 % населения. В конце декабря 2014 года поступило сообщение [6, 7] о продаже двадцатимиллионного DAB-радиоприемника.

Напомним, что появилась система DAB в 1995 году, ее продвижение шло крайне медленно вплоть до 2002 года, затем ситуация резко изменилась. Сегодня можно считать, что продвижение в мире систем ЦРВ из семейства DAB можно является вполне успешным.

Несколько иная картина складывается для системы DRM (см. табл.). Она была впервые стандартизована Европейским институтом телекоммуникационных стандартов (ETSI) в 2001 году [16]. Изначально она предназначалась для работы в радиовещательных диапазонах длинных (ДВ), средних (СВ) и коротких (КВ) волн, т. е. на участках частот до 30 МГц, выделенных ИТУ-R для целей

звукового вещания. В 2009 году была опубликована новая версия данного стандарта [13], в которой диапазон рабочих частот был расширен до 240 МГц. Для диапазона ОВЧ был добавлен режим работы E, а сама версия системы при работе в этом режиме в ряде публикаций поучила название DRM+. В январе 2014 года была опубликована последняя версия данного стандарта [3]. В 2014 году появилась также и новая версия кодека, получившего название xHE-AAC [17], рекомендуемого для применения при низких скоростях цифрового потока, как это, например, имеет место в системе DRM (режимы A, B, C, D). Его возможности по компрессии цифровых аудиоданных наглядно демонстрирует также ролик [DRM-xHE-AAC-Demo_v2_20130913], имеющийся в сети интернет.

По совокупности признаков (области применения, функциональным возможностям, алгоритмам компрессии, цифровых аудиоданных, защите от ошибок, качестве звука, эффективности использования радиочастотного ресурса, экономии эксплуатационных расходов система DRM/DRM+) – это лучшая технология ЦРВ на сегодня, а значит и сделанный многими странами, включая и РФ, выбор в её пользу представляется вполне оправданным [22].

Что же касается американской платформы цифровых технологий (система IBOC HD Radio AM и FM, см. табл.), то она получает развитие в основном в США и в ряде стран американского континента.

Система РАВИС (см. табл.) [15], ориентированная на передачу как программ радиовещания, так и телевидения и позиционируемая разработчиками как мультимедийная аудиовизуальная цифровая система, отсутствует в последней рекомендации ITU-R BS.1114-9 (06/2015) [2]. Система РАВИС была включена в более ранние отчеты ITU-R при выполнении исследовательских работ в области цифрового телерадиовещания, как вклад Российской Федерации (отчеты ITU-R BT.2049; ITU-R BS.2214). Производство оборудования по данной системе в настоящее время не налажено, а это имеет решающее значение для её продвижения на рынке информационных технологий.

И наконец, в ряде стран проводятся работы по диверсификации радиоканала вещательного телевидения: исследуются возможности совместной передачи программ телевидения и радиовещания через общий канал вещательного телевидения. В качестве примера следует привести систему ISDB-T_{SB} (см. табл.), где в телевизионных каналах шириной 6, 7 или 8 МГц для передачи программ звукового вещания выделяется сегмент как одна четырнадцатая часть полосы частот телевизионного канала, полоса частот этого сегмента составляет 429 кГц (6/14), 500 (7/14), 571 (8/14). А также и работы, проводимые в Италии, Англии и России [6, 17, 19].

Каждая страна в зависимости от состояния инфраструктуры радиовещательной сети, экономических возможностей, опыта эксплуатации аналогового и цифрового оборудования, доступности и существующих условий для его использования выбирает свой путь перехода на ЦРВ. Однако здесь есть и некото-

рые общие закономерности. Чаще всего этот путь начинается в местах компактного проживания населения, в городских агломерациях, где востребованы, как правило, системы высококачественного цифрового радиовещания, рекомендуемые ИТУ-Р для применения в диапазоне ОВЧ (30...300 МГц).

Выводы

1) Анализ имеющихся публикаций, отчетов и рекомендаций ИТУ-Р свидетельствует, что в мире активно продвигаются две платформы цифровых технологий радиовещания: европейская (это системы DAB, DRM) и американская (системы IBOC HD Radio AM, IBOC HD Radio FM). Все же наибольшее число стран ориентируется на европейскую платформу ЦРВ. При этом наибольшее распространение в настоящее время получают системы семейства DAB/DMB, что вполне оправданно с точки зрения качества, требуемого радиочастотного ресурса и востребованности населением. Продвижение системы DRM, несмотря на ее высокую эффективность, идет достаточно медленно, что, по-видимому, объясняется также и отсутствием массового производства недорогих приемников данного формата.

2) Работы по диверсификации радиоканала вещательного телевидения, проводимые в ряде стран, пока не вышли за рамки эксперимента. Исключение составляет лишь система ISDB-T_{SB}, продвигаемая на медиа рынке рядом азиатских стран. Что же касается системы IBOC HD Radio AM и IBOC HD Radio FM, то выбор в их пользу сделан в США; сведения о ее применении в других странах в публикациях пока они отсутствуют.

3) В соответствии с рекомендацией ИТУ-Р [17] для цифрового телевидения и радиовещания в диапазонах ОВЧ (30...300 МГц) и УВЧ (300...3000 МГц) выделены полосы частот: 47–68, 65,9–74; 76–90; 87,5...108, 174...240, 470...790 МГц. При этом в период постепенного перехода к цифровым технологиям в мире всё более отчетливо проявляется следующая тенденция использования полос частот, выделенных для цифрового телевидения и радиовещания:

– в диапазонах НЧ, СЧ и ВЧ рекомендуется использовать системы DRM и IBOC HD Radio AM;

– полосы частот 47–68; 65,9...74; 76–90; 87,5...108 МГц рекомендуется использовать только для передачи программ звукового вещания и сопутствующей им информации. Что же касается европейской платформы ЦРВ, то здесь рекомендуется для применения система DRM в режиме работы E; при этом возможна передача программ аналогового и цифрового радиовещания в смежных радиоканалах без взаимных помех, что важно для практики;

– полоса частот 470...790 МГц в мире используется для передачи программ цифрового телевидения в основном для стационарного их радиоприема;

– полосу частот 174...240 МГц в переходный период рекомендуется использовать для передачи программ телерадиовещания и различной сопутствующей

щей им информации. Для работы в этой полосе частот рекомендуются транспортные механизмы системы DAB, которая постепенно трансформируется в мультимедийную систему DAB/DMB, рекомендуемую ITU-R для одновременной передачи аудио- и визуальной информации при возможности мобильного радиоприема.

4) В период перехода к «цифре» достаточно разумным шагом представляется возможность использования полосы частот 174...240 МГц для отработки технологий мобильного приема программ телевидения и радиовещания на основе применения стандартов DAB/DAB+/DMB и DRM+. Это позволит уточнить параметры каждого из мультиплексов, определиться с составом и качеством передаваемых программ, включая и форматы видео- и звуковых сигналов, на основе использования стандартного передающего и приемного оборудования, оценить востребованность этих новых технологий населением в условиях мобильного радиоприема.

5) В конечном итоге, после завершения переходного периода полоса частот 174...240 МГц, скорее всего, будет отдана последней версии стандарта DAB/DMB, а полосы частот 65,9...74 МГц и 87,5...108 МГц – формату DRM+ как это и требует рекомендация ITU-R BS.1660-7 (10/2015) [3]. При этом полосу частот 174...240 МГц можно использовать для совместной передачи программ телевидения и радиовещания с ориентацией на мобильный прием передаваемых программ в формате DAB/DMB.

Список использованных источников

1. Новости – МСЭ. Специальный отчет о переходе на цифровое радиовещание. 2015. № 2.
2. Рекомендация МСЭ-R BS.1114-9 (06/2015). Системы наземного цифрового звукового радиовещания на автомобильные, переносные и стационарные приемники в диапазоне частот 30–3000 МГц.
3. Recommendation ITU-R BS.1660-7(10/2015) Technical basis for planning of terrestrial digital sound broadcasting in the VHF band.
4. Кацнельсон Л.Н. Системы звукового и мультимедийного цифрового радиовещания: научно-техническое издание. СПб.: Линк, 2011. 348 с.
5. ETSI ETS 300401. Radio Broadcasting System: Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers. May 1997.
6. Кацнельсон Л.Н. Системы цифрового радиовещания DAB, DAB+, DMB. Современное состояние // «Broadcasting». Телевидение и радиовещание. 2015. № 1. С. 25.
7. WORLD DAB. Defining the future of digital radio. URL: <https://www.worlddab.org/>
8. Кацнельсон Л., Козлова Л. Еще раз про ИВОС и DAB // «Broadcasting». Телевидение и радиовещание. 2008. № 4. С. 44–47.
9. ISO/IEC FCD 14496-3 Subpart 1. Information Technology – Very Low Bitrate Audio-Visual Coding. Part 3: Audio. 1998-05-10 (ISO/JTC 1/SC 29, N 2203).
10. ISO/IEC 13818-3: 1998. Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information. Part 3: Audio.
11. International Standard ISO/IEC 13818-7. Information technology-Generic coding of pictures and associated audio information. Part 7: Advanced Audio Coding (AAC). 1997 (E).

12. ISO/IEC 23003-1:2007 «Information Technology – MPEG Audio Technologies. Part 1: MPEG Surround». International Standards Organization. Geneva. Switzerland (2007).
13. ETSI TS 102 428 V1.2.1 (2009-04). Digital Audio Broadcasting (DAB); DMB video service; User application specification.
14. ETSI EN 300 401 V2.1.1 (2016-10). Radio Broadcasting System; Digital Audio Broadcasting to mobile, portable and fixed receivers.
15. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика). М.: Техносфера. 2012. 1008 с.
16. ETSI ES 201 980 V3.2.1 (2012-06). Digital Radio Mondiale (DRM) system Specification.
17. ETSI ES 201980 V4.1.1 (2014-01). Digital Radio Mondiale (DRM) system Specification.
18. Горегляд В.Д., Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В. О возможности диверсификации радиоканала наземного цифрового телевидения // «Broadcasting». Телевидение и радиовещание. 2015. № 1. С. 26–29.
19. Горегляд В.Д., Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В., Соколов С.А. Диверсификация радиоканала вещательного телевидения // «Broadcasting». Телевидение и радиовещание. 2015. № 6. С. 42–46.
20. Горегляд В.Д., Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В., Соколов С.А. О выборе системы цифрового радиовещания для России // «Broadcasting». Телевидение и радиовещание. 2015. № 8. С. 42–47.
21. Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В. Эволюция эфирной системы цифрового радиовещания DAB, рекомендованной ITU-R для применения в полосе частот 174–240 МГц диапазона ОВЧ. Часть 1 // «Broadcasting». Телевидение и радиовещание. 2016. № 8. С. 33–36.
22. Владыко А.Г., Ковалгин Ю.А., Мышьянов С.В. Первые шаги стандарта DRM+ в Российской Федерации // Электросвязь. 2016. № 5. С. 60–66.

**ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНОГО
МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ
МУЛЬТИСЕРВИСНОГО ТРАФИКА
В КАНАЛООБРАЗУЮЩЕЙ АППАРАТУРЕ
ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ.
ЧАСТЬ 1. ОБОСНОВАНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ**

А.А. Ковальский¹

¹Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация
Адрес для переписки: sake636@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Ковальский А.А. Исследование адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи. Часть 1. Обоснование и постановка задачи // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 57–65.

Аннотация: *Статья посвящена обоснованию актуальности организации адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации трафика мультисервисных сетей в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи с учетом изменяющейся помеховой обстановки. Объектом исследования является земная станция спутниковой связи, предметом исследования – технология мультиплексирования спутниковых радиолиний. Цель исследования состоит в повышении пропускной способности земных станций спутниковой связи за счет адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации трафика в различных условиях помеховой обстановки. Произведена вербальная и математическая постановка задачи исследования.*

Ключевые слова: *адаптивное мультиплексирование, диспетчеризация мультисервисного трафика, земная станция спутниковой связи.*

**RESEARCH OF ADAPTIVE MULTIPLEXING
AND DISPATCHING OF THE MULTISERVICE TRAFFIC
IN THE CHANNELING EQUIPMENT
OF LAND SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS.
PART 1. JUSTIFICATION AND PROBLEM DEFINITION**

A. Kovalsky¹

¹Military space academy of A.F. Mozhaysky, St. Petersburg, 197198, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Kovalsky A. Research of adaptive multiplexing and dispatching of the multiservice traffic in the channeling equipment of land satellite communication systems. Part 1. Justification and problem definition // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 57–65.

Abstract: *Article is devoted to justification of relevance of the organization of adaptive multiplexing and dispatching of a traffic of multi-service networks in the channeling equipment of land satellite communication systems taking into account the changing interfering situation. An object of a research is the land satellite communication systems, an object of research – technology of multiplexing of satellite radio lines. The research objective consists in capacity growth of land satellite communication systems due to adaptive multiplexing and dispatching of a traffic in different conditions of an interfering situation. Verbal and mathematical problem definition of a research is made.*

Keywords: *adaptive multiplexing, scheduling of a multiservice traffic, terrestrial station of satellite communication.*

Важное место в телекоммуникационной инфраструктуре занимают сети спутниковой связи (ССС). Широкое распространение спутниковой связи обусловлено такими уникальными ее свойствами, как высокая гибкость реконфигурации сетей, возможность оперативной организации связи на обширных пространствах и пересеченной местности, независимость стоимости и качества спутниковых каналов от их протяженности. В настоящее время наблюдается значительный рост объемов передаваемых информационных потоков, а также качественное изменение их структуры. Структура трафика современных мультисервисных сетей включает одновременно передаваемые потоки речевой и видеоинформации, изображений и другой информации. Такие информационные потоки предъявляют существенно различающиеся и все более жесткие требования к качеству обслуживания. Однако ограниченность частотно-временного энергетического ресурса (далее – радиоресурса) космических аппаратов связи (КАС), необходимость учета различных режимов эксплуатации земных станций спутниковой связи (ЗССС) не позволяют достигать необходимого качества предоставляемых услуг только за счет экстенсивного наращивания орбитального ресурса и требуют принятия специальных мер для обеспечения заданной пропускной способности ССС.

Высокие требования по устойчивости функционирования телекоммуникационных систем вступают в противоречие с низкой помехоустойчивостью каналов радиосвязи к внешним помеховым воздействиям. Для обеспечения высокой помехоустойчивости современных радиоканалов связи используются сигналы с различными видами модуляции и помехоустойчивого кодирования с переменной скоростью, схемы применения которых адаптируются к сигнально-помеховой обстановке в интересах достижения максимальной битовой скорости передачи в текущих условиях.

При существующей технологии мультиплексирования трафика в ЗССС выделение радиоресурса происходит под пиковые значения интенсивности информационного потока без учета статистических характеристик мультисервисного

трафика, что выражается в недоиспользовании радиоресурса при общем его дефиците. Поэтому особую актуальность приобретает задача обеспечения высокой пропускной способности сетей спутниковой связи при передаче мультисервисного трафика за счет учета его статистических характеристик и дифференциации качества обслуживания разнородных абонентов при мультиплексировании спутниковых радиолиний.

Вопросы управления телекоммуникационными ресурсами для повышения качества обслуживания, а также эффективного распределения ограниченного радиоресурса ССС рассматривались в работах целого ряда отечественных и зарубежных ученых. Однако большинство работ в этой области не затрагивает вопросы учета статистических особенностей мультисервисного трафика и приоритетов в обслуживании. При этом важную роль для исследования вопросов повышения пропускной способности ССС приобретает задача мультиплексирования мультисервисного трафика в ЗССС с учетом его статистических свойств и приоритетов в обслуживании при ограниченном радиоресурсе КАС. Основным фактором, осложняющим решение данной задачи, являются разнородность структуры трафика, формируемого мультисервисными приложениями, а также необходимость учета колебаний пропускной способности ЗССС при изменении сигнально-помеховой обстановки.

В состав каналообразующей аппаратуры типовой ЗССС входит модемное оборудование с адаптивными режимами работы и мультиплексор с технологией временного уплотнения каналов (рис. 1, см. ниже). Режимы работы модемного оборудования могут выбираться адаптивно или назначаться директивно в зависимости от текущих условий, что схематично изображено на рис. 2.

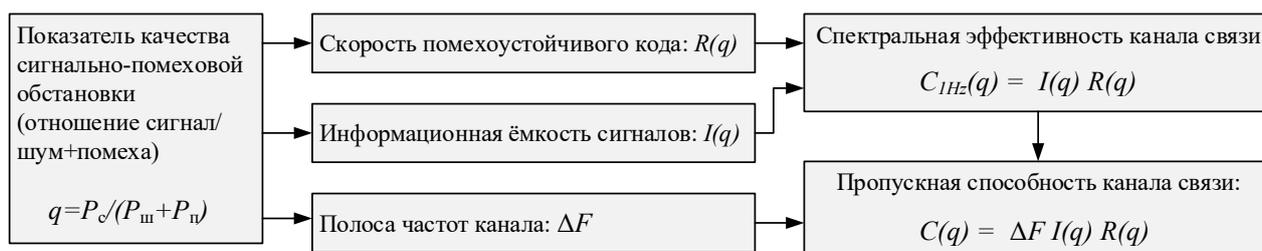


Рисунок 2. Структурная схема расчета зависимости пропускной способности канала спутниковой связи от условий сигнально-помеховой обстановки

К мультиплексору подключены сети доступа, в состав которых входят оконечные устройства – источники мультисервисного трафика. Мультиплексор формирует стандартные каналы связи, обеспечивая транспорт для передачи мультисервисного трафика, при этом конкретное число каналов зависит от режима работы модемного оборудования ЗССС.

Анализ руководящих документов в области построения систем связи позволил сформировать список телекоммуникационных служб и классифицировать их по степени важности (см. табл.).

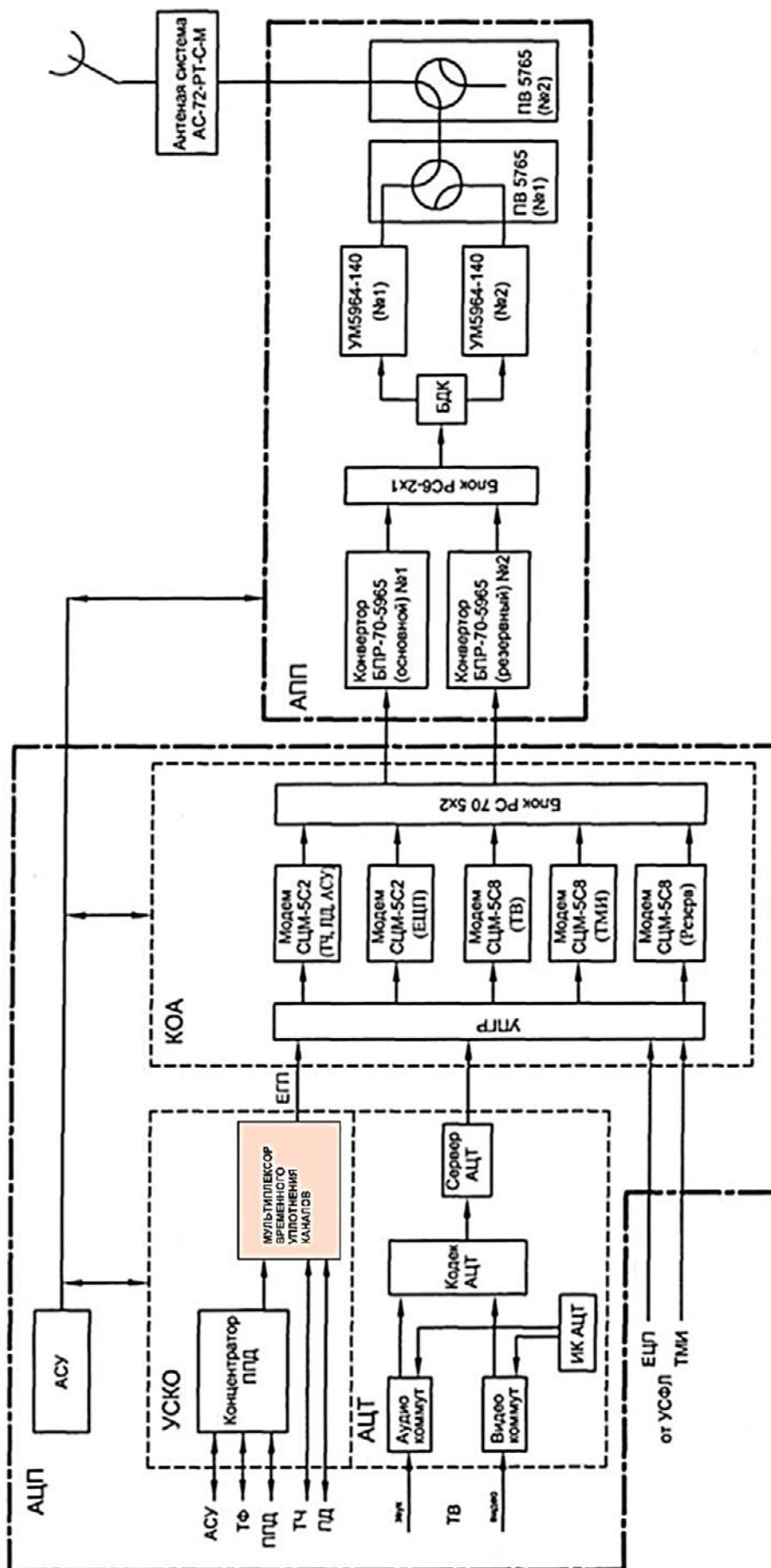


Рисунок 1. Структурная схема типовой ЗССС

Таблица. Классификация телекоммуникационных служб по приоритетам в обслуживании

| № п/п | Решаемая задача | Аудио | Видео | Данные | Реальное время | Приоритет обслуживания |
|-------|---|-------|-------|--------|----------------|------------------------|
| 1 | Обеспечение телеграфной, фототелеграфной и факсимильной связи | – | – | X | Низкое | B |
| 2 | Обеспечение телефонной связи | X | – | – | Высокое | A1 |
| 3 | Информационный обмен технологическими данными | – | – | X | Среднее | A3 |
| 4 | Электронный документооборот | – | – | X | Низкое | B |
| 5 | Передача информации в интересах банковских операций | – | – | X | Высокое | A1 |
| 6 | Передача потоков телевизионного вещания | X | X | – | Высокое | A2 |
| 7 | Организация каналов видеоконференцсвязи | X | X | X | Высокое | A1 |
| 8 | Интернет | X | X | X | Низкое | B |

В таблице приведены следующие приоритеты обслуживания трафика:

- класс А – трафик с поддержкой качества обслуживания, обслуживаемый с более высоким приоритетом;
- класс В – трафик без поддержки качества обслуживания, обслуживаемый с более низким приоритетом.

В пределах класса А дополнительно трафик делится на три подкласса:

- подкласс А1 – трафик с самым высоким приоритетом;
- подкласс А2 – трафик с переменной скоростью передачи и поддержкой передачи в реальном времени;
- подкласс А3 – трафик с минимальными гарантиями качества обслуживания, но с более высоким приоритетом, чем для трафика класса В.

Соотношения объемов передаваемого трафика телекоммуникационных служб разных приоритетов в различных условиях (например, времени суток) представлены на рис. 3.

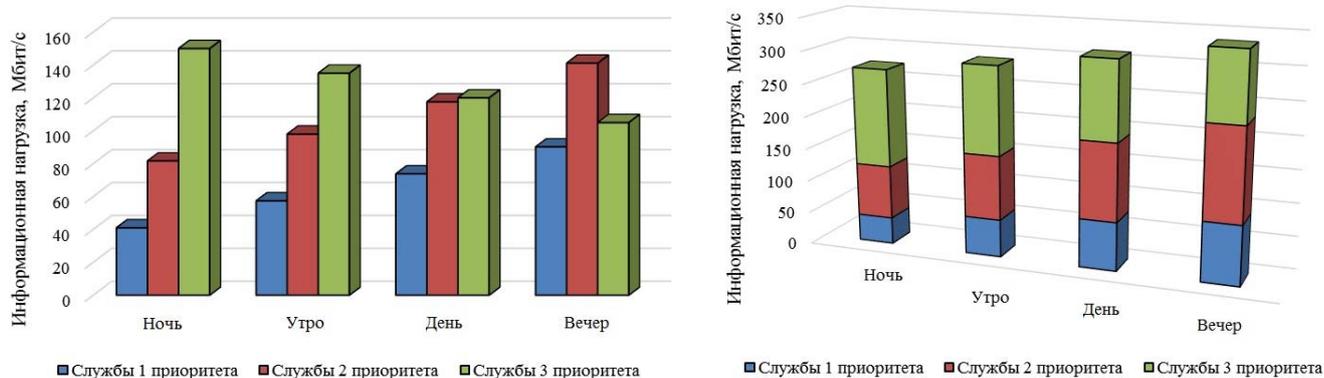


Рисунок 3. Гистограммы распределения информационной нагрузки служб заданных приоритетов в различных условиях

Анализ технических характеристик каналообразующей аппаратуры типовых ЗССС позволил определить зависимость изменения пропускной способности типовой ЗССС от применения различных конфигураций модемного оборудования в различных режимах работы, что иллюстрирует график на рис. 4. Анализ данного графика показывает, что использование помехозащищенных режимов работы модемного оборудования приведет к снижению пропускной способности ЗССС в среднем в 3–4 раза, что составит примерно 25–35 % от максимальной. С другой стороны, информационная нагрузка приоритетных служб и абонентов будет возрастать. Обеспечение функционирования ССС в сложившейся сигнально-помеховой обстановке приведет к необходимости частичного отключения каналов спутниковой связи в соответствии с их классами важности.

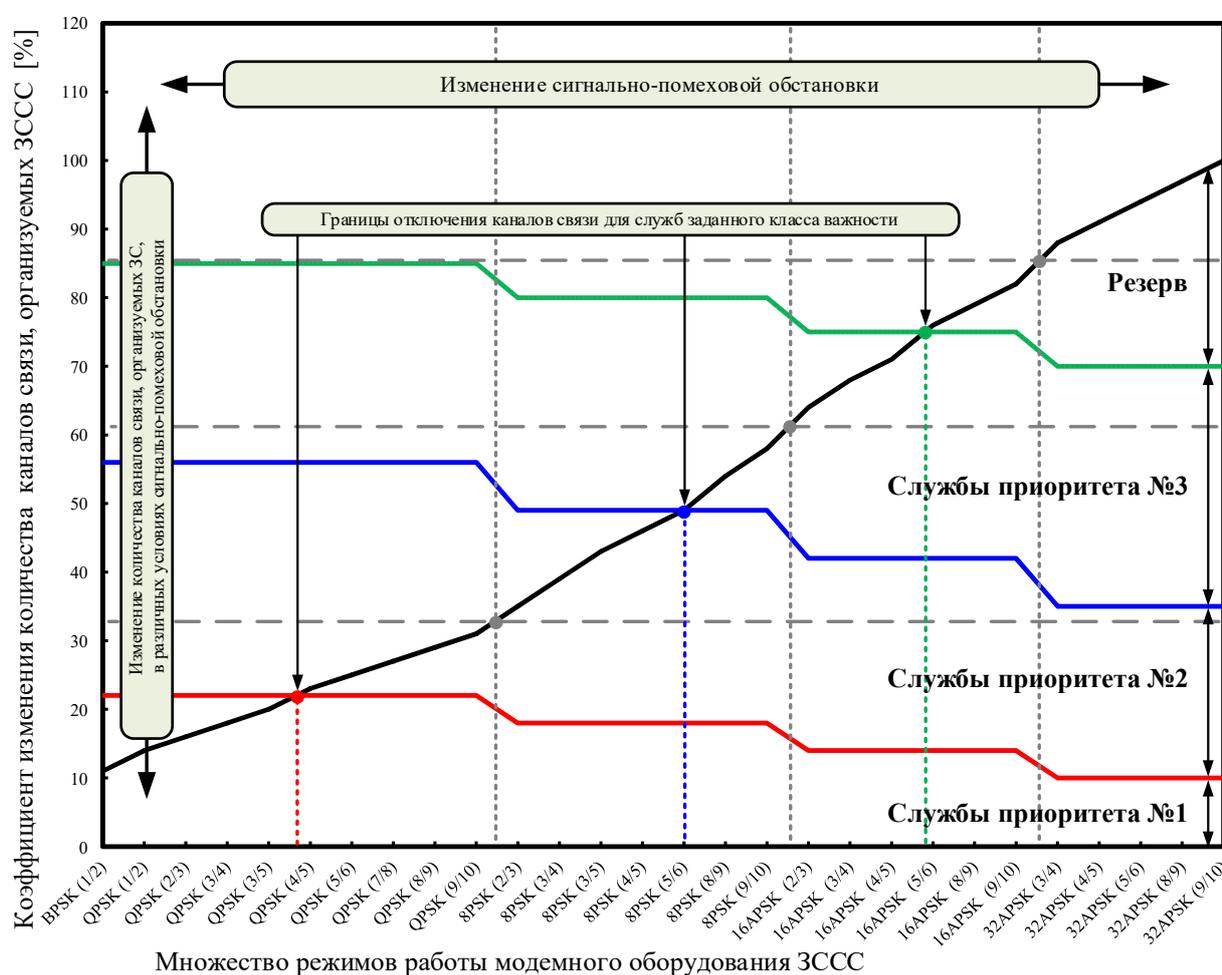


Рисунок 4. График изменения количества каналов связи, организуемых ЗССС при изменении сигнально-помеховой обстановки

Анализ статистических свойств мультисервисного трафика ССС позволил сделать вывод, что загрузка каналов спутниковой связи не превышает в среднем 40 %. Данный факт, в первую очередь, связан со спецификой работы телекоммуникационных служб (клиент-серверных приложений, IP-телефонии и других ви-

дов диалогового трафика). Наличие длительных временных пауз при использовании каналов различными приложениями позволяет организовать дополнительные каналы (рис. 5), однако при этом не должно ухудшаться качество передачи информации, особенно приоритетных источников.

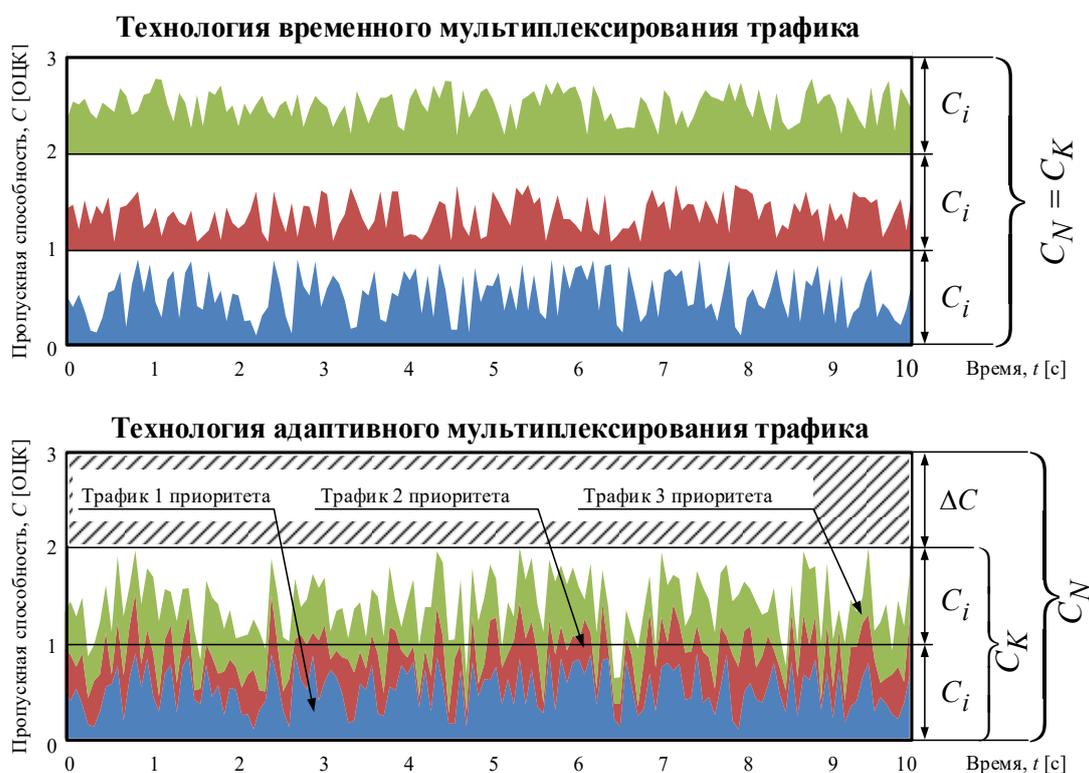


Рисунок 5. Сравнение пропускной способности ЗССС при различных технологиях мультиплексирования трафика

Таким образом, возникает противоречие, заключающееся в наличии пауз отдельных источников, которые можно использовать как резерв для организации дополнительных каналов, путем адаптивного мультиплексирования, и необходимостью обеспечению требований по качеству обслуживания приоритетных абонентов, с другой стороны. Разрешение данного противоречия требует построения особого класса моделей, которые с одной стороны способны учитывать статистические свойства трафика, его разнородность и нестационарность, а с другой стороны, обеспечить требуемое качество обслуживания приоритетных источников. Следует отметить, что существующие методы мультиплексирования мультисервисного трафика в ЗССС не позволяют учесть его статистические характеристики и приоритетность в обслуживании.

В качестве целевого показателя для оценки прироста пропускной способности ЗССС примем коэффициент мультиплексирования каналов связи, организуемых мультиплексором, который показывает отношение числа формируемых

логических (виртуальных) каналов связи к числу стандартных физических каналов мультиплексора ЗССС. Данный показатель позволил сформулировать математическую постановку задачи исследования, которая заключается в максимизации целевого показателя, путем разработки соответствующих моделей и алгоритмов при ограничениях по качеству обслуживания трафика:

$$\rho = \frac{C_N}{C_K} = \frac{N}{K} \rightarrow \left\{ \max_{\{M_{AM}, A_{ДП}\}} \left| \begin{array}{l} P_{п} \leq P_{\text{треб}}; \\ T_{з} \leq T_{\text{треб}} \end{array} \right. \right\}, \quad (1)$$

где C_K – суммарная пропускная способность физических каналов связи;

$C_N = \sum_{i=1}^N C_i$; $C_K = \sum_{i=1}^K C_i$; C_i – пропускная способность i -го канала связи;

$\Delta C = C_N - C_K = N - K$ – выигрыш пропускной способности;

N – число стандартных виртуальных каналов связи;

K – емкость канальной группы мультиплексора;

M_{AM} – модели адаптивного мультиплексирования мультисервисного трафика;

$A_{ДП}$ – алгоритмы диспетчеризации мультисервисного трафика;

$P_{п}$ – вероятность потери пакета при адаптивном мультиплексировании;

$P_{\text{треб}}$ – требуемая вероятность потери пакета согласно классу обслуживания;

$T_{з}$ – среднее время задержки пакета при адаптивном мультиплексировании;

$T_{\text{треб}}$ – требуемое время задержки пакета согласно классу обслуживания.

Таким образом, цель и постановка задачи исследования адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи сформированы. В следующих частях статьи будут рассмотрены модели адаптивного мультиплексирования и алгоритмы диспетчеризации мультисервисного трафика.

Продолжение следует.

Список используемых источников

1. Михайлов Р.Л., Макаренко С.И. Оценка устойчивости сети связи в условиях воздействия на неё дестабилизирующих факторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. № 4. С. 69–79.

2. Макаренко С.И. Методика оценки времени задержки пакета в канале связи в условиях нестабильности входного трафика // Инфокоммуникационные технологии. 2007. Т. 5. № 3. С. 95–96.

3. Макаренко С.И., Сидорчук В.П., Краснокутский А.В. Методика оценки времени задержки пакета в сети воздушной радио связи в условиях нестабильности входного трафика // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. Т. 10. № 6. С. 70.

4. Кихтенко А.В., Макаренко С.И. Методика оценки времени задержки пакета в спутниковой сети связи в условиях нестабильности входного трафика // Системы управления и информационные технологии. 2007. Т. 27. № 1.3. С. 344–348.

5. Макаренко С.И. Адаптивное управление скоростями логических соединений в канале радиосвязи множественного доступа // Информационно-управляющие системы. 2008. № 6. С. 54–58.

6. Макаренко С.И. Информационное оружие в технической сфере: терминология, классификация, примеры // Системы управления, связи и безопасности. 2016. № 3. С. 292–376.

7. Макаренко С.И., Коровин В.М., Ушанев К.В. Оператор преобразования трафика для преднамеренного повышения структурной сложности информационных потоков // Системы управления, связи и безопасности. 2016. № 4. С. 77–109.

8. Макаренко С.И. Динамическая модель системы связи в условиях функционально-разнородного информационного конфликта наблюдения и подавления // Системы управления, связи и безопасности. 2015. № 3. С. 122–185.

9. Антонович П.И., Макаренко С.И., Михайлов Р.Л., Ушанев К.В. Перспективные способы деструктивного воздействия на системы военного управления в едином информационном пространстве // Вестник академии военных наук. 2014. № 3(48). С. 93–101.

10. Макаренко С.И. Преднамеренное формирование информационного потока сложной структуры за счет внедрения в систему связи дополнительного имитационного трафика // Вопросы кибербезопасности. 2014. № 3(4). С. 7–13.

11. Макаренко С.И., Михайлов Р.Л., Новиков Е.А. Исследование канальных и сетевых параметров канала связи в условиях динамически изменяющейся сигнально-помеховой обстановки // Журнал радиоэлектроники. 2014. № 10. С. 2.

12. Цветков К.Ю., Осташов И.Т., Косяков Е.Н. Радиорелейные и спутниковые системы передачи информации специального назначения: учебник. СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского. 2013. 319 с.

13. Зиннуров С.Х., Ковальский А.А., Кузичкин А.В., Динамическое распределение радиоресурса ретранслятора с учетом неоднородности трафика и запаздывания при управлении // Известия института инженерной физики. 2014. Т. 4. № 34. С. 51–56.

14. Кузичкин А.В., Ковальский А.А., Зиннуров С.Х. Оперативное распределение радиоресурса спутника-ретранслятора при нестационарном входном потоке сообщений с учетом запаздывания в управлении // Инженерная физика. 2015. № 6. С. 49–57.

ЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩИЙ СВЧ-ФИЛЬТР НА ТИПОВЫХ ЗВЕНЬЯХ С РЕАЛИЗАЦИЕЙ НА МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

А.Р. Кубалова¹, А.П. Максимов¹

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

Информация о статье

УДК 621.396.67

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Кубалова А.Р., Максимов А.П. Эллиптический полосно-заграждающий СВЧ-фильтр на типовых звеньях с реализацией на микрополосковой линии // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 66–74.

Аннотация: В современных системах связи, радиолокации и радионавигации актуальна проблема снижения массогабаритных характеристик устройств. При том же количестве реактивных элементов эллиптические фильтры обладают большей частотной избирательностью по сравнению с фильтрами Чебышева или Баттерворта. Предложен новый метод проектирования эллиптического микрополоскового полосно-заграждающего СВЧ-фильтра с реализацией на типовых резонансных звеньях. Представлены примеры расчета фильтра, а также результаты электромагнитного моделирования и эксперимента.

Ключевые слова: СВЧ-фильтр, микрополосковый фильтр, полосно-заграждающий фильтр, эллиптический фильтр, электромагнитное моделирование.

ELLIPTIC BANDSTOP MICROWAVE FILTER USING STANDARD SECTIONS WITH IMPLEMENTATION ON MICROSTRIP LINES

A. Kubalova¹, A. Maksimov¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Kubalova A., Maksimov A. Elliptic bandstop microwave filter using standard sections with implementation on microstrip lines // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 66–74.

Abstract: The issues of mass and size minimization are vital to modern radio location, radio navigation and communications systems. Given the same number of reactive elements, elliptic-function filters provide better selectivity as compared to Chebyshev or Butterworth filters. A novel design

method of elliptic microstrip bandstop microwave filter employing standard resonant sections is proposed. Numeric design example as well as electromagnetic simulation and experimental results are presented.

Keywords: *microwave filter, microstrip filter, bandstop filter, elliptic filter, electromagnetic simulation.*

Эллиптическим полосно-заграждающим (ПЗФ) называют фильтр, характеристика затухания которого пульсирует как в полосе пропускания (ПП), так и в полосе заграждения (ПЗ), и имеет нули передачи на конечных частотах вблизи краёв ПЗ. Данное свойство позволяет усилить крутизну переходной области АЧХ без повышения порядка фильтра.

Нормированный ПЗФ на элементах с сосредоточенными параметрами получают путем частотного преобразования ФПНЧ, выбранного из таблиц Зааля. Для перехода к полосковой СВЧ структуре используются преобразование Ричардса [2] и преобразования Курода, обобщенные Леви для резонансных звеньев [3, 4]. Каскадные соединения резонансных цепей и единичных элементов реализуются типовыми звеньями из связанных линий передачи по методу, разработанному Рудсом, Сканланом и Леви [5].

Рассмотрим порядок проектирования микрополоскового эллиптического ПЗФ на примере технического задания:

- 1) центральная частота $f_0 = 1,5$ ГГц;
- 2) относительная ширина ПЗ $w = 10$ %;
- 3) затухание в ПЗ $a_S \geq 40$ дБ;
- 4) сопротивление нагрузки $Z_0 = 50$ Ом;
- 5) порядок фильтра $N = 4$.

Техническому заданию удовлетворяет ФПНЧ С0415-31с (вариант В), схема которого изображена на рис. 1. Значения элементов ФПНЧ: $g_1 = 0,8057$; $g_2 = 0,1382$; $g_3 = 1,2286$; $g_4 = 1,3534$; $g_5 = 0,9311$; $\Omega_r = 2,427$. На рис. 2 представлена АЧХ выбранного ФПНЧ.

Для перехода от ФПНЧ к нормированному ПЗФ воспользуемся частотным преобразованием:

$$\Omega \rightarrow -\frac{1}{a_1 \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)}, \quad (1)$$

где Ω – нормированная частота; $a_1 = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$; $f_1 = f_0 - \frac{w f_0}{100 \%}$; $f_2 = f_0 + \frac{w f_0}{100 \%}$.

В результате преобразования элементов схемы на рис. 1 по (1) индуктивности становятся параллельными резонансными контурами, а емкости – последовательными резонансными контурами. Ниже приведены выражения для элементов преобразованной схемы нормированного ПЗФ (см. рис. 3):

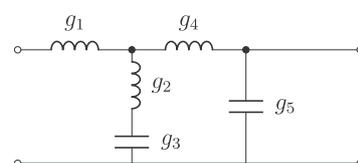


Рисунок 1. Схема эллиптического ФПНЧ С0415-31с

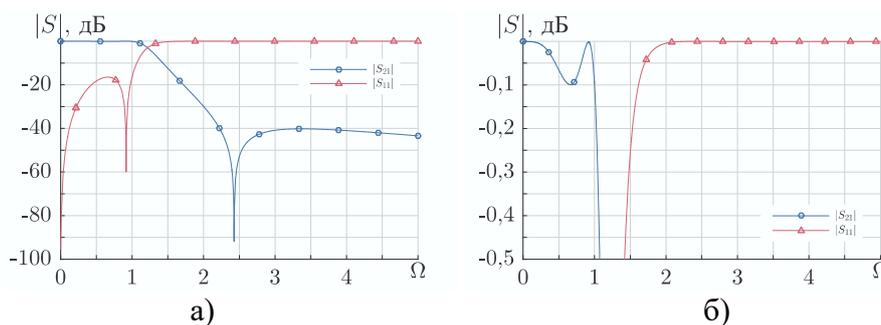


Рисунок 2. АЧХ эллиптического ФПНЧ С0415-31с

$$l_2 = \frac{a_1}{g_3} (1 + \lambda_-^2), \quad l_3 = \frac{a_1}{g_3} (1 + \lambda_+^2), \quad c_2 = \frac{1}{l_3}, \quad c_3 = \frac{1}{l_2}, \quad l_1 = \frac{g_1}{a_1}, \quad c_1 = \frac{1}{l_1}, \quad l_4 = \frac{g_4}{a_1},$$

$$c_4 = \frac{1}{l_4}, \quad l_5 = \frac{g_5}{a_1}, \quad c_5 = \frac{1}{l_5},$$

где: $\lambda_{\pm} = \sqrt{\left(\frac{1}{2a_1\Omega_r}\right)^2 + 1} \pm \frac{1}{2a_1\Omega_r}$.

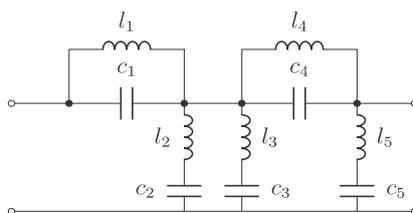


Рисунок 3. Схема эллиптического ПЗФ на элементах с сосредоточенными параметрами

Рассчитанные значения элементов схемы сведены в таблицу (см. табл. 1).

Таблица 1. Значения элементов схемы нормированного эллиптического ПЗФ

| № элемента | <i>l</i> | <i>c</i> |
|------------|----------|----------|
| 1 | 0,081 | 12,411 |
| 2 | 15,950 | 0,060 |
| 3 | 16,621 | 0,063 |
| 4 | 0,135 | 7,386 |
| 5 | 10,740 | 0,093 |

Перейдем от элементов с сосредоточенными параметрами к замкнутым и разомкнутым отрезкам линий передачи длиной $\theta_0 = \pi/4$ на f_0 . Для этого воспользуемся преобразованием Ричардса:

$$\Omega \rightarrow \operatorname{tg} \theta,$$

где Ω – нормированная частота; $\operatorname{tg} \theta$ – новая частотная переменная.

Относительная ПЗ фильтра на элементах Ричардса будет $w = 6 \%$. Компенсировать сужение ПЗ можно заменой $a_1 \rightarrow a$, где для узкополосного случая:

$$a = \frac{|\sin \theta_0|}{2\theta_0} a_1 = \frac{1}{1,57} \frac{1,5 \times 10^9}{1,575 \times 10^9 - 1,425 \times 10^9} = 7,570.$$

В полученной схеме все элементы физически объединены в одной точке, и не могут быть реализованы в виде полосковой структуры. Одним из наиболее распространенных способов разделения элементов цепей на линиях передачи служат преобразования Курода. Тождества Курода позволяют перемещать вдоль лестничной цепи добавленные в нее единичные элементы (ЕЭ) так, чтобы они не изменяли частотные характеристики фильтра. Конечной целью перемещений ЕЭ является формирование типовых звеньев, для которых известны эквивалентные схемы на связанных линиях передачи.

На рис. 4 отображены этапы преобразований цепи фильтра. В исходную схему со стороны источника и нагрузки добавляются пять ЕЭ (см. рис. 4а). Три ЕЭ последовательно перемещаются в направлении центральных резонаторов (см. рис. 4б и 4в). Полученные каскадные соединения ЕЭ и резонаторов преобразуются в типовые звенья на связанных линиях передачи (см. рис. 4г).

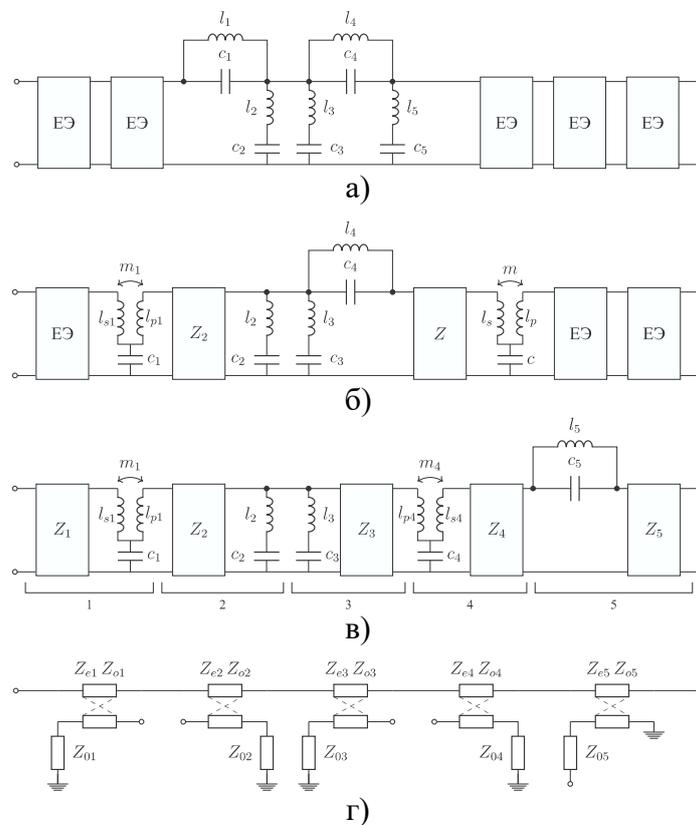


Рисунок 4. Преобразования схемы полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на элементах с распределенными параметрами

В [6, с. 15–27] приведены эквивалентные схемы и расчетные формулы, используемые в данной работе.

Волновые сопротивления элементов типовых звеньев на рис. 4г, масштабированные для сопротивлений источника и нагрузки $Z_0 = 50$ Ом, приведены в табл. 2.

Таблица 2. Волновые сопротивления (Ом) элементов типовых звеньев эллиптического ПЗФ

| Звено 1 | | Звено 2 | | Звено 3 | | Звено 4 | | Звено 5 | |
|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Z_{e1} | Z_{o1} | Z_{e2} | Z_{o2} | Z_{e3} | Z_{o3} | Z_{e4} | Z_{o4} | Z_{e5} | Z_{o5} |
| 70,98 | 35,34 | 69,14 | 37,19 | 67,80 | 36,02 | 74,69 | 29,53 | 76,49 | 37,14 |
| Z_{o1} | | | Z_{o2} | Z_{o3} | | | Z_{o4} | Z_{o5} | |
| 47,19 | | | 45,33 | 50,19 | | | 42,26 | 56,81 | |

АЧХ схемы эллиптического ПЗФ на идеальных связанных линиях передачи представлена на рис. 5.

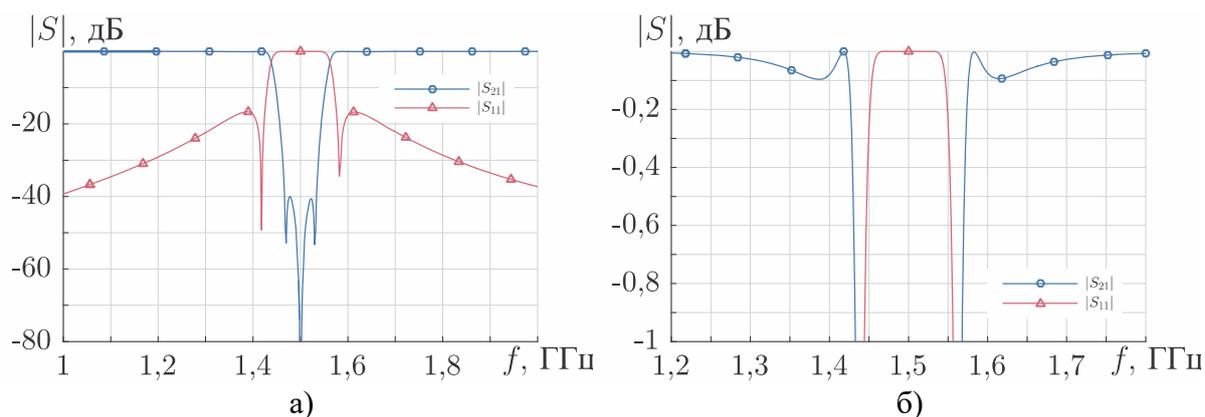


Рисунок 5. АЧХ эллиптического ПЗФ на идеальных линиях передачи

В соответствии со схемой на рис. 4г была синтезирована топология микрополоскового фильтра на материале Taconic Cer-10 с параметрами: диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 10$, высота $h = 1,27$ мм, толщина металлизации $t = 35$ мкм, тангенс диэлектрических потерь $\text{tg } \delta = 0,0035$. Был проведен анализ и параметрическая оптимизация структуры фильтра в симуляторе электромагнитного поля HFSS. Исходные размеры микрополосковых связанных линий были рассчитаны по формулам из работы [7].

Как правило, при анализе СВЧ-фильтров в HFSS в качестве частоты анализа f_a выбирают центральную частоту фильтра. Однако в случае ПЗФ на центральной частоте ПЗ в структуру поступает незначительное количество энергии. Из-за этого система адаптивного анализа HFSS строит некорректную расчетную сетку, и характеристики частотно-разделительного устройства вычисляются неточно.

На рис. 6 представлены результаты уплотнения сетки на различных частотах анализа после 11 адаптивных проходов.

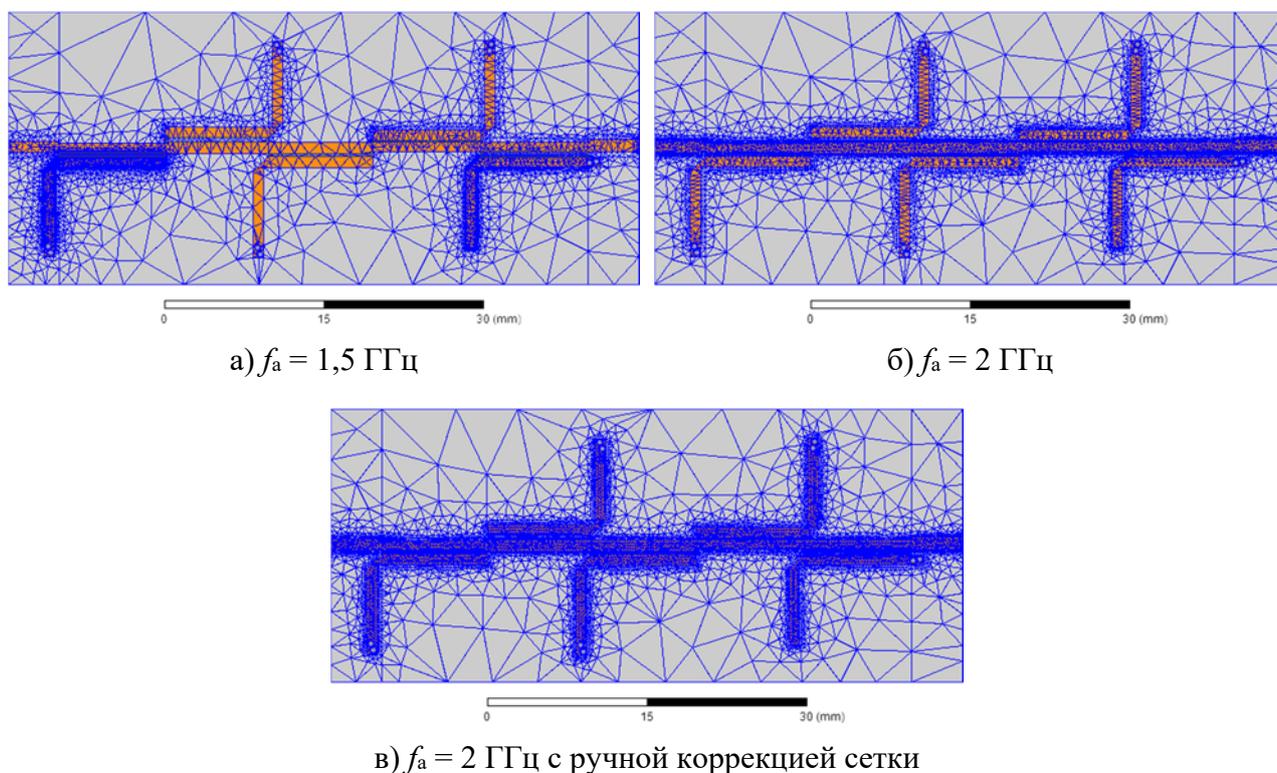


Рисунок 6. Результаты сгущения расчетной сетки HFSS на структуре эллиптического ПЗФ на МПЛ после 11 адаптивных проходов

Как следует из рис. 6 на f_0 сетка сгущается вблизи полосно-заграждающих резонаторов с частотой резонанса f_0 (см. рис. 6а). На частоте из ПП $f_a = 2$ ГГц сетка уплотнена более равномерно, однако имеет тенденцию к укрупнению в зазорах при отдалении от центрального проводника (см. рис. 6б). Наилучших результатов удалось добиться при $f_a = 2$ ГГц с помощью ручной коррекции сетки в областях зазоров и на поверхностях проводников (см. рис. 6в). При этом задавался максимальный размер элемента сетки 0,3 мм.

С целью экономии вычислительных мощностей фильтр был разбит на составные части из одного или нескольких типовых звеньев, и каждая часть моделировалась отдельно. Потом результаты моделирования в форме матриц S-параметров объединялись в системе схемотехнического проектирования ADS.

Полная топология микрополоскового полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на материале Cer-10 представлена на рис. 7, а ее АЧХ, полученные в результате модульного электромагнитного моделирования, – на рис. 8. Физические размеры топологии с учетом металлизированных переходных отверстий и паразитных концевых емкостей полосков указаны в таблице 3.

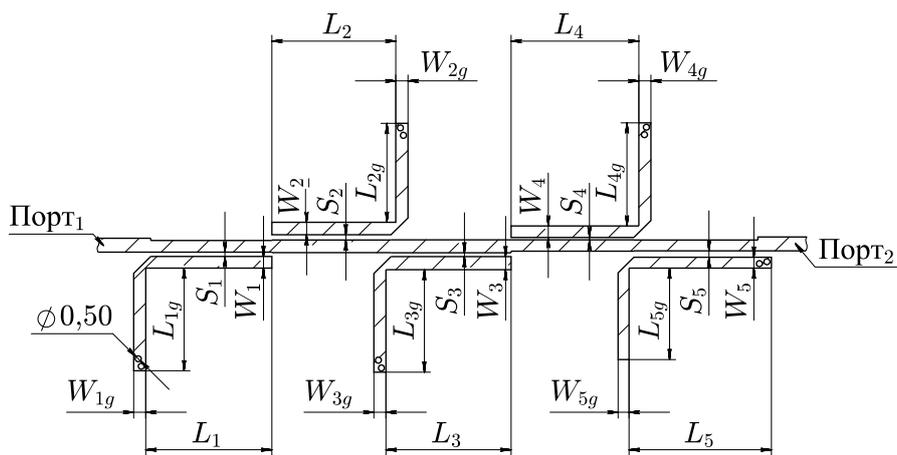


Рисунок 7. Чертеж топологии полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на МПЛ

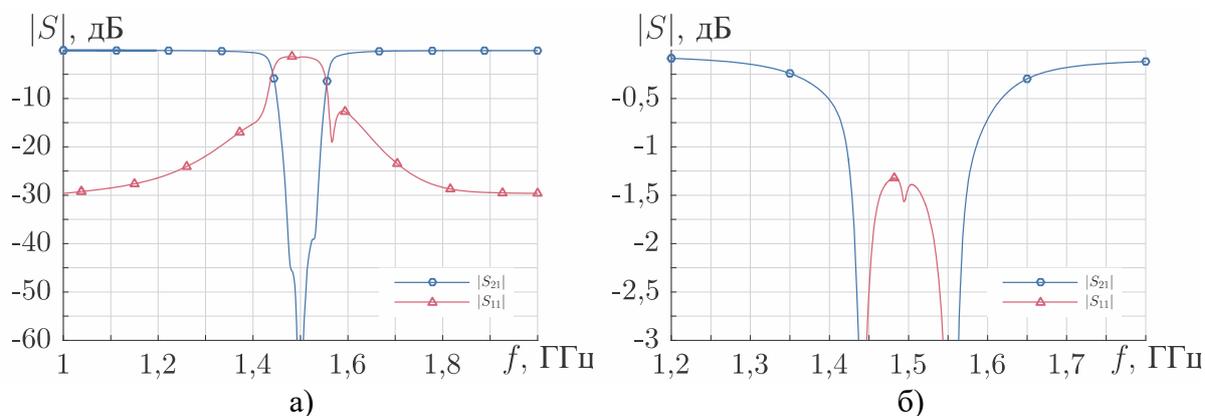


Рисунок 8. АЧХ эллиптического ПЗФ на МПЛ, полученная в HFSS

Таблица 3. Размеры топологии полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на МПЛ на материале Cer-10 с $\epsilon_r = 10$, $h = 1,27$ мм, $t = 35$ мкм

| № звена | Размеры, мм | | | | |
|---------|-------------|----------|--------|----------|-------|
| | W_1 | W_{1g} | L_1 | L_{1g} | S_1 |
| 1 | 0,985 | 1,000 | 10,470 | 8,59 | 0,350 |
| | W_2 | W_{2g} | L_2 | L_{2g} | S_2 |
| 2 | 1,050 | 1,000 | 10,300 | 8,275 | 0,440 |
| | W_3 | W_{3g} | L_3 | L_{3g} | S_3 |
| 3 | 1,090 | 1,000 | 10,390 | 8,575 | 0,320 |
| | W_4 | W_{4g} | L_4 | L_{4g} | S_4 |
| 4 | 0,950 | 1,000 | 10,610 | 8,650 | 0,200 |
| | W_5 | W_{5g} | L_5 | L_{5g} | S_5 |
| 5 | 0,910 | 0,910 | 11,820 | 7,650 | 0,530 |

Методом фрезерования был изготовлен экспериментальный образец ПЗФ. Измерения электрических параметров устройства проводились в полосе частот от 1 до 2 ГГц на анализаторе цепей «Обзор-304/1». Фотография экспериментального образца представлена на рис. 9.

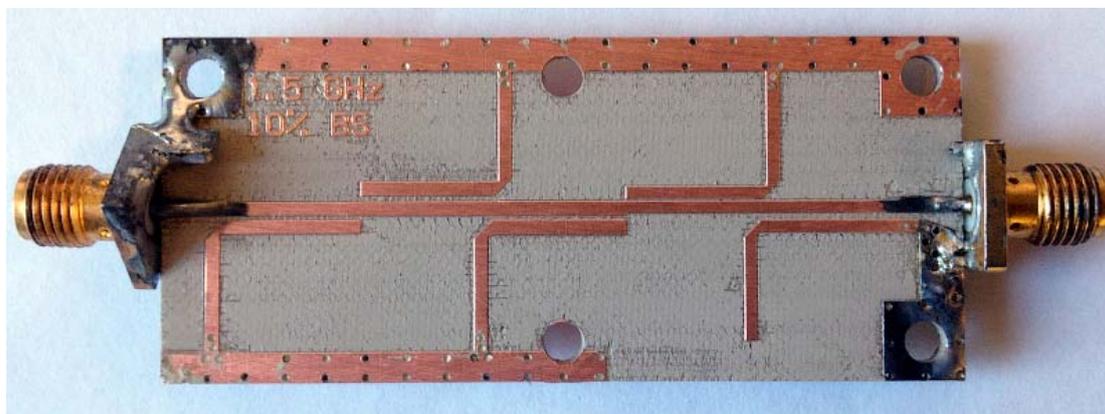


Рисунок 9. Фотография экспериментального образца микрополоскового эллиптического ПЗФ на МПЛ

На рис. 10 отображены измеренные частотные характеристики фильтра.

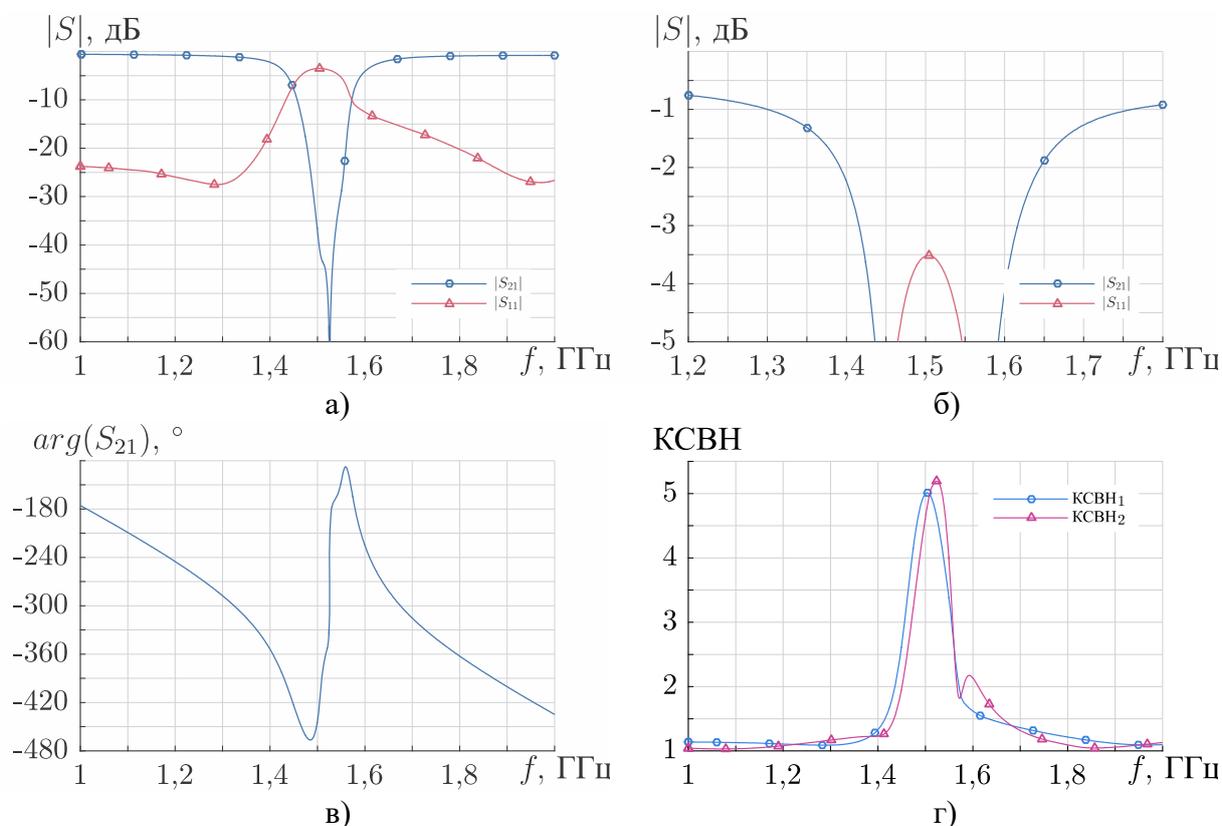


Рисунок 10. Измеренные частотные характеристики экспериментального образца эллиптического ПЗФ на МПЛ

Таким образом, синтезирована планарная топология эллиптического полосно-заграждающего фильтра на типовых звеньях на материале Taconic Cer-10 с $\epsilon_r = 10$, $h = 1,27$ мм, $t = 35$ мкм и $\text{tg } \delta = 0,0035$. Проведено моделирование методом конечных элементов в симуляторе электромагнитного поля HFSS. Изготовлен экспериментальный образец и измерены его электрические характеристики. Теория, на которой основана процедура синтеза, подтверждается результатами моделирования и эксперимента.

Сравнение рис. 5 и 8 показывает, что частотная характеристика ПЗФ с реализацией на МПЛ теряет симметрию относительно центральной частоты. Подобное искажение АЧХ наблюдается и в случае микрополосковых полосно-пропускающих фильтров на связанных линиях.

Моделирование фильтра на идеальных линиях передачи и с учетом потерь демонстрирует существенное влияние на форму АЧХ потерь в диэлектрике (см. рис. 5 и 8): нули и полюса передачи сглаживаются и становятся практически неразличимы, увеличиваются потери вблизи частот f_1 и f_2 . Коэффициент отражения на f_0 для макета фильтра оказался ниже теоретического на 2 дБ и составил минус 3,5 дБ. Габариты экспериментального образца – 51,6 мм × 20,8 мм × 1,27 мм.

Список используемых источников

1. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. М.: Радио и связь. 1983. 752 с.
2. Richards P. Resistor-Transmission-Line Circuits // Proceedings of the IRE. 1948. Vol. 36. № 2. PP. 217–220.
3. Ozaki H., Ishii J. Synthesis of a Class of Strip-Line Filters // IRE Transactions on Circuit Theory. 1958. Vol. 5. Iss. 2. PP. 104–109.
4. Levy R. A General Equivalent Circuit Transformation for Distributed Networks // IEEE Transactions on Circuit Theory. 1965. Vol. 12. Iss. 3. PP. 457–558.
5. Rhodes J., Scanlan J., Levy R. Realization of Microwave Brune Sections // Electronics Letters. 1965. Vol. 1. № 9. PP. 268–269.
6. Кубалова А.Р., Томашевич С.В. Синтез и моделирование микроволновых фильтров. СПб.: Издательство СПбГУТ. 2012. 216 с.
7. Kirsching M., Jansen R. Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1984. Vol. MTT-32. № 1. PP. 83–90.

ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ В КАНАЛЕ С ЗАМИРАНИЯМИ И РАЗНЕСЕННЫМ ПРИЕМОМ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Е.В. Лебеда¹, М.А. Остроумов², О.А. Остроумов¹

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

²Войсковая часть 40273, Москва, 123007, Российская Федерация
Адрес для переписки: oleg-26stav@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.376

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Лебеда Е.В., Остроумов М.А., Остроумов О.А. Вероятность ошибки в канале с замираниями и разнесенным приемом многопозиционных сигналов // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 75–79.

Аннотация: *Статья посвящена использованию различных методов разнесенного приема многопозиционных сигналов в каналах радиосвязи с замираниями. Представлены полученные выражения, позволяющие производить расчет вероятности ошибки в каналах радиосвязи при приеме сигналов квадратурной амплитудной модуляций различной позиционности и различных методах разнесенного приема.*

Ключевые слова: *замирания, разнесенный прием, вероятность ошибки, многопозиционные сигналы, помехоустойчивость, специальные функции.*

THE ERROR PROBABILITY IN THE CHANNEL WITH FADING AND DIVERSITY RECEPTION AT THE MULTIPOSITIONED SIGNALS RECEPTION

E. Lebeda¹, M. Ostroumov², O. Ostroumov¹

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

²Troop unit 40273, Moscow, 123007, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Lebeda E., Ostroumov M., Ostroumov O. The error probability in the channel with fading and diversity reception at the multipositioned signals reception // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 75–79.

Abstract: *The article is dedicated to the different methods using of the multiposition signals diversity reception in the radio communication channels with fading. The received expressions are presented which allow to calculate the error probability in the radio communication channels at the signals reception of the quadrature amplitude modulation of the different positioning and different diversity reception methods.*

Keywords: *fading, diversity reception, error possibility, multiposition signals, immunity, special functions.*

В современной связи использование различных методов разнесенного приема нашло широкое применение. Традиционно разнесенный прием используют для повышения помехоустойчивости системы связи и борьбы с различными замираниями, характерными для каналов радиосвязи. Кроме этого существенное влияние на качество связи, надежность и устойчивость системы связи оказывают различные помехи. Существует много способов защиты от помех [1, 2, 3]: предотвращение перегрузки приемников; компенсация радиопомех; различного рода селекцией сигналов; адаптацией; перестройкой радиочастоты; использование шумоподобных сигналов и т. д.

Хотя разнесенный прием позволяет бороться с замираниями, он также эффективен против помех, присутствующих в каналах радиосвязи [1, 2]. Если в канале связи замирания сигнала отсутствуют, помехоустойчивость при разнесенном приеме определяется степенью корреляции помехи в отдельных ветвях разнесения, также возникает дополнительная возможность повышения помехоустойчивости за счет слабой корреляции сигнала в отдельных ветвях разнесения [4, 5, 6].

При разнесенном приеме сигналов обеспечивается прием одной и той же информации по нескольким параллельным каналам (линиям) связи, которые называют ветвями разнесения. Как правило, на практике используют следующие шесть методов разнесенного приема: по пространству, по времени и частоте, по углу прихода лучей, по поляризации и по отдельным лучам при многолучевом распространении.

Наибольший энергетический выигрыш получают от использования пространственного (по углу прихода лучей или поляризационного) разнесенного приема. Проведенные исследования [4, 5] показали, что при переходе от одиночного к сдвоенному приему имеется выигрыш почти в два раза, а с увеличением количества ветвей выигрыш имеется, но не такой значительный. На практике, кроме пространственного, широкое применение нашли частотное и временное разнесение. Данные методы разнесения также дают определенный энергетический выигрыш при увеличении количества ветвей разнесения (хотя и меньший, чем при пространственном разнесении), но в этом случае при неизменной скорости и мощности передатчика длительность элемента уменьшается в L раз (где L – количество ветвей разнесения).

Выбор количества ветвей разнесения может определяться по различным критериям: минимальной стоимости, максимальной помехоустойчивости или помехозащищенности и т.д. В данной работе критерием выбора числа ветвей является минимум средней вероятности битовой ошибки: $\arg\min_L P_b(L, h_{bc}^{2*})$, где вероятность ошибки в общем случае зависит от h_{bc} – отношения сигнал/шум, количества ветвей разнесения и от параметров, характеризующих замирания [4].

Так же использование в современной технике связи многопозиционных сигналов ФМ и переход на работу перспективными сигналами КАМ приводит к увеличению скорости передачи информации, однако при увеличении позиционности данных сигналов количества ошибок при сохранении схемы демодуляции и декодирования также увеличивается, что создает проблемы при использовании данных сигналов в каналах с низкой помехоустойчивостью (каналах с замираниями). Кроме этого качество радиосвязи зависит от условий распространения радиоволн и интенсивности воздействия помех различной природы, что так же ведет к ухудшению помехоустойчивости.

В связи с этим исследование различных видов разнесенного приема многопозиционных сигналов с целью повышения помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в линиях радиосвязи в условиях замираний и помех является перспективным и актуальным.

Как известно [1, 7], для сигналов КАМ- M при $M = 2^K$ средняя вероятность битовой ошибки рассчитывается по формуле:

$$P_b = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}-1} a_{2j-1} Q\left(\sqrt{2g_{2j-1}h_{bc}^2}\right), \quad (1)$$

где $P_b = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_{bi}$ – средняя вероятность битовой ошибки; $K = \log_2 M$, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – функция Гаусса; $g_{2j-1} = (2j-1)^2 \frac{3K}{2(M-1)}$ – параметр, определяемый сигнальной конструкцией.

При наличии в канале связи замираний Райса-Накагами, используя свойства Q -функции Гаусса и функции Оуэна [7], можно получить выражение для расчета вероятности битовой ошибки в условиях АБГШ:

$$P_b = \frac{2}{K} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}-1} a_{2j-1} H_p \left(\sqrt{\frac{2g_{2j-1}h_{bc}^2 k^2}{g_{2j-1}h_{bc}^2 + m + k^2}}, \sqrt{\frac{g_{2j-1}h_{bc}^2}{g_{2j-1}h_{bc}^2 + m + k^2}}, \infty \right), \quad (2)$$

где $H_\nu(z, b, \eta) = \frac{(1-b^2)^\nu}{2\pi} \int_0^{\arctan \eta} \frac{\cos^{2\nu} pt}{(1-(1-b^2)\sin^2 t)^\nu} e^{-\frac{z^2}{2} \frac{1}{1-(1-b^2)\sin^2 t}} dt$ – специальная интегральная функция H , $\nu \geq 0$, $0 \leq b^2 \leq 1$, $\eta \geq 0$;

$k^2 \geq 0$ – коэффициент, который характеризует глубину замираний (при $k^2 \rightarrow \infty$ канал без замираний);

m – коэффициент, характеризующий глубину замираний Накагами.

С учетом методики, представленной в [1, 4] и выражения (2) для разнесенного приема на L ветвей выражение для расчета вероятности средней битовой ошибки в условиях АБГШ и замираний Райса-Накагами примет вид:

$$P_b = \frac{2}{K} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}-1} a_{2j-1} H_L \left(\sqrt{L} \sqrt{\frac{2g_{2j-1} h_{bc}^2 k^2}{g_{2j-1} h_{bc}^2 + L^\lambda (m+k^2)}}, \sqrt{\frac{g_{2j-1} h_{bc}^2}{g_{2j-1} h_{bc}^2 + L^\lambda (m+k^2)}}, \infty \right), \quad (3)$$

где L – число ветвей разнесения $L \geq 1$; в каждой ветви разнесения отношения сигнал/шум есть величина $h_{bc}^2 = E_l/N_l$, $l = \overline{1, L_1}$. Для разнесенного приема справедливо соотношение $h_{bc}^{2*} = h_{bc}^2/L^\lambda$, где h_{bc}^2 – среднее отношение сигнал/шум в одной отдельной ветви разнесения и $\lambda \in [0, 2]$ – коэффициент эффективности использования мощности передатчика при разнесенном приеме [5, 6].

На рисунке 1 показаны зависимости вероятности средней битовой ошибки от отношения сигнал/шум при пространственном разнесенном приеме сигнала КАМ-16 при а) релейских и б) райсовских замираниях, а также приеме сигнала КАМ-64 при в) релейских и г) райсовских замираниях.

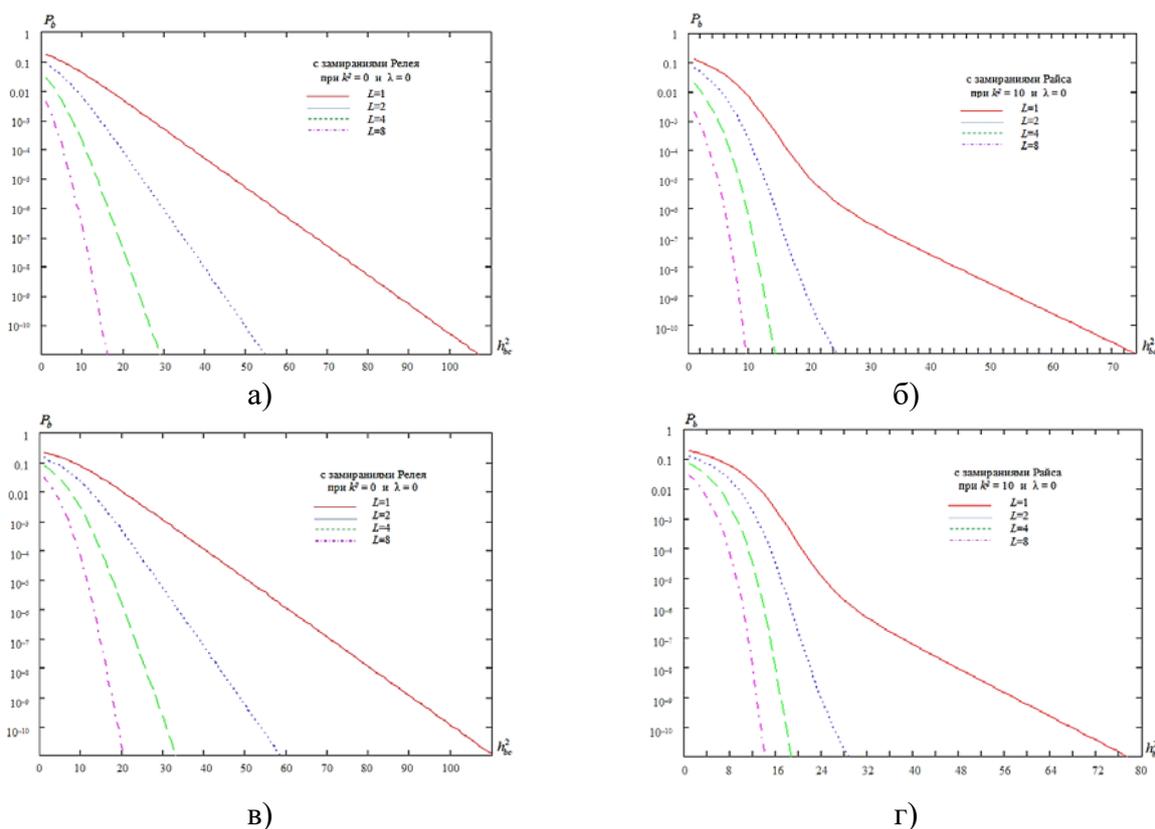


Рисунок 1. Зависимость вероятности средней битовой ошибки от отношения сигнал/шум при пространственном разнесенном приеме:

- а) сигнала КАМ-16 и релейских замираниях; б) сигнала КАМ-16 и райсовских замираниях;
- в) сигнала КАМ-64 и релейских замираниях; г) сигнала КАМ-64 и райсовских замираниях

При частотном разнесенном приеме многопозиционных сигналов (см. рис. 2) выигрыш в помехоустойчивости есть, однако он меньше, чем при пространственном разнесении.



Рисунок 2. Зависимость вероятности средней битовой ошибки от отношения сигнал/шум при частотном разнесенном приеме сигнала КАМ164 и релейских замираниях

Таким образом, использование различных методов разнесенного приема позволяет существенно повысить помехоустойчивость приема сигналов, что важно для систем связи, в которых используются многопозиционные сигналы, так как с увеличением позиционности и скорости передачи информации помехоустойчивость уменьшается. Кроме этого, полученные выражения позволяют производить расчет вероятности ошибки в канале радиосвязи с различными типами замираний при приеме многопозиционных сигналов разной позиционности во всем диапазоне отношения сигнал/шум.

Список используемых источников

1. Остроумов О.А., Савищенко Н.В. Расчет оптимального и рационального числа ветвей разнесения в каналах связи с аддитивным белым гауссовым шумом и общими замираниями Райса-Накагами // Информационно-управляющие системы. 2016. № 6 (79). С. 71–80.
2. Игнатов В.В., Сахнин А.А. Развед- и помехозащищенность систем и средств военной связи. СПб.: ВУС, 2001. 212 с.
3. Филимонов В.А., Грецев В.П., Остроумов О.А., Давыдов А.В. Оценка помехоустойчивости системы связи от ошибок частотной и временной синхронизации // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 1. С. 25–32.
4. Остроумов О.А., Савищенко Н.В. Оценка помехоустойчивости каналов связи с замираниями и разнесенным приемом // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: материалы V международной научно-технической и научно-методической конференции. СПб.: СПбГУТ. 2016. С. 503–507.
5. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. М.: Сов. радио. 1971. 408 с.
6. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь. 1982. 362 с.
7. Савищенко Н.В. Специальные интегральные функции, применяемые в теории связи: монография. СПб.: Военная академия связи. 2012. 560 с.

МЕХАНИЗМ МУЛЬТИОПРОСА НА ОСНОВЕ ПРИОРИТИЗАЦИИ ДЛЯ WLAN С ВЫСОКОЙ ПЛОТНОСТЬЮ УСТРОЙСТВ

Ч.Д. Ле¹, О.А. Симонина¹

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

Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Симонина О.А., Ле Ч.Д. Механизм мультиопроса на основе приоритизации для WLAN с высокой плотностью устройств // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 80–92.

Аннотация: *Статья посвящена вопросу повышения качества обслуживания в высокозагруженных мультисервисных сетях Wi-Fi. Предлагается модифицировать метод мультиопроса с учетом требований к трафику по критерию минимизации задержки. Для этого предлагается модифицировать механизм опроса и переложить вопросы конкуренции со станций на точки доступа. Также предлагается модифицировать стандартизированные форматы PLU и PLUR-кадров, переопределяя резервные поля для поддержки работы предлагаемого механизма.*

Ключевые слова: *Wi-Fi, мультиопрос, качество обслуживания, PCF, DCF.*

THE MULTIPOLLING MECHANISM BASED ON THE PRIORITIZATION FOR WLAN IN A HIGH DENSE NETWORKS

Le Tran Duc¹, O. Simonina¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Le Tran Duc, Simonina O. The Multipolling mechanism based on the prioritization for WLAN in a high dense networks // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 80–92.

Abstract: *This article is devoted to improving the quality of service in multiservice high-density Wi-Fi networks. It is proposed to modify the multipolling mechanism given the traffic requirements and minimizing delays. For this purpose it is proposed to modify the polling mechanism and to shift the competition from the stations to the access point. It is also proposed to modify standardized formats PLU and PLUR frames, overriding the backing field to support the work of the proposed mechanism.*

Keywords: *Wi-Fi, Multipolling Mechanism QoS, PCF, DCF.*

Введение

Сети на основе семейства стандартов IEEE 802.11 не только доминируют на рынке сетей беспроводного доступа, но и, по прогнозам [1], эта тенденция сохранится в ближайшие несколько лет несмотря на активное развитие мобильной передачи данных (рис. 1). Это не удивительно, так как сети Wi-Fi обладают рядом неоспоримых достоинств: недороги, используют нелицензируемый диапазон, гибки в конфигурации, позволяют проводить процедуры авторизации пользователей и устройств, совместимы с Ethernet и стеком протоколов TCP/IP, обладают хорошей пропускной способностью. Все это обусловило широкое применение Wi-Fi в домашних, корпоративных и сетях доступа в общественных местах. При этом сети Wi-Fi не являются мультисервисными в полном смысле – скорее, это сеть передачи данных с пропускной способностью, позволяющей передавать большие объемы трафика, в том числе видео. Для малозагруженных сетей подход на основе best effort вполне объясним, но в сетях с высокой плотностью узлов он порождает ряд проблем.

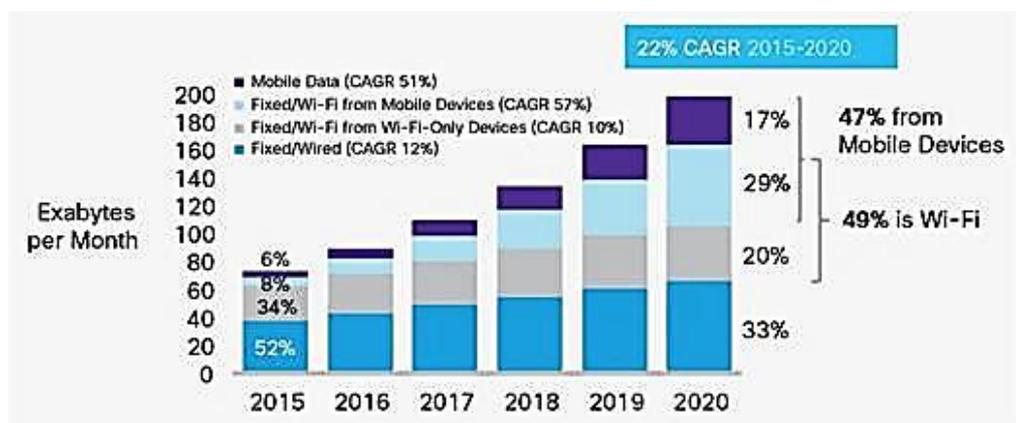


Рисунок 1. Прогноз увеличения количества IP-трафика, создаваемого различными сетями доступа, согласно Cisco VNI [1]

Стандарт IEEE 802.11 [2] определяет два режима работы: DCF (*Distributed Coordination Function*) и PCF (*Point Coordination Function*). Режим PCF используется в период без конкуренции CFP (*Contention-Free Period*). За счет сокращения затрат времени на конкуренцию PCF может поддерживать приложения с требованиями по минимизации задержки. Однако механизм PCF не может в полной мере обеспечивать передачу мультимедийного трафика с заданным качеством [3, 4, 5].

Сейчас для поддержки мультисервисности предлагается несколько решений. Стандартизированные закреплены в рекомендации IEEE 802.11e [2] и реализованы за счет различения классов трафика и выстраивания системы приоритетов для каждого из них. Однако в IEEE 802.11e существует проблема с обеспечением передачи трафика с переменной скоростью VBR (*Variable Bit*

Rate), когда мгновенная скорость передачи и размер пакета, как правило, довольно сильно отличаются от соответствующих средних значений [3].

В направлении разработки механизмов обработки мультисервисного трафика в сетях Wi-Fi уже давно работают многие коллективы авторов. Большинство этих механизмов представляют собой модификации PCF или HCCA (HCF (*Hybrid Coordination Function*) *Controlled Channel Access*) и сосредоточены на следующих ключевых проблемах:

- создание списка опроса;
- управление списком опроса;
- определение последовательности опроса;
- уменьшение времени, затраченного на неудачные попытки опроса (PO – *Polling overhead*) – в дальнейшем будем это называть расходом опроса.

Например, в работе [4] авторы предложили использовать два кадра мультиопроса с разными целями. Первый кадр передается с целью сбора информации со станции (STA). Второй кадр, сконструированный на основе собранной информации, содержит последовательность опроса для передачи данных. Тем не менее, этот механизм имеет довольно много недостатков. Например, авторы не рассматривали проблему коллизий, которые могут возникнуть из-за проблемы скрытого узла во время сбора информации и в процедуре передачи данных. Кроме того, не указаны порядок сбора информации и опроса станций (STAs), таким образом, если кадр опроса поврежден, то может появиться сбой в работе всех STAs.

В статье [6] авторы предложили модифицированный PCF, который улучшает использование среды. Основная цель этого механизма заключается в уменьшении влияния проблемы скрытого узла с помощью счетчика столкновений. Механизм UPCF (*Unified Point Coordination Function*) в работе [3] является одним из механизмов мультиопроса, использующих приоритет для пропуска трафика различных типов в соответствии с требованиями QoS (*Quality of Service*). Он поддерживает возможность обслуживания VBR-трафика с использованием соответствующих значений TXOP (*Transmit Opportunity*). UPCF использует технику подтверждения установления связи (*handshaking*) для реализации приоритетов трафика в период CFP. В работе [7] предложен другой механизм мультиопроса: каждая станция передает только тогда, когда она получает конкретное количество простых сообщений опроса, при необходимости с вложенным кадром подтверждения.

Большинство работ в области управления качеством в сетях Wi-Fi опубликованы в прошлом десятилетии. Однако с переходом на сети с высокой плотностью устройств возникла необходимость пересмотреть используемые механизмы. Появление новых исследований и проектов (исследуемых, например, в [8, 9]) позволяет сделать вывод о необходимости пересмотра подходов к обеспечению качества в сетях Wi-Fi.

Механизм мультиопроса на основе групп

В [10, 11] предложено объединить режимы доступа PCF и DCF для назначения права доступа к среде точкам доступа (APs) и станциям. Основная идея заключалась в разделении механизма приоритизации APs на два:

- PCF_in, выполняемый для одной AP и предназначенный для выдачи права доступа к среде STA, а также обеспечивающий передачу данных;
- DCF_out, выполняемый на основе модифицированного списка опроса для обеспечения конкуренции точек доступа за право доступа к среде.

Для разграничения прав доступа к среде было предложено ввести группы приоритета m исходя из требуемых значений задержки (табл. 1). Пусть d – максимально допустимое значение задержки, тогда чем меньше d , тем выше в списке находится тип трафика. В случае, если значения d для разных потоков равны, то они помещаются в одну группу m , где m – приоритет группы, $m = 1, 2, 3, \dots, N$. Таким образом, чем выше требования к задержке, тем выше приоритет группы m . При этом количество групп определяется исключительно количеством граничных требований по задержке, а не только типом трафика.

Таблица 1. Пример приоритизации трафика в зависимости от требований к задержке

| Тип трафика | Категория доступа | Приоритет группы m | Допустимое значение межконцевой задержки d , мс |
|-------------|-------------------|----------------------|---|
| Voice | AC_VO | 1 | <50 |
| Video | AC_VI | 2 | 50–250 |
| Best Effort | AC_BE | 3 | 250–400 |
| Background | AC_BK | 4 | Не нормировано |

Обозначим как k количество станций в одной группе m . Значение k используется для конкуренции в DCF_out и рассматривается как один из параметров для обеспечения QoS. Например, если две STA обслуживают трафик, принадлежащий одной группе, то в списке доступа они располагаются с приоритетом по времени подключения. Таким образом, происходит перенос конкуренции с STA на AP. В случае незанятой среды AP продолжают ждать в течение времени:

$$ODIFS(m) = m_{min} \times slot_{times},$$

где m_{min} – наименьшее значение m в списке опроса, $slot_{times} = 9$ или 20 мс в зависимости от реализации, что позволит передавать высокочувствительный к задержкам трафик раньше.

В работе [10] рассмотрен случай, когда несколько точек доступа имеют одинаковое значение m , т. е. конкурируют за доступ к среде, что не исключает возможность возникновения коллизии. В этой статье предположено, что всегда имеется AP, которая выигрывает конкуренцию на право доступа к среде. Кроме

того, предлагается добавить передачу по нисходящей линии (*downlink*) к механизму, предложенному в [10]. Осуществление передачи «вниз» также должно следовать схеме приоритетов: кадр, полученный AP, вставляется в буфер в соответствии с назначенным приоритетом. Таким образом, кадры с более высоким приоритетом окажутся ближе к началу буфера, за счет чего появляется возможность уменьшить значение задержки для высокоприоритетного трафика. Если продолжительность периода недостаточна для передачи всех кадров, то оставшиеся кадры будут переданы в следующем периоде первоочередно. Под периодом подразумевается время от начала CP (*Contention Period*) предыдущего интервала обслуживания (SI – *Service Interval*) до конца CFP текущего интервала обслуживания. После передачи кадров AP будет сохранять управление средой и продолжать мультипрос в режиме PCF_in (рис. 2).

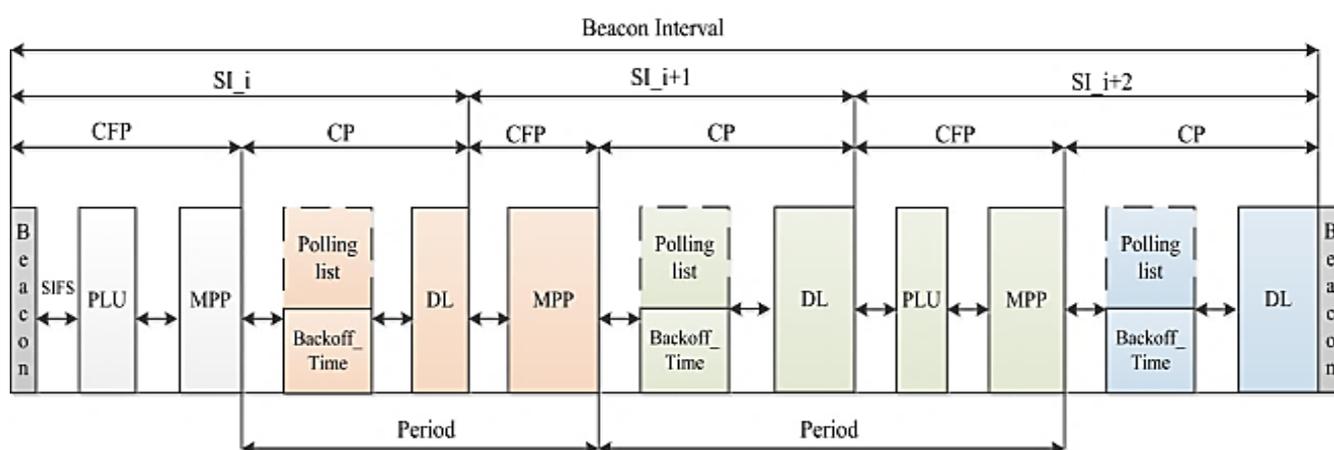


Рисунок 2. Интервал между посылками маячка в механизме мультипроса

Реализация механизма мультипроса при передаче «вниз»

После DCF_out точка доступа контролирует среду и при необходимости продолжает передачу «вниз», после которой будет ждать в течение SIFS. По истечении SIFS запускается два процесса длительностью PLU (период обновления списка опроса – *Polling List Update period*) и MPP (период мультипроса по приоритету – *Multi-Polling-Prioritized period*). В течение PLU точка доступа обновляет список опроса в заданном порядке для избегания коллизий. Во время MPP точка доступа опрашивает все STAs группы m в списке опроса (см. рис. 2).

Период PLU задает процесс обновления/удаления STAs в списке опроса, который будет использоваться в следующем периоде механизмом DCF_out для конкуренции за право доступа к среде. Следует отметить, что в каждом MPP-периоде только станции, принадлежащие группе m с наивысшим приоритетом, могут выполнить передачу. Если в списке опроса появляются новые станции, которые принадлежат к высокоприоритетным группам m , то уже подключенные станции в низкоприоритетных группах m могут потерять доступ к среде. Во избежание этого PLU-период реализуется только если текущая группа m является

самой большой группой в списке опроса, что также позволит уменьшить время, затраченное на неудачные попытки опроса (PO – *Polling overhead*). Например, AP₁ имеет 4 группы $m = 1, 2, 3, 4$ и AP₂ – 2 группы $m = 1, 3$. Таким образом, AP₁ будут обновлять список опроса в период, когда текущая группа $m = 4$ и AP₂ – когда текущая группа $m = 3$.

PLU-процесс происходит следующим образом: за интервал SIFS после Beacon-кадра (или после CP-периода), AP будет посылать PLU-кадр всем STAs. Станции отвечают PLUR-кадрами (*Polling List Update Response frames*), которые содержат необходимую информацию для создания точкой доступа нового списка опроса и выполнения необходимых расчетов для нового MPP-периода. На рис. 3 и 4 представлены форматы PLU и PLUR-кадров, используемых в предлагаемом механизме мультиопроса.

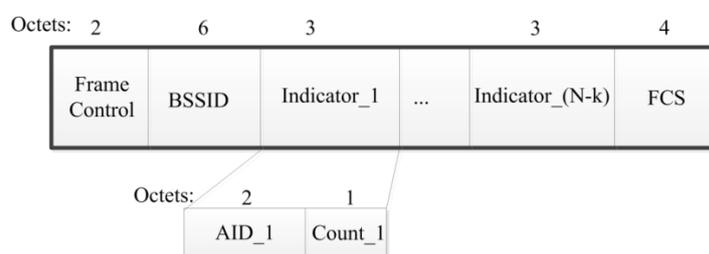


Рисунок 3. Формат PLU-кадра

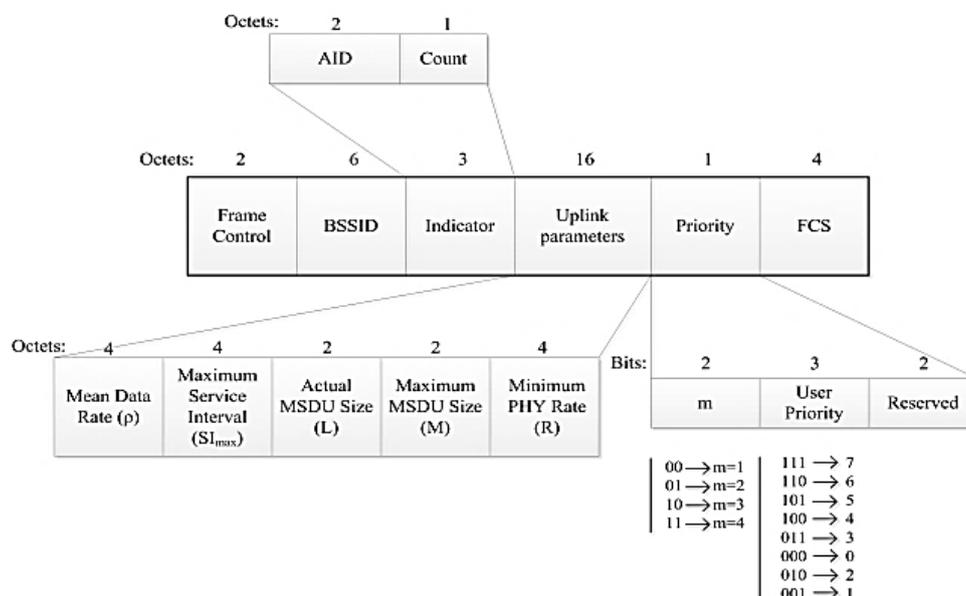


Рисунок 4. Формат PLUR-кадра

Длина PLU-кадра изменяется в зависимости от количества STAs, принадлежащих к этому BSS. На рис. 3 поле *Indicator* состоит из подполя *AID* (*Association Identifier*), которое идентифицирует станцию в BSS и подполя *Count*, которое имеет значения от 0 до $(N-k-1)$. Здесь k – это число станций в самой большой группе m , N – число STAs в BSS. Подполе *Count* используется для

определения порядка обновления/опроса, уменьшения потерь кадров и решения проблемы скрытого узла. *BSSID* – идентификатор BSS, *FCS* – последовательность контрольных битов кадра.

На рис. 4 поле *Uplink parameters* содержит информацию, необходимую для расчета ТХОР аналогично TSPEC IEEE 802.11e. Поле *Priority* состоит из трех подполей: *m*, *User priority* (приоритет пользователя) и *Reserved* (резервный). Подполе *m* указывает приоритет трафика, т. е. группу *m* станции в новом списке опроса. Подполе *User priority* может использоваться для поддержки QoS в других решениях, например, классификации и контроля трафика на OpenFlow-коммутаторах с использованием технологии SDN. Подполе *Reserved* зарезервировано для будущего пользования.

Переопределим поле *Frame Control* в IEEE 802.11-2012, так как согласно стандарту это поле не используется для поддержки мультиопроса. Для этого используем зарезервированные байты (определяющие тип и подтип) в поле *Frame Control* (b3 b2, b7-b4). Подобный подход уже встречался в научных работах, например, в [7]. Переопределённое поле *Frame Control* будет содержать новые параметры (табл. 2), при этом АСК-G в будущем можно использовать для снижения расходов кадров АСК.

Таблица 2. Описание переопределённых кадров поля *Frame Control*

| Значение типа <i>b3 b2</i> | Описание типа | Значение подтипа <i>b7 b6 b5 b4</i> | Описание подтипа |
|-------------------------------|---------------|--|-----------------------------|
| 11 | Мультиопрос | 0000-1011 | <i>Reserved</i> (резервный) |
| 11 | Мультиопрос | 1100 | <i>ACK-G</i> |
| 11 | Мультиопрос | 1101 | <i>MPP</i> |
| 11 | Мультиопрос | 1110 | <i>PLUR</i> |
| 11 | Мультиопрос | 1111 | <i>PLU</i> |

Для решения проблемы скрытого узла в результате повреждения или запаздывания пакетов обновления информации о статусе STA будем использовать подполе *Count* в PLU-кадре. Значения *Count* (от 0 до $N-k-1$) будут назначены станциям в строго обозначенном порядке:

$$STA_1 \in Count_1 = 0,$$

$$STA_2 \in Count_2 = 1,$$

...

$$STA_{N-k} \in Count_{N-k} = N-k-1).$$

При получении станцией PLU-кадра происходит запоминание значения *Count* и реализуется следующий алгоритм:

если $Count_i = 0$, то STA_i отправляет PLUR-кадр к AP;

если $Count_i \neq 0$, то STA_i продолжает наблюдать среду.

Если STA_i слышит пакеты из STA_{i-1} , то STA_i уменьшит свое значение $Count$ до 0 и начнет передавать $PLUR_i$ -кадр. Тем не менее, возможна ситуация, когда STA_i не может слышать пакеты из STA_{i-1} , так как они являются скрытыми узлами относительно друг от друга, или передача $PLUR_i$ не удалась. Чтобы устранить эту проблему, точка доступа использует механизм rePLU.

Решение проблемы скрытых узлов в механизме мультиопроса при передаче «вниз»

Для решения проблемы скрытых узлов используем механизм rePLU. После получения сообщения $PLUR_i$ точка доступа будет продолжать ждать в течение $MIFS > SIFS$. При этом $MIFS$ может быть реализован как PIFS, DIFS и т. п. Если AP еще не получила сообщение $PLUR_{i+1}$ от станции STA_{i+1} , то будет послан rePLU-кадр. Этот кадр похож на PLU-кадр, но содержит список неуспешных обновлений станций. Следует отметить, что значения $Count$ будут снова назначаться от 0, т. е. STA_{i+1} присваивается $Count_{i+1} = 0$.

При повреждении PLU или $PLUR_1$ -кадра PLU-период будет отсутствовать. Чтобы этого избежать, AP отслеживает кадры от STA_1 , и если после $MIFS$ нет сообщений от станции, то точка доступа должна отправить PLU-кадр заново. Повторная передача PLU-кадра возможна r раз, после чего AP удалит STA_1 из списка и будет начинать с STA_2 и т. д.

На рис. 5 представлены временные диаграммы без и с использованием rePLU-механизма. В случае б) приведен пример работы rePLU-механизма после того, как STA_3 не услышала $PLUR_2$. После получения $PLUR_2$ и ожидания в течение интервала $MIFS$ точка доступа пошлет rePLU-кадр, который содержит информацию для остальных станций с измененными значениями $Count$ ($Count_3 = 0$, $Count_4 = 1$ и т. д.).

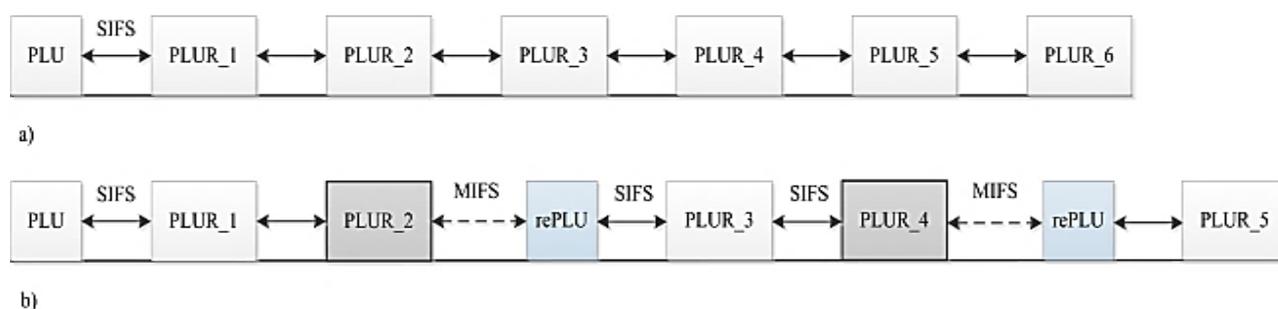


Рисунок 5. Использование rePLU-механизма

Реализация механизма мультиопроса при передаче «вверх»

Введем механизм мультиопроса в процесс передачи «вверх» (*uplink*), используя MPP-кадр для опроса станций в текущей группе m . На рис. 6 представлен формат MPP-кадра. Поле *Multipoll* соответствует каждой из опрошенных STA и состоит из трех подполей: уже упоминаемые ранее при обсуждении формата PLU-кадра *AID* и *Count*, а также новое *TXOP*, которое указывает назначенное

значение TXOP станции для передачи данных. Значение TXOP рассчитывается на основе значений поля *Uplink parameters*, которые собраны за PLU-период, что поможет преодолеть некоторые ограничения в поддержке VBR-трафика [3, 12]. Так как количество опрошенных станций – это число станций в текущей приоритетной группе m , которое в соответствии с алгоритмом работы DCF_out, то оно будет равно k . Таким образом, поле *Count* может принимать значения от 0 до $(k-1)$.

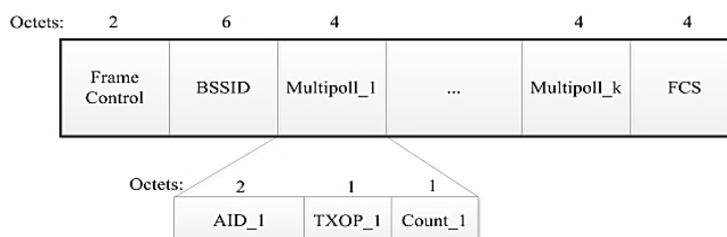


Рисунок 6. Формат MPP-кадра

После окончания PLU-периода точка доступа по истечении SIFS посылает MPP-кадр для опроса всех STAs в группе m , тогда для STA_k верно $Count_k = k-1$. Станции, получившие MPP-кадр, будут использовать соответствующее значение *Count* для определения порядка передачи. Точки доступа подтверждают успешную передачу с помощью сообщения ACK, содержащего информацию *Count* от станции-источника.

При получении станцией STA_j сообщения ACK _{i} от станции STA_i реализуется следующий алгоритм:

если $Count_j - Count_i = 1$, то $Count(STA_j) = 0$ и происходит передача кадра по истечению периода SIFS;

если $Count_j - Count_i \neq 1$, то STA_j остается в режиме ожидания.

Решение проблемы скрытых узлов в механизме мультиопроса при передаче «вверх»

В данном случае проблема скрытого узла может быть решена с использованием сообщений ACK. Каждое ACK от AP может быть услышано всеми STAs этой AP. Пусть STA_j не слышит пакеты STA_i из-за проблемы скрытого узла. Тогда STA_j может слышать ACK _{i} , которое AP отправляет STA_i . При этом вероятность, что две STAs не могут слышать друг друга из-за скрытого узла будет выше, чем вероятность потери ACK. Так как сообщение ACK тоже может быть потеряно, используем reMPP-механизм, аналогичный rePLU-механизму.

Предположим, что AP не получала кадры станции STA_i (TXOP _{i}) из-за ошибки TXOP _{i} или из-за потери ACK _{$i-1$} . В этом случае после отправки ACK _{$i-1$} AP будет ждать временной интервал $MIFS > SIFS$. Если AP не получит кадры из STA_i , то пошлет reMPP-кадр, который содержит список неудачно опрошенных станций (рис. 7).

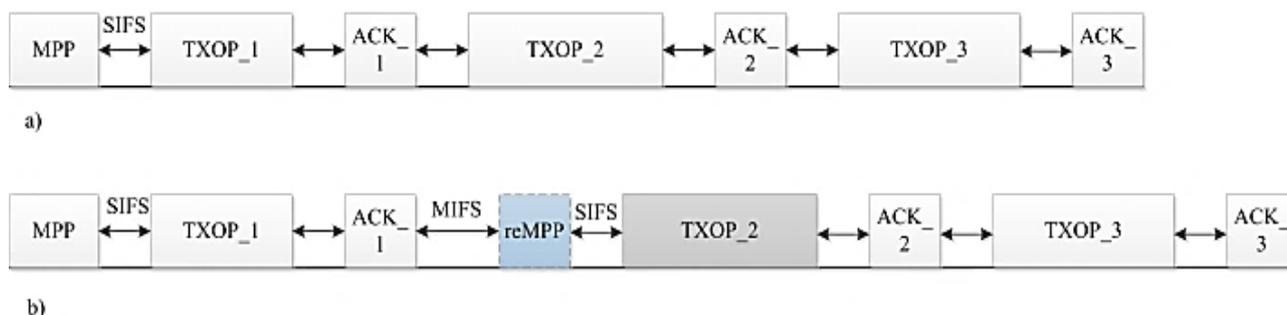


Рисунок 7. Использование reMPP-механизма

В примере (рис. 7) вариант а) отражает ожидаемый алгоритм реализации MPP-периода без проблем. В случае б) AP не может получить TXOP₂ из-за ошибки или потери ACK₁. Сообщение reMPP может быть передано r раз, как и в rePLU-механизме. Кроме того, поскольку длительность MPP-периода ограничена, то после превышения допустимой длительности, STAs, которые не успели передать данные, будут перенесены на следующий период и расположены в начале списка опроса.

Сравнение расходов опроса различных механизмов

Для оценки эффективности предлагаемого механизма с существующими используем такой показатель как время, затраченное на неудачные попытки опроса (PO – *Polling overhead*), или расход опроса.

Для PCF в IEEE 802.11:

$$PO_{PCF} = pNT_{poll_{Fail}} + (1 - p)NT_{poll},$$

$$T_{poll_{Fail}} = T_{poll} + SIFS + T_{Null} + SIFS,$$

где N – число STAs в BSS;

pN – количество STAs, на которых нет ожидающих данных, они будут отвечать нулевыми пакетами (*Null*);

$T_{poll_{Fail}}$ – время ответа STA Null-пакетами;

T_{poll} и T_{Null} – время отправки кадра опроса и Null-кадра соответственно;

$(1-p)N$ – количество STAs, на которых есть данные для передачи.

Для предложенного механизма (далее – MMO) необходимо рассмотреть два случая:

1) Есть PLU-период – текущая группа m наибольшая, система должна обновить новый список опроса:

$$PO_{MMO} = T_{PLU} + (N - k)T_{PLUR} + 2(N - k)SIFS + T_{MPP} + 3SIFS.$$

2) Нет PLU-периода – текущая группа m не самая большая, система не должна обновить список опроса:

$$PO_{\text{ММО}} = 2SIFS + T_{\text{MPP}}, \quad T_{\text{MPP}} = \frac{12 + 4k}{\text{phys.rate}},$$

$$T_{\text{PLU}} = \frac{8[12 + 3(N - k)]}{\text{phys.rate}}, \quad T_{\text{PLUR}} = \frac{32,8}{\text{phys.rate}}, \quad k = (1 - p)N,$$

где $T_{\text{MPP}}, T_{\text{PLU}}, T_{\text{PLUR}}$ – время отправки MPP, PLU, PLUR-кадров соответственно;
 k – число STAs в текущей группе m или количество активных STAs, которые не будут обновлены при создании нового списка опроса;
 phys.rate – физическая скорость.

Аналогично рассчитаем расход опроса TS-MP-механизма [3]:

$$PO_{\text{TS-MP}} = T_{\text{SRMP}} + kT_{\text{SR}} + 2(k + 1)SIFS + T_{\text{DTMP}},$$

где $T_{\text{SRMP}}, T_{\text{SR}}, T_{\text{DTMP}}$ – время отправки SRMP, SR, DTMP-кадров соответственно.

В [9] авторы предложили механизм мульти-опроса RAL для решения проблемы скрытого узла, для которого:

$$PO_{\text{RAL}} = T_{\text{RAL}} + pNT_{\text{poll_Fail}},$$

$$T_{\text{poll_Fail}} = 2SIFS + T_{\text{Null}}.$$

В работе [2] предложен UPCF-механизм с приоритетами. Предположим, что существуют только 4 приоритета как в ММО, и опустим расчет времени процедуры разбиения дерева (*tree-splitting*), учтем время решения коллизии только для одной коллизии.

Тогда:

$$PO_{\text{UPCF}} = 4T_{\text{PEH}} + 3PIFS + (k+1)T_{\text{PR}} + 2kSIFS + T_{\text{RE}} + hT_{\text{RR}} + (h + 1)SIFS + T_{\text{V_POLL}},$$

где $T_{\text{PEH}}, T_{\text{PR}}, T_{\text{RE}}, T_{\text{V_POLL}}$ – время отправки PEH, PR, RE, V-POLL-кадров соответственно;

$h = 0,5k$ – количество станций, которые подвергаются коллизии.

Следует отметить, так как авторы не указали значения T_{PEH} , а функционально этот кадр похож на кадр опроса в PCF, то принято $T_{\text{PEH}} = T_{\text{poll}}$. При этом полученная оценка расхода опроса данного механизма будет оптимистична из-за внесенных ограничений.

Некоторые параметры для стандарта IEEE 802.11g приняты по умолчанию (табл. 3).

Таблица 3. IEEE 802.11g: параметры по умолчанию

| Параметр | Символ | Значение |
|-----------------------------|---------------|------------------------------------|
| Интервал SIFS | $SIFS$ | 10 μs |
| Интервал PIFS | $PIFS$ | 25 μs |
| Физическая скорость | $phys.rate$ | 54 Mbps |
| Размер CF-Poll | $Size_{poll}$ | 20 bytes |
| Размер ACK | $Size_{ACK}$ | 14 bytes |
| Размер Null-кадра | $Size_{Null}$ | 34 bytes |
| Время отправки кадра опроса | T_{poll} | $8 \times Size_{poll} / phys.rate$ |
| Время отправки Null-кадра | T_{Null} | $8 \times Size_{Null} / phys.rate$ |
| Время отправки Data | T_{Data} | $8 \times P_{size} / phys.rate$ |
| Время отправки ACK | T_{ACK} | $8 \times Size_{ACK} / phys.rate$ |

На рис. 8 приведены результаты сравнительного анализа эффективности предлагаемого механизма с существующими. Здесь p – доля станций, отвечающих Null-пакетами; $T_1(n)$ – PCF в IEEE 802.11; $T_2(n)$ – ММО с PLU-периодом; $T_3(n)$ – ММО без PLU-периода; $T_4(n)$ – TS-MP [3]; $T_5(n)$ – RAL [9]; $T_6(n)$ – UPCF [2].

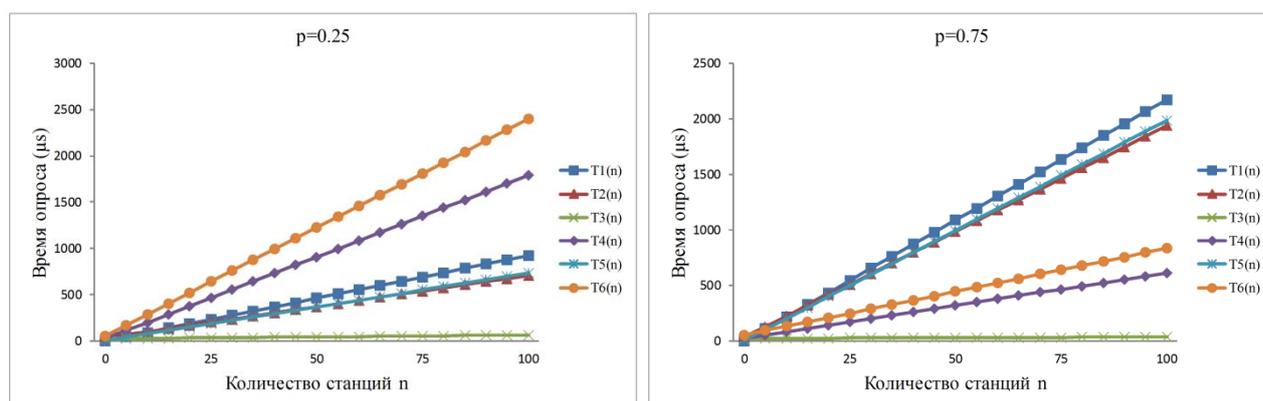


Рисунок 8. Результаты сравнительного анализа эффективности различных механизмов опроса

Легко видеть, что без использования PLU-периода расход опроса предлагаемого механизма – обозначен как $T_3(n)$ – всегда наименьший. Однако в периоде обновления списка опроса эффективность предлагаемого механизма снижается (обозначен как $T_2(n)$). При этом с ростом количества активных станций эффективность предлагаемого механизма наилучшая из всех рассмотренных. Также явно видны преимущества предлагаемого механизма в случае увеличения количества STAs в BSS, что важно при использовании во WLAN с высокой плотностью устройств.

Выводы

Предложенный механизм использует приоритизацию на двух этапах для повышения способности поддержки QoS в сетях с высокой плотностью точек доступа. На первом этапе приоритизация позволяет различить точки доступа по различным группам m в соответствии с приоритетом трафика. На втором

этапе точка доступа использует механизм мультиопроса для опроса станций в группе m . Основным нововведением является использование PLU-кадров для сбора информации от станций и обновления списка опроса, а также MPP-кадров для координации передачи данных без коллизий. Предложенный механизм позволяет точкам доступа планировать последовательность опроса, основываясь на информации, полученной от всех станций, что позволит в будущем разработать более эффективные схемы планирования.

В дальнейшем необходимо определить оптимальное значение ТХОР, производительность системы и задержки для предлагаемого механизма.

Список используемых источников

1. Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016–2021 White Paper. [Электронный ресурс] <http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/mobile-white-paper-c11-520862.html>
2. Standards Committee et al. Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Amendment 8: Medium Access Control (MAC) Quality of Service enhancements // IEEE Computer Society. 2005.
3. Chou Z.T., Hsu C.C., Hsu S.N. UPCF: a new point coordination function with QoS and power management for multimedia over wireless LANs // IEEE/ACM Transactions on Networking (TON). 2006. Vol. 14. Iss. 4. PP. 807–820.
4. Kim B.S. et al. Two-step multipolling MAC protocol for wireless LANs // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2005. Vol. 23. Iss. 6. PP. 1276–1286.
5. Zhong Z. et al. Issues and challenges in dense WiFi networks // Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 2015 International. IEEE. 2015. PP. 947–951.
6. Kanjanavapastit A., Landfeldt B. Enhancements of the modified PCF in IEEE 802.11 WLANs // Journal of Communications and Networks. 2005. Vol. 7. Iss. 3. PP. 313–324.
7. Fang Y. et al. On the performance enhancement of wireless lan-a multi-polling mechanism with hidden terminal solution // Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM'05. IEEE. 2005. Vol. 1. P. 5.
8. Красавина Т., Банков Д.В., Хоров Е.М. Исследование протокола распределенного управления процессом присоединения устройств при отсутствии помех в канале / Институт проблем передачи информации им. А.А. Харкевича РАН (Москва). Конференция: Информационные технологии и системы. Сочи. 07-11 сентября 2015 г.
9. Perez S.C. et al. Tuning mechanism for IEEE 802.11 e EDCA optimization // IEEE Latin America Transactions. 2013. Vol. 11. Iss 4. PP. 1134–1142.
10. Ле Ч.Д., Симонина О.А. Механизм приоритезации для обеспечения минимизации задержки в условиях конкурентной среды в сетях Wi-Fi с плотным распределением устройств // Информационные технологии и системы. 2016. № 3(95). С. 99–106.
11. Ле Ч.Д., Симонина О.А. Организация приоритетного доступа в сетях IoT с высокой плотностью устройств и чувствительными к задержкам сервисами // Электросвязь. 2016. № 9. С. 63–67.
12. Al-Maqri M.A. et al. Adaptive multi-polling scheduler for QoS support of video transmission in IEEE 802.11 e WLANs // Telecommunication systems. 2016. Vol. 61. Iss. 4. PP. 773–791.

НОНИУСНОЕ ВЫСОКОКРАТНОЕ УМНОЖЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Ю.А. Никитин¹

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

Информация о статье

УДК.621.391

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Никитин Ю.А. Нониусное высокочастотное умножение частоты // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 93–104.

Аннотация: Рассмотрено умножение частоты с большой кратностью с помощью кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты, тракт приведения в котором реализован с помощью широкополосного нониусного цифрового однополосного преобразователя частоты. Показано, что на выходе кольца ИФАП шумы и помехи, попадающие в полосу прозрачности (единичного усиления кольца) умножаются значительно меньше, чем входная частота.

Ключевые слова: цифровой синтез частот, нониусный тракт приведения, цифровое однополосное преобразование частоты.

VERNIER FREQUENCY LARGE MULTIPLICATION

Y. Nikitin¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Nikitin Y. Vernier frequency large multiplication // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 93–104.

Abstract: Considered a large frequency multiplication by a ring of pulse-phase-locked loop, bringing the path which is implemented using broadband digital vernier single-sideband frequency converter. It is shown that the output ring PLL noise and interference falling within the transparent band (ring unity gain) multiplied significantly less than the input frequency.

Keywords: digital frequency synthesis, vernier reduction path, digital single-sideband frequency conversion

Использование высокочастотного ($N_{\text{ЭКВ}} \gg 100$) умножения частоты опорного колебания $f_{\text{ОПНЧ}}$ с помощью системы автоматического регулирования (САР) – кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП) позволяет сформировать колебание $f_{\text{ВЫХВЧ}}$ в заданном диапазоне микроволнового участка спектра.

В системах активного синтеза частот перестраиваемый генератор (ПГ) охватывают петлей автоматического регулирования, т. е. ПГ является элементом системы автоматического регулирования. При синтезе сетки частот уровень помеховых составляющих – дискретных и шумовых, – лежит ниже уровня выходного сигнала на 60...120 дБ и более. При инженерных расчетах линейные дифференциальные уравнения удобнее всего решать операторным методом.

Для определения передаточной функции элемента или системы вначале необходимо преобразовать по Лапласу при нулевых начальных условиях дифференциальное уравнение этого элемента или системы. Для стационарных объектов с сосредоточенными параметрами передаточная функция – это дробно-рациональная функция комплексной переменной.

Передаточные функции полностью характеризуют преобразование входных воздействий в вынужденное движение элемента. Они позволяют определить его временные и частотные характеристики. При частотном синтезе помеховые воздействия на систему считают внешними и вводят, как минимум, в две характерные точки структуры – на ее вход и на ее выход.

Любую САР, как систему с отрицательной обратной связью, строят для выполнения определенных задач. Для САР частотного синтеза главная задача – формирование частоты колебания $f_{\text{ВЫХВЧ}}$ с требуемым номинальным значением и фильтрация помех, возникающих как внутри САР и ее элементов, так и приходящих извне, например, вследствие наводок. САР частотного синтеза строят таким образом, чтобы качество выходного колебания было высоким.

Высокое качество подразумевает в данном случае малый относительный уровень шумовых и дискретных помех в выходном колебании $f_{\text{ВЫХВЧ}}$. Поэтому в окрестностях рабочей точки нелинейные зависимости коэффициентов передачи отдельных элементов (звеньев) САР можно заменить касательными в этой точке и рассматривать систему как линейную.

Запишем в операторном виде передаточную функцию $\Phi(s)$ замкнутой системы автоматического регулирования для помех, приходящих с опорным колебанием (точка 1 на рис.1):

$$\Phi_v(s) = \frac{X_{\text{ВЫХ}}}{X_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{\text{ПРЯМОЕ}}(s)}{1 + K_{\text{ПРЯМОЕ}}(s)K_{\text{ОБРАТНОЕ}}(s)} = \frac{K_{\text{ПРЯМОЕ}}(s)}{1 + G(s)}, \quad (1)$$

где $x_{\text{ВЫХ}}$ и $x_{\text{ВХ}}$ – выходная и входная величины; $K_{\text{ПРЯМОЕ}}(s)$ и $K_{\text{ОБРАТНОЕ}}(s)$ – передаточные функции цепей прямой передачи (от входа к выходу замкнутой САР) и отрицательной обратной связи (от выхода САР ко входу опорного сигнала); $G(s) = K_{\text{ПРЯМОЕ}}(s) \times K_{\text{ОБРАТНОЕ}}(s)$ – операторный коэффициент передачи условно разомкнутой САР; s (или p) – оператор Лапласа ($s \equiv \alpha + j\omega$), знак плюс в знаменателе означает, что обратная связь отрицательная; v – помехи, приходящие с опорным колебанием, ε – помехи, воздействующие на выход САР (ПГ). Здесь j – комплексное число, характеризующее единичный вектор, а ω – угловая частота.

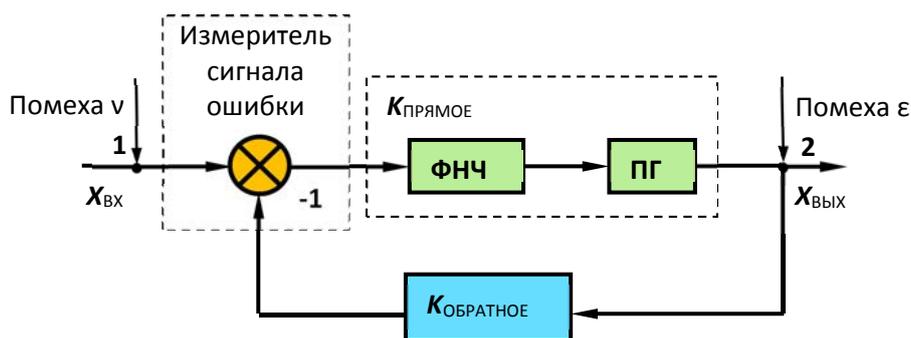


Рисунок 1. Обобщенная структурная схема системы автоматического частотного регулирования с отрицательной обратной связью

Аналогично, для помех ε , воздействующих на выход САР (на ПГ) можно записать (точка 2 на рис.1):

$$\Phi_{\varepsilon}(s) = \frac{X_{\text{ВЫХ}}}{X_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{1 + K_{\text{ПРЯМОЕ}}(s)K_{\text{ОБРАТНОЕ}}(s)} = \frac{1}{1 + G(s)}. \quad (2)$$

Чтобы система автоматического регулирования была устойчивой, необходимо, чтобы в знаменателе выражений (1) и (2), (в характеристическом уравнении $1 + G(s) = 0$) не было корней с положительными α . Другими словами, коэффициент передачи условно разомкнутой САР $G(s)$ не должен быть равен $(-1, j0)$ ни при каких значениях $(s \equiv \alpha + j\omega)$. В противном случае знаменатель обратится в нуль и система возбудится.

Иначе: коэффициент передачи условно разомкнутого кольца $G(s)$ не должен попадать в точку $(-1, j0)$ и ее окрестности при любом изменении α и ω на плоскости в прямоугольной системе координат, где по оси абсцисс откладывают действительные значения комплексной частоты s , а по оси ординат – мнимые значения комплексной частоты s .

В теории САР доказано, что система будет устойчивой, если в области частот ω , где аргумент $G(j\omega)$ по абсолютному значению превышает или равен π , модуль $G(j\omega)$ меньше единицы [1]. Другими словами, влево от частоты единичного усиления $f_{\text{ФАП}}$ условно разомкнутой системы ФАП суммарный фазовый набег элементов кольца не должен достигать 180° (π), при этом необходимо обеспечить в окрестностях этой частоты инженерный запас по фазе не менее 30° ($\pi/6$). В противном случае, при $G(s) > 1$, возможно самовозбуждение кольца ФАП на частоте единичного усиления $f_{\text{ФАП}}$.

Вправо от частоты единичного усиления $f_{\text{ФАП}}$ условно разомкнутой системы ФАП фазовый набег может быть любым, поскольку коэффициент передачи $G(s)$ меньше единицы (меньше 0 дБ) и условие самовозбуждения гарантированно не выполняется. Обеспечение устойчивости систем активного синтеза частот на основе колец ФАП так же важно, как и обеспечение требуемых фильтрующих свойств этих систем.

В кольце ИФАП измеритель (ИФД) сравнивает фазы (временное рассогласование) входной опорной частоты $f_{\text{опнч}}$ и приведенной частоты (с выхода ПГ) F_N в дискретные моменты времени $T_{\text{опнч}} = 1/f_{\text{опнч}}$, во все остальные моменты времени кольцо ИФАП разомкнуто. В результате вычитания входных сигналов в ИФД на вход петлевого фильтра попадает только напряжение ошибки между фазой (временным положением) опорного колебания $f_{\text{опнч}}$ и фазой (временным положением) приведенного колебания ПГ $F_N = f_{\text{выхвч}}/N$. Обратная связь для полезного продукта – частоты – отсутствует.

Отметим еще раз, что, несмотря на то, что выходной величиной в системе ИФАП является частота, в ИФД сравнивают не частоты, а фазы колебаний на его входах (временные интервалы между ближайшими одноименными перепадами опорного и приведенного выходного колебаний).

Здесь следует сделать три важных замечания. Во-первых, любая современная синтезаторная система ФАП является импульсной – ИФАП. Поэтому при анализе и расчете ее работы нужно помнить, что фильтрующие свойства импульсной системы автоматического регулирования (САР) заканчиваются на половинной частоте дискретизации $f_{\text{опнч}}$, а применительно к ИФАП – на половинной частоте сравнения $f_{\text{опнч}}$. Особенно это обстоятельство надо помнить при расчете петлевого фильтра кольца.

Во-вторых, при анализе фильтрующих свойств петли ИФАП ее считают линейной САР, несмотря на то, что характеристики отдельных звеньев могут иметь ярко выраженную нелинейность. Такой подход объясняется тем, что в статическом режиме система ИФАП находится в точке устойчивого равновесия – синтезирует требуемую частоту с заданным (высоким) качеством.

Качество синтезируемого колебания определяется относительным уровнем фазовых шумов, шумы и помехи должны быть ниже уровня несущего (выходного) колебания $f_{\text{выхвч}}$ на 100...160 дБ (минус 100...160 дБн) в зависимости от отстройки от несущей, уровень дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС) не должен превышать минус 70...90 дБн и т. д. Обеспечение указанных величин изначально подразумевает малую величину помех, воздействующих на элементы синтезаторного кольца ИФАП. Поэтому в малых окрестностях точки устойчивого равновесия нелинейные коэффициенты передачи отдельных звеньев можно заменить касательными в точке, т.е. линеаризовать систему. Ошибка линеаризации будет тем меньше, чем жестче требования к параметрам системы и лучше полученные результаты [1].

Наконец, в-третьих, при анализе фильтрующих свойств петли ИФАП ее можно считать непрерывной САР. Такое допущение кажется нелогичным, но оно оправдано. Действительно, синтезаторное кольцо ИФАП является достаточно инерционной САР – переходный процесс с точностью до небольшой фазовой ошибки может завершаться через 30–500 и более периодов частоты сравнения, в зависимости от полосы прозрачности кольца $f_{\text{ФАП}}$ и его амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик. Поэтому в подавляющем большинстве случаев

постоянная времени петлевого фильтра много больше периода дискретизации в кольце – периода сравнения $T_{\text{ОПНЧ}}$, – и «импульсностью» системы при анализе ее фильтрующих свойств в первом приближении можно пренебречь. В противном случае для анализа фильтрующих свойств кольца ИФАП следует использовать W -преобразование.

Дифференциальное уравнение линейной непрерывной модели статической системы ФАП записывают в виде [2]:

$$s\varphi + \Omega_y F(\varphi) K(s) = \Omega_n, \quad (3)$$

где $s\varphi = \omega - \omega_{\text{ОГ}}$ – мгновенная разность частот. Здесь символ s означает операцию дифференцирования по времени (оператор Лапласа), а $\varphi = \varphi_0 + \int_0^t (\omega - \omega_{\text{ОГ}}) dt$ – мгновенное значение разности фаз перестраиваемого ПГ и опорного ОГ генераторов; φ_0 – разность фаз в нулевой момент времени $t = 0$; $\Omega_n = \Omega_{\text{ОПГ}} - \omega_{\text{ОГ}}$ – начальная расстройка ПГ относительно ОГ; Ω_y – полоса удержания, т. е. полоса возможной перестройки ПГ без потери синхронизма; $F(\varphi)$ – нормированная характеристика ФД; $K(s)$ – коэффициент передачи петлевого ФНЧ в операторной форме.

Запись (3) показывает, что в замкнутой системе ФАП в любой момент времени алгебраическая сумма мгновенной разности частот $s\varphi$ и расстройки, вносимой управляющим элементом ПГ, равна постоянной величине Ω_n .

Заметим, что начальная расстройка ПГ относительно ОГ Ω_n имеет свое постоянное значение для каждой пары ПГ и ОГ. На практике ее значение определяют настройки каждого конкретного ПГ и ОГ и внешние условия – условия эксплуатации – температура, влажность, напряжения источников питания и т. д.

Система ФАП по (3) статична по фазе и астатична по частоте, поскольку $\varphi = \int \omega dt$. Для увеличения порядка астатизма и перехода от астатизма по частоте к астатизму по фазе (нулевая фазовая или временная ошибка перепадов выходного колебания относительно ближайших одноименных перепадов опорного колебания), параллельно цепи управления «выход ФД – вход ПГ» необходимо подключить интегратор, например, пропорционально-интегрирующее звено (ПИ-звено, изодромное звено со схемой подкачки заряда ЧФД). В этом случае дифференциальное уравнение линейной непрерывной модели астатической системы ФАП (АФАП) записывают в виде:

$$s\varphi + \Omega_y F(\varphi) \times [(1 + sT_{\text{И}})/(sT_{\text{Д}})] = \Omega_n, \quad (4)$$

где $T_{\text{И}}$ – постоянная времени изодромного (дифференцирующего) звена; $T_{\text{Д}}$ – постоянная времени интегрирующего звена ЧФД.

Приведенные выражения (3) и (4) справедливы, в принципе, и для импульсных синтезаторных (инерционных) систем ФАП – ИФАП.

Система ИФАП, как следует из ее названия, является системой автоматического регулирования, частоту настройки которой определяет частота опорного сигнала, а сигналом рассогласования является разность фаз опорного сигнала и сигнала обратной связи (приведенной ко входу выходной частоты). У синтезаторной системы ИФАП, кроме того, выходная частота является функцией параметра системы – коэффициента приведения (деления) частоты N . В связи с тем, что настройку осуществляют по разности фаз, система астатична по отношению к частоте: в установившемся режиме частота настройки ПГ $f_{\text{ВыхВЧ}}$ статистически, т. е. с нулевым средним на интервале наблюдения точно равна (или N кратна) частоте опорного сигнала (частоте сравнения $f_{\text{ОпНЧ}}$) – как говорят, опорное и синтезируемое колебания когерентны.

Система ИФАП с частотно-фазовым детектором (ЧФД) или любым дополнительным интегратором (квази) астатическая по фазе в соответствии с (4).

Наряду с основным свойством автоподстройки, система ИФАП обладает свойством фильтрации и ведет себя, независимо от функционального назначения, как следящий полосовой фильтр высокого порядка. Порядок следящего фильтра определяют параметры петлевого ФНЧ.

Как правило, цепь отрицательной обратной связи в умножающем кольце ИФАП замыкают с помощью делителя с переменным – целочисленным или дробным – коэффициентом деления, соответственно, ДПКД и ДДПКД [1]. Следствием такого решения является так называемый «пьедестал» – высокий уровень шумовых (фазовых) помеховых составляющих в ближайших окрестностях спектральной линии выходного колебания. Обычно такой спектр представляют в виде распределения спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов в одной боковой полосе, как это показано на рис. 2.

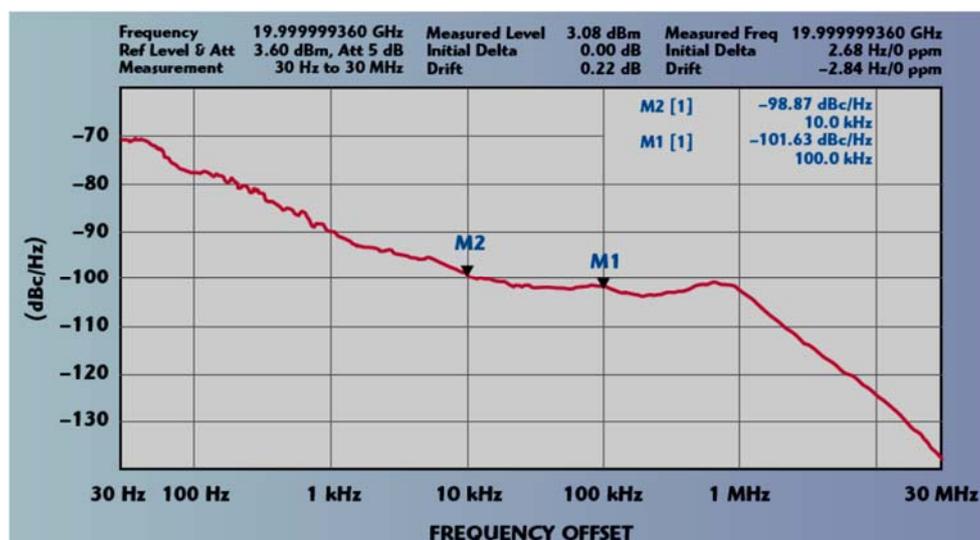


Рисунок 2. Распределение спектральной плотности мощности фазовых шумов выходного колебания в зависимости от отстройки от несущей частоты 20 ГГц

В любом случае, при высокочастотном умножении частоты уровень шумов в ближней зоне отстроек ($f_{\text{ВыхВЧ}} \pm f_{\text{ФАП}}$) увеличивается в N раз, где $N = f_{\text{ВыхВЧ}}/f_{\text{ОпНЧ}}$, что нежелательно (область расстроек 10Гц...100Гц на рис. 2).

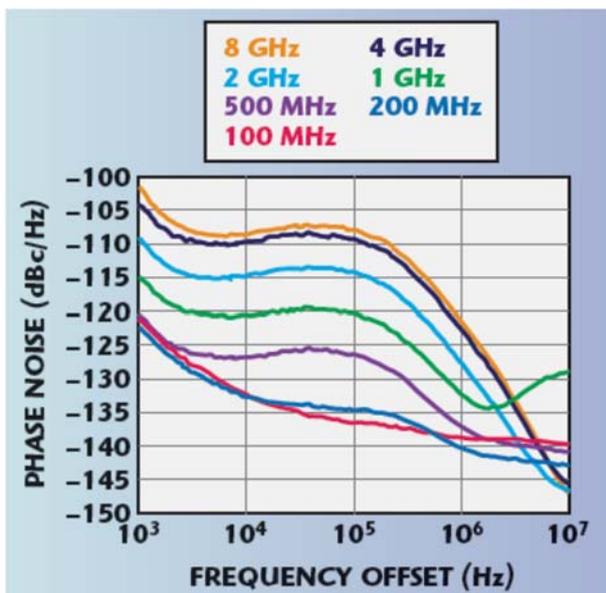


Рисунок 3. Зависимость распределения фазовых шумов синтезатора Advantex SG8 от выходной частоты

На рис. 3 приведена зависимость распределения фазовых шумов синтезатора от выходной частоты. Выходом из сложившейся ситуации может быть замена целочисленного делителя ДПКД на делитель с дробным коэффициентом деления – ДДПКД. Однако к кардинальному улучшению шумовых параметров кольца ИФАП это не приводит. Помехи дробности не должны попасть в полосу прозрачности кольца $f_{\text{ФАП}}$, в противном случае, кольцо начнет обрабатывать эти помехи, что приведет к дополнительной угловой модуляции выходного колебания с частотой помехи, что неприемлемо. Возможно и другое решение – построение тракта приведения кольца ИФАП в виде системы пассивного аналогового

синтеза [3] со множеством линейных преобразований и аналоговой фильтрации продуктов этих преобразований. Такое решение позволяет резко уменьшить коэффициент умножения помех $N_{\text{ЭКВ}}$ при сохранении коэффициента умножения частоты N . Однако, затраты и сложность реализации резко возрастают, что для большинства систем синтеза неприемлемо. Интересное решение указанного противоречия было предложено в [4] и описано в [5, 6] – рис. 4.

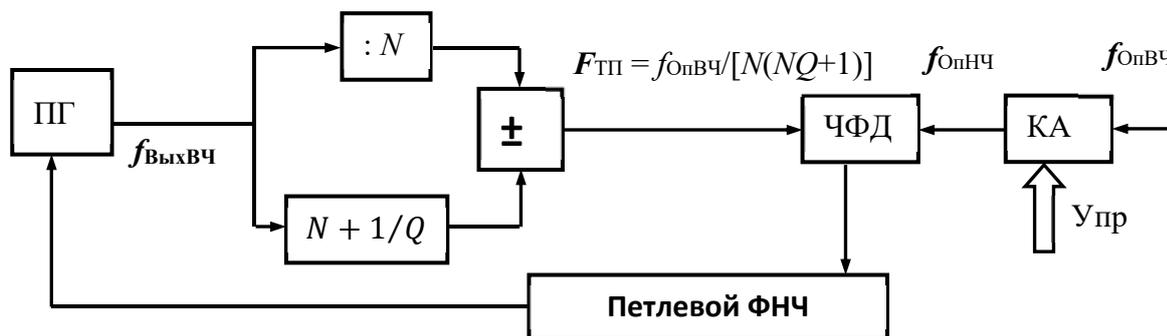


Рисунок 4. Структура синтезаторного кольца ИФАП с нониусным дробным ТП, дополненным КА в тракте приведения и в тракте опорного колебания

Идея заключается в формировании вспомогательной пары частот внутри умножающего кольца ИФАП с их последующим вычитанием. Вспомогательная пара частот образуется на выходах нониусного тракта приведения; коэффициент

деления одного из делителей целесообразно делать дробным, а их абсолютные значения минимизировать.

На рисунке 5 приведена возможная реализация ячейки цифрового дробного нониусного тракта приведения умножающего кольца ИФАП.

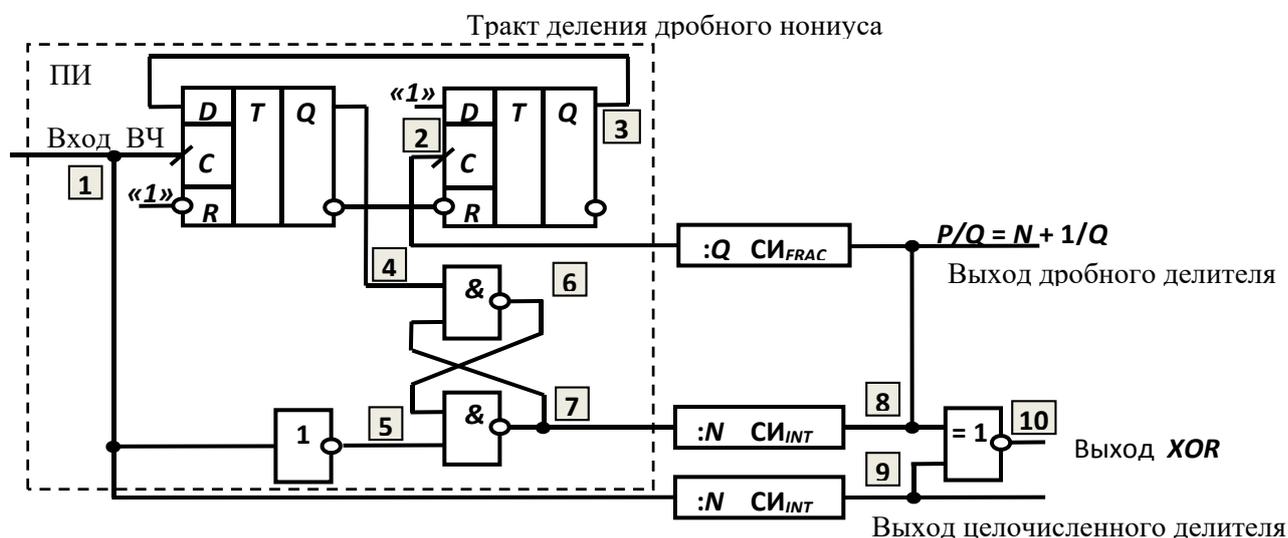


Рисунок 5. Возможная структура цифровой нониусной ячейки

На рис. 6 показаны временные диаграммы в различных характерных точках нониусной ячейки тракта приведения при $N = 4$, $P/Q = 4 + 1/6$ и $N_{ЭКВ[10]} = 100$.

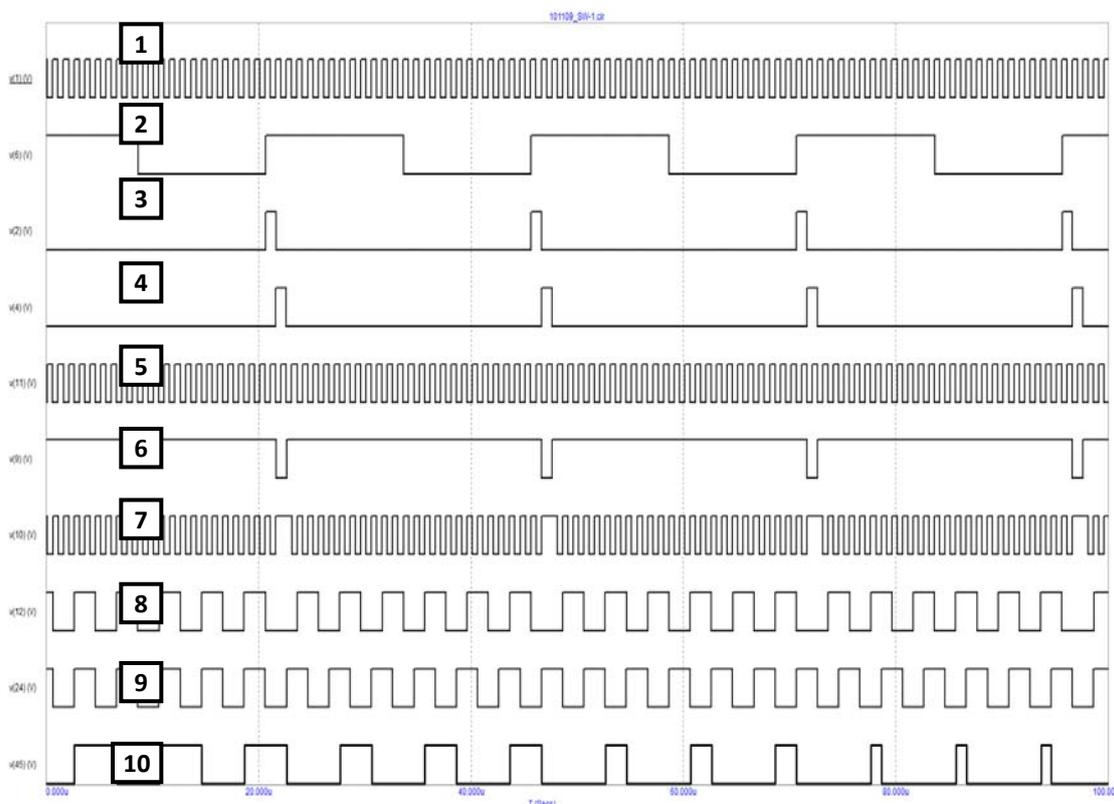


Рисунок 6. Временные диаграммы в различных точках нониусной ячейки при $N = 4$, $Q = 6$

На рис. 7 приведена структура широкополосного цифрового фазовращателя (ЦФ), а на рис. 8 – временные диаграммы его работы.

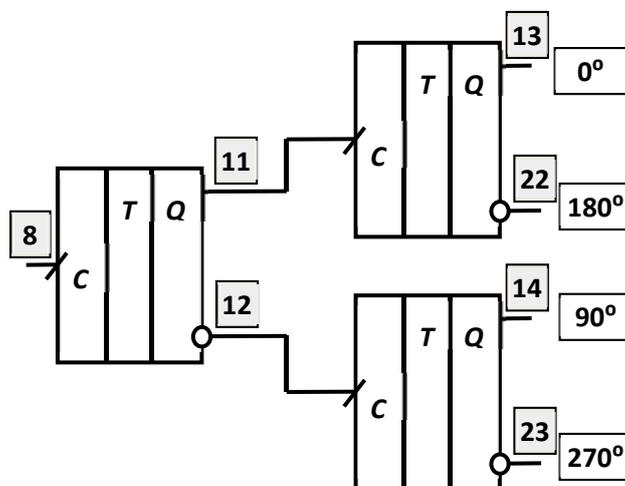


Рисунок 7. Возможная структура широкополосного ЦФ

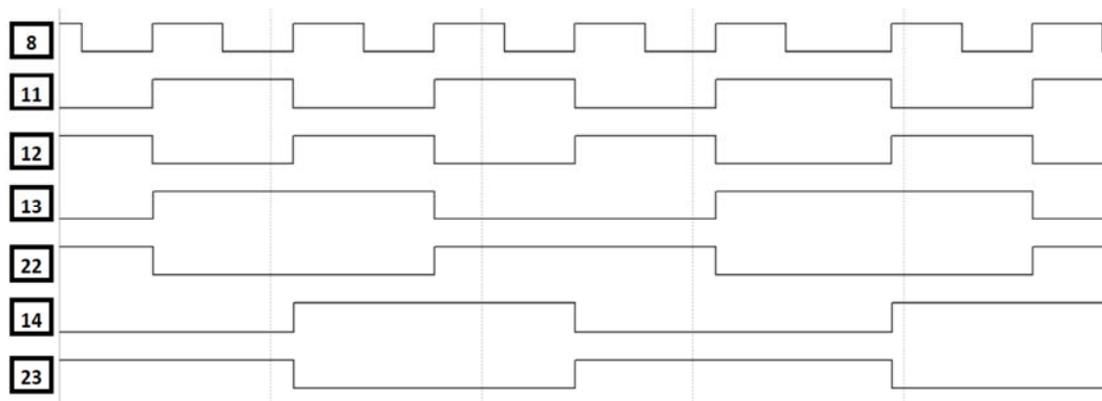


Рисунок 8. Временные диаграммы в различных точках широкополосного ЦФ

Выходом нониусного тракта может служить элемент «исключающее ИЛИ» (сумматор по модулю 2) – точка 10 на схеме рис. 5. В этом случае компонента с разностной частотой (полезная) и компонента с суммарной частотой имеют примерно равные амплитуды (рис. 9), что не всегда приемлемо.

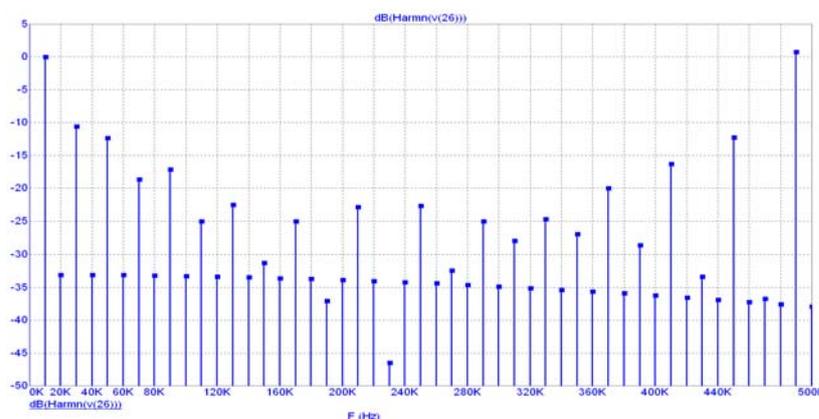


Рисунок 9. Спектр на выходе схемы XOR₁₀ нониусной ячейки при $N_{ЭКВ} = 100$ и $f_{опвч} = 1$ МГц

Поэтому целесообразно использовать цифровое однополосное преобразование спектра, как это показано на рис. 8 (цифровой широкополосный фазовращатель) и рис. 10 (цифровой однополосный преобразователь частоты) [7].

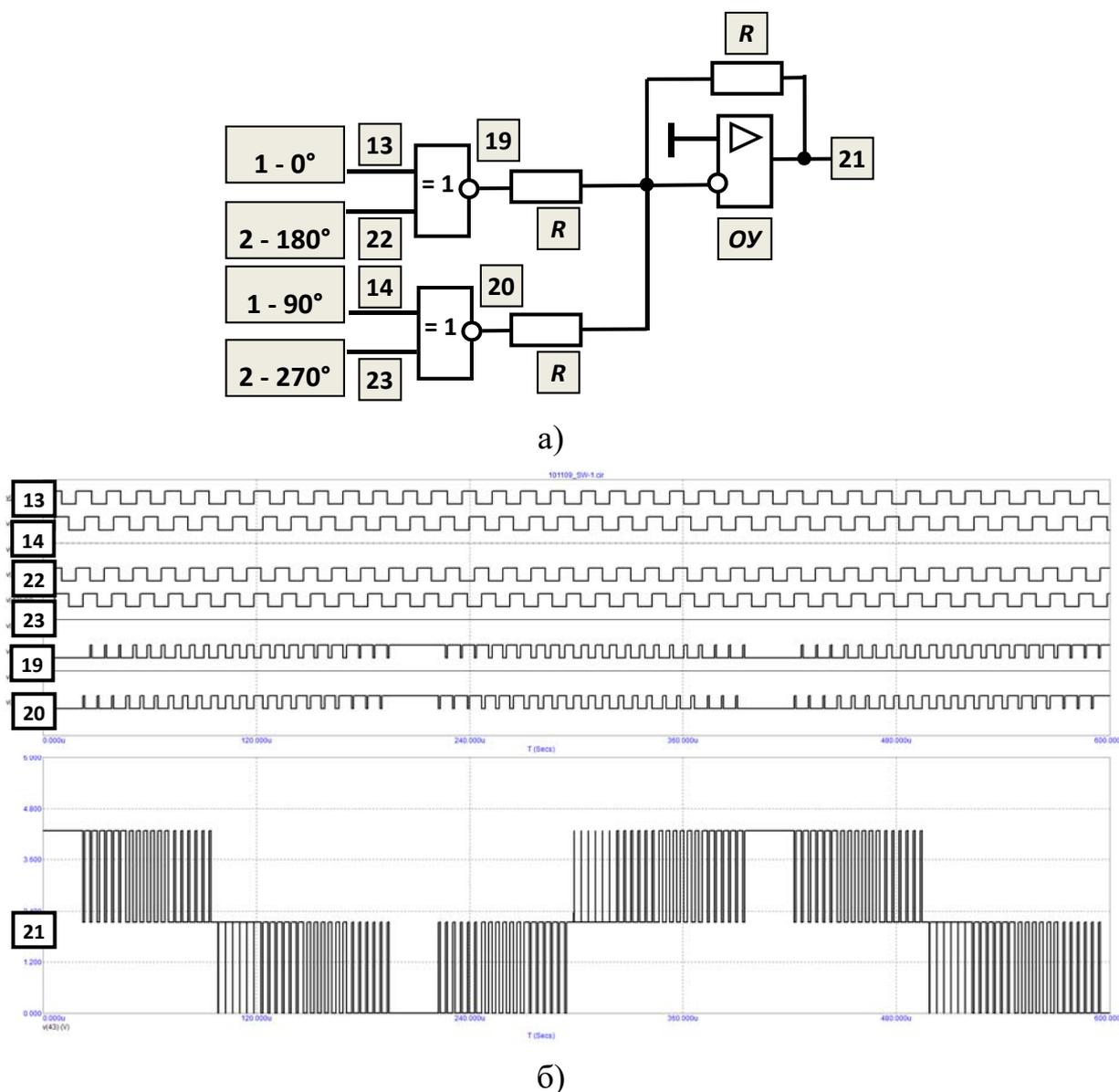


Рисунок 10. Ячейка цифрового широкополосного однополосного сумматора частот с трехуровневым выходным сигналом (а) и временные диаграммы его работы (б)

Форма колебания разностной частоты показана на рис. 11. Для последующей работы с цифровыми схемами синтезатора трехуровневое колебание надо расфильтровать, что несложно сделать с помощью простейших RC звеньев, как это показано на рис. 11.

Спектр исходного трехуровневого колебания приведен на рис. 12а. На рис. 12б показан этот спектр после прохождения через однозвенный RC ФНЧ с частотой среза 10 кГц. На рис. 12в показан этот же спектр после прохождения через второй однозвенный RC ФНЧ с той же частотой среза 10 кГц.

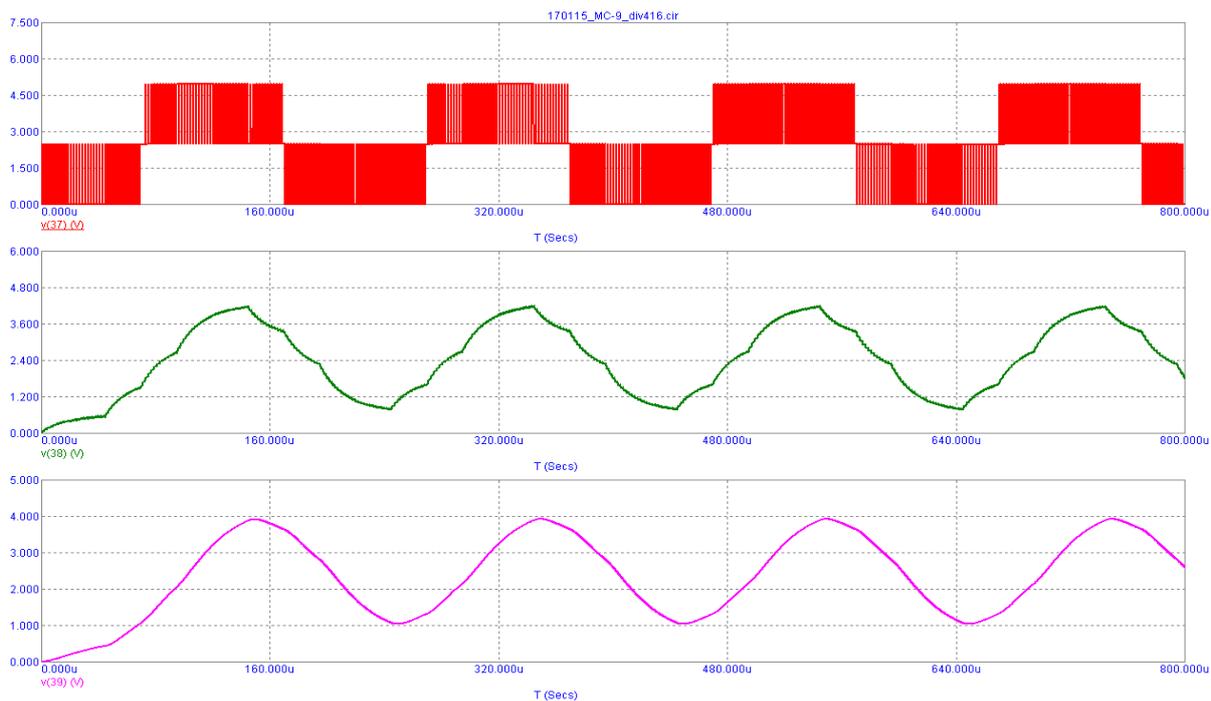
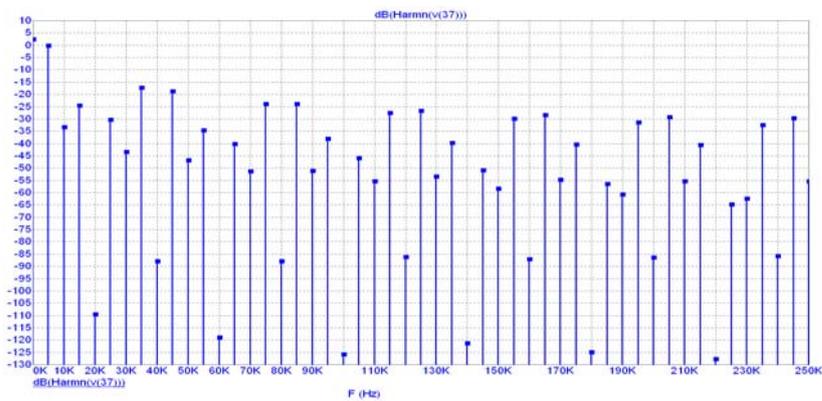
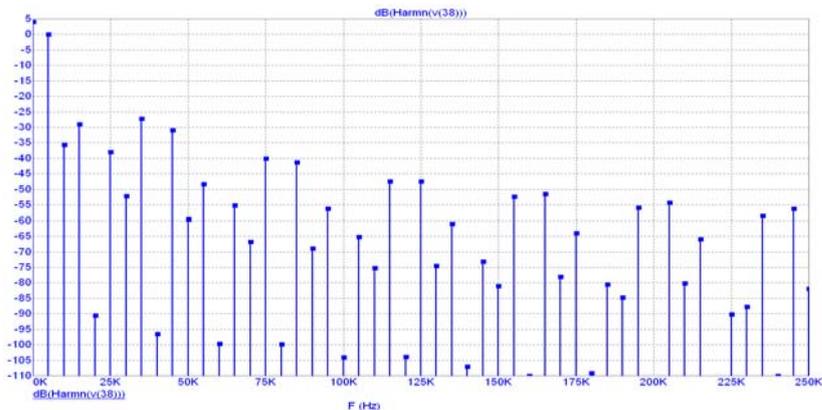


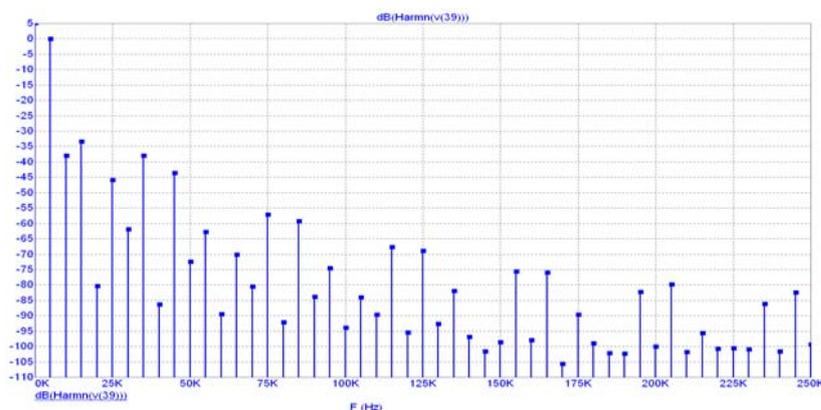
Рисунок 11. Трехуровневый выходной сигнал на выходе цифрового однополосного нониусного тракта с частотой повторения 5 кГц, тот же сигнал после однозвенного RC ФНЧ с частотой среза 10 кГц и после двухзвенного RC ФНЧ с частотой среза 10 кГц



а)



б)



в)

Рисунок 12. Спектр выходного колебания на выходе нониусного преобразователя частоты до фильтрации (а), после фильтрации однозвенным RC ФНЧ (б), после фильтрации вторым однозвенным RC ФНЧ (в)

Анализ показывает, что двух–трех звеньев фильтрации достаточно для последующего преобразования полученного трехуровневого колебания разностной частоты в двухуровневое логическое колебание, необходимое для работы частотно-фазового детектора петли ИФАП. В предельном случае коэффициент деления нониусного тракта может быть сделан равным двум (из-за «усеченного» цифрового фазовращателя) при том, что эквивалентный коэффициент умножения частоты может составлять несколько тысяч. Например, при $N_0 = 1$, $N_1 = 1 + 1/499$ $N_{ЭКВ} = 500 \times 2 = 1000$. Приведенный пример означает, что опорное колебание $f_{ФНЧ}$ будет умножено кольцом ИФАП с цифровым нониусным трактом в $N_{ЭКВ} = 1000$ раз, в то время, как шумы и помехи, приходящие с опорным колебанием и попадающие в полосу прозрачности кольца $f_{ФАП}$, будут умножены всего в 2 раза.

Список используемых источников

1. Никитин Ю.А. Схемотехника современных микроволновых синтезаторов частот. Часть 2. Активный синтез частот: учебное пособие. СПб.: СПбГУТ. 2015. 95 с.
2. Капранов М.В. Фильтрация помех при фазовой автоподстройке частоты // НДВШ. Серия «Радиотехника и электроника». 1958. № 1 С. 162–175.
3. Кузменков А.С., Поляков А.Е., Стрыгин Л.В. Обзорный анализ современных архитектур синтезаторов частот с ФАПЧ // Труды МФТИ. Сери «Радиотехника и телекоммуникации». 2013. № 3. С. 121–133.
4. В. Sadowski A Self-offset Phase-locked Loop // Microwave Journal. 2008. Vol. 51. № 4. PP. 116–124.
5. Chenakin A. Novel approach yields fast, clean synthrsizers // Microwaves &RF. 2008. № 8. PP. 60–63.
6. Никитин Ю.А. Анализ дробного нониусного тракта приведения умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты // Известия вузов России. Серия «Радиоэлектроника». 2012. № 1. С. 31–37.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Бузюков Лев Борисович – кандидат технических наук, профессор, декан факультета инфокоммуникационных сетей и систем, заведующий кафедрой программной инженерии и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, levbuz@mail.ru

Вавилов Сергей Анатольевич – доктор физико-математических наук, профессор, профессор кафедры экономической кибернетики Санкт-Петербургского государственного университета, savavilov@inbox.ru

Вылегжанин Михаил Сергеевич – оператор научной роты Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, siniy15@mail.ru

Жиров Виктор Аркадьевич, доктор технических наук, профессор, начальник научно-исследовательского отдела систем радиосвязи Санкт-Петербургского филиала «Ленинградское отделение научно-исследовательского института радио» (Филиал ФГУП НИИР-ЛОНИИР), vhz-spb@loniir.ru

Зайцев Сергей Геннадьевич – кандидат технических наук, доцент, начальник научно-исследовательской лаборатории спутниковых систем радиосвязи Санкт-Петербургского филиала «Ленинградское отделение научно-исследовательского института радио» (Филиал ФГУП НИИР-ЛОНИИР), zaitsev@loniir.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

Ковальский Александр Александрович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского, sake636@mail.ru

Кубалова Анна Рудольфовна – кандидат технических наук, доцент кафедры теории электрических цепей и связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kubalovaar@mail.ru

Ле Чан Дык – аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, letranduc.telecom@gmail.com

Лебеда Евгений Вячеславович – адъюнкт кафедры общепрофессиональных дисциплин Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, zhe48@yandex.ru

Лытаев Михаил Сергеевич – аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, mikelytaev@gmail.com

Максимов Алексей Павлович – аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, инженер АО «ВНИИРА», armaksimov@gmail.com

Михалёв Олег Александрович – кандидат технических наук, начальник научно-исследовательского отдела научно-исследовательского центра Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, olemihalev@yandex.ru

Молотков Юрий Алексеевич – кандидат технических наук, начальник научно-исследовательской лаборатории наземных систем радиосвязи Санкт-Петербургского филиала «Ленинградское отделение научно-исследовательского института радио» (Филиал ФГУП НИИР-ЛО-НИИР), molotkov@loniir.ru

Никитин Юрий Александрович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, yuriyan@list.ru

Овчаренко Алексей Васильевич – ведущий инженер-программист научно-исследовательской лаборатории спутниковых систем радиосвязи Санкт-Петербургского филиала «Ленинградское отделение научно-исследовательского института радио» (Филиал ФГУП НИИР-ЛО-НИИР), ao@loniir.ru

Окунева Дарина Владимировна – старший преподаватель кафедры программной инженерии и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, darina_okuneva@mail.ru

Остроумов Максим Александрович – инженер войсковой части 40273, soj1991@mail.ru

Остроумов Олег Александрович – кандидат технических наук, преподаватель кафедры безопасности инфокоммуникационных сетей специального назначения Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, oleg-26stav@mail.ru

Парамонов Александр Иванович – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, alex-in-spb@yandex.ru

Сантуш Виржилио Матеуш Жоао Душ – аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, svirgilio5@gmail.com

Симонина Ольга Александровна – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, olga.simonina@spbgut.ru

