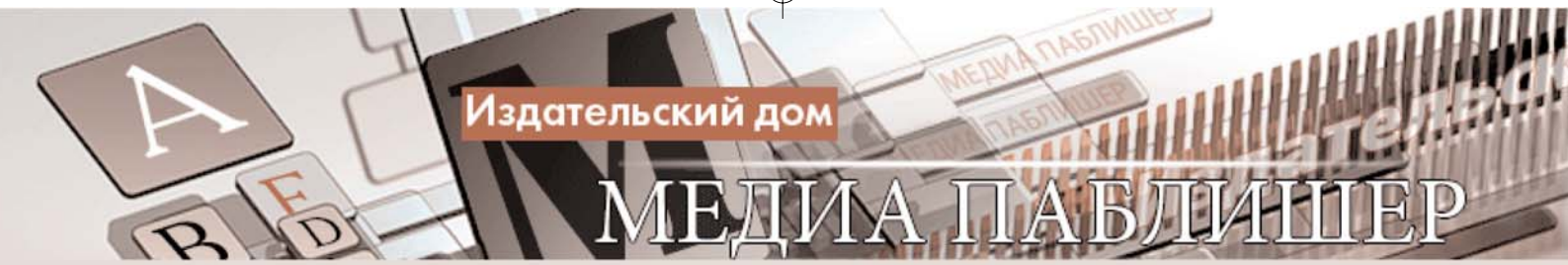


Заказ журналов:

• по каталогу **"Роспечать"** (**индекс 80714**)

• **в редакции** (**t-comm@yandex.ru**)

Региональные подписные агентства
http://www.media-publisher.ru/raspr.shtml

Периодичность выхода — 12 номеров в год

Стоимость одного экземпляра 500 руб.

Целевая аудитория по распространению

• Телекоммуникационные компании • Дистрибьюторы телекоммуникационного оборудования и услуг • Разработчики и производители абонентского оборудования • Энергетические компании • Автотранспортные предприятия • Компании, занимающиеся железнодорожными, воздушными и морскими перевозками • Провайдеры охранно-поисковых услуг • Геодезические и картографические организации • Государственные ведомства и организации; • Строительные компании • Профильные учебные заведения

Тираж 3000 экз. + Интернет-версия

Адрес редакции
111024, Россия, Москва,
ул. Авиамоторная, д. 8, офис 512-514
e-mail: t-comm@yandex.ru
Тел.: +7 (495) 957-77-43

РЕДАКЦИЯ

Издатель
Светлана Дымкова (ds@media-publisher.ru)

Директор отдела развития и рекламы
Ольга Дорошкевич (ovd@media-publisher.ru)

Отдел распространения и подписки
info@media-publisher.ru

Предпечатная подготовка
ООО "ИД Медиа Паблишер"

Поддержка Интернет-портала
Сергей Алексанян

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия. Свидетельство о регистрации: ПИ № ФС77-27364.
Язык публикации: русский, английский.

Мнения авторов не всегда совпадают с точкой зрения редакции.
За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет

Материалы, опубликованные в журнале — собственность ООО "ИД Медиа Паблишер". Перепечатка, цитирование, дублирование на сайтах допускаются только с разрешения издателя

Плата с аспирантов за публикацию рукописи не взимается

© ООО "ИД Медиа Паблишер", 2015

Издательство

ПОЛНЫЙ ЦИКЛ ПОДГОТОВКИ КНИГ, ПЕРИОДИЧЕСКИХ ИЗДАНИЙ И РЕКЛАМНОЙ ПРОДУКЦИИ – ЭКСКЛЮЗИВНЫЙ ДИЗАЙН

ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ЛИТЕРАТУРНОЕ И ТЕХНИЧЕСКОЕ РЕДАКТИРОВАНИЕ

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННАЯ ОФСЕТНАЯ И ЦИФРОВАЯ ПЕЧАТЬ В КРАТЧАЙШИЕ СРОКИ

ДОСТАВКА ГОТОВОГО ТИРАЖА

Индексирование журнала T-Comm

научно-технический журнал
T-Comm
Телекоммуникации и Транспорт

Ulrich's Periodicals Directory — ULRICHSWEB GLOBAL SERIALS DIRECTORY
Google Scholar — Google scholar
NEICON — NEICON
ВИНИТИ РАН — крупнейший российский и мировой информационный и аналитический центр
CyberLeninka (Open Science)
Научная электронная библиотека eLIBRARY.RU — НАУЧНАЯ БИБЛИОТЕКА eLIBRARY.RU
Bielefeld Academic Search Engine (BASE) — BASE
OCLC WorldCat — WorldCat
NORMA CS — NORMACS СИСТЕМА НОРМАТИВОВ
Registry of Open Access Repositories (ROAR)

ISSN 2072-8735 (Print) ISSN 2072-8743 (Online)

Подписной индекс Агентства "Роспечать" – 80714

T•Comm
Телекоммуникации и транспорт
ТОМ 9. №6-2015

Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобразования России для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание кандидатских и докторских диссертаций.

Учредитель
ООО "Издательский дом Медиа Паблишер"

Главный редактор
Тихвинский Валерий Олегович

Издатель
Дымкова Светлана Сергеевна
ds@media-publisher.ru

Редакционная коллегия

Аджемов Артём Сергеевич
(д.т.н., профессор, ректор МТУСИ), Россия

Алексеев Евгений Борисович
(д.т.н., профессор, МТУСИ), Россия

Бугаев Александр Степанович
(академик РАН), Россия

Вааль Альберт
(д.т.н., старший научный сотрудник Ганноверского университета им. Лейбница на кафедре коммуникационной техники), Германия

Головачев Юлиус
(управляющий консультант Detecon Intarnational GmBH), Германия

Дулкейтс Эрик
(д.т.н., старший исполнительный директор корпорации Detecon), Силиконовая долина, США

Зубарев Юрий Борисович
(д.т.н., член-корреспондент РАН, заслуженный деятель науки РФ, зам. председателя экспертного совета ВАК по электронике, радиотехнике и связи), Россия

Кирхгесснер Юрий
(д.т.н., Директор IncotelogyLtd.), Великобритания

Корбетт Ровэлл
(д.т.н., директор по исследованиям в научно-исследовательском центре China Mobile Research Institute, профессор университета Назарбаева), Гон-Конг (Китай), США

Кузовкова Татьяна Алексеевна
(д.э.н., декан экономического факультета МТУСИ), Россия

Кюркчан Александр Гаврилович
(д.ф-м.н., профессор ФГОБУ ВПО МТУСИ), Россия

Сеилов Шахмаран Журсинбекович
(д.э.н., Президент Казахской академии инфокоммуникаций), Казахстан

Сысоев Николай Николаевич
(д.ф-м.н., декан физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова), Россия

Шарп Майкл
(д.э.н., вице-президент европейского института стандартизации – ETSI), Великобритания

www.media-publisher.ru

СОДЕРЖАНИЕ

СВЯЗЬ

Ворожцов А.С., Тутова Н.В., Тутов А.В.
Оптимизация размещения облачных серверов в центрах обработки данных 4

Гребешков А.Ю., Зуев А.В.
Исследование доступа к каналам передачи в реконфигурируемых когнитивных сетях связи следующего поколения 9

Росляков А.В., Лысиков А.А., Халиуллина Ю.Т.
Задачи планирования и оптимизации наложенных сервисных сетей 15

Санников В.Г., Алёшинцев А.В.
Многочастотный модем как один из основных элементов системы "интеллектуальное здание" при удаленном управлении объектами 21

Фролов А.А., Шинаков Ю.С.
Иследование и разработка многочастотной сверхширокополосной системы с ДЧ сигналами 28

Конкин В.В.
Варианты построения единой системы радиоконтроля московского региона 34

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В.
Анализ методов и устройств для трансуретральной микроволновой термотерапии биотканей 38

Корнюхин В.И., Седов В.М.
Расчет и экспериментальные исследования плоской печатной двухслойной антенны 44

Гайнутдинов Т.А., Гаранкина Н.И., Кочержевский В.Г.
Двухзвенное согласующее устройство длинноволновых радиовещательных антенн 48

Кравченко Н.П., Мухин С.В., Пресняков С.А.
Замедляющие системы миллиметрового диапазона 57

Мозговой Ю.Д., Хриткин С.А.
Особенности взаимодействия встречных электронных потоков в трубе дрейфа 64

Нефедов В.Н., Мамонтов А.В., Симонов В.П., Чебыкин А.Е.
Оценка применимости микроволнового излучения для термообработки базальта и изделий из него 70

ЭКОНОМИКА

Бойченко И.В., Сердотецкая Л.К.
Оценка взаимосвязи между удовлетворенностью и лояльностью телезрителей как потребителей телевизионной рекламы 74

ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

Yahya Al-Naggar.
A novel clustering method for wireless body area sensor networks using fuzzy logic 78

Shuvalov V.P., Minina E.A., Mitroshina N.O.
Reasonability of dependability differentiated service of connection requests 84

CONTENT

COMMUNICATIONS

Vorozhtsov A.S., Tutova N.V., Tutov A.V.
Optimal cloud servers placement in data centers 4

Grebeshkov A.Y., Zuev A.V.
Exploring access procedure to transmission channel in the next generation reconfigurable cognitive networks 9

Roslyakov A.V., Lysikov A.A., Haliullina Ju.T.
Planning and optimization problems of service overlay networks 15

Sannikov V.G., Alyoshintsev A.V.
High frequency modem as one of the main elements of the "Smart building" system as part of a remote objects control 21

Frolov A.A., Shinakov Yu.S.
Research and development of multifrequency uwb systems with DF signals 28

Konkin V.V.
Options for the construction of a unified system of radio monitoring in Moscow region 34

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Yelizarov A.A., Shaymardanov R.V.
The analysis of methods and devices for biofabrics transurethral microwave thermotherapy 38

Kornyukhin V.I., Sedov V.M.
Calculation and pilot studies of the flat printing two-layer aerial 44

Gainutdinov T.A., Garankina N.I., Kocherzhewski V.G.
Two-unit matching device of the long-wave broadcasting antennas 48

Kravchenko N.P., Mukhin S.V., Presnyakov S.A.
Millimeter-band slow-wave structures 57

Mozgovoi Yu.D., Khritkin S.A.
Features of interaction of counter-propagating electron beams in the drift tube 64

Nefedov V.N., Mamontov A.V., Simonov V.P., Chebykin A.E.
Evaluation of microwave radiation applicability for the heat treatment of basalt and its products 70

ECONOMY

Boychenko I.V., Serdotetskaya L.K.
Assessment of relationship between satisfaction and loyalty of tv audience as consumers of TV advertising 74

PUBLICATIONS IN ENGLISH

Yahya Al-Naggar.
A novel clustering method for wireless body area sensor networks using fuzzy logic 78

Shuvalov V.P., Minina E.A., Mitroshina N.O.
Reasonability of dependability differentiated service of connection requests 84

T•Comm
Telecommunications and transport
Volum 9. №6-2015

The journal is included in the list of scientific publications, recommended Higher Attestation Commission Russian Ministry of Education for the publication of scientific works, which reflect the basic scientific content of candidate and doctoral theses.

Founder
"Media Publisher", Ltd.

Publisher
Dymkova Svetlana Sergeevna
ds@media-publisher.ru

Editor in Chief
Dr. Valery Tikhvinskiy

Editorial board

Adzhemov Artem S.
Professor, Rector MTUCI, Russia

Alekseev Evgeny B.
Full Professor:, MTUCI, Russia

Bugaev Alexander S.
Academician of the RAS, Russia

Corbett Rowell
Full Professor: Electronic & Electrical Engineering Nazarbayev University, Hong Kong (China), USA

Golovachyov Julius
Managing Consultant Detecon International GmBH, Germany

Dulkeyts Eric
Ph.D., chief executive officer of the corporation Detecon, USA

Kirhgessner Yuri
Ph.D., Director IncotelogyLtd., United Kingdom

Kuzovkova Tatyana A.
PhD, Dean of the Faculty of Economics MTUCI, Russia

Kyurkchan Alexander G.
Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia

Seilov Shakhmaran Zh.
PhD, President of the Kazakh Academy of Infocomm, Kazakhstan

Sharpe Michael
PhD, vice-president of the European Standards Institute – ETSI, United Kingdom

Sysoev Nikolai N.
Doctor of sciences., Dean of the Faculty of Physics of Moscow State University. Lomonosov, Russia

Waal Albert
Ph.D., Senior Research Fellow University of Hanover. Leibniz at the Department of Communications Technology, Germany

Zubarev Yuri B.
Ph.D., corresponding member of the Russian Academy of Sciences, Honored Scientist of Russia, Deputy. Chairman of the Expert Council WAC electronics, radio and communications, Russia

All artocles and illustrations are copyryght. All rights reserved. No reproduction is permitted in whole or part without the express consent of Media Publisher Joint-Stock Company

© "Media Publisher", 2015

www.media-publisher.ru

ОПТИМИЗАЦИЯ РАЗМЕЩЕНИЯ ОБЛАЧНЫХ СЕРВЕРОВ В ЦЕНТРАХ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

Ворожцов Анатолий Сергеевич,
к.т.н., доцент, доцент кафедры ИС МТУСИ, Москва, Россия,
as.vorojcov@mail.ru

Тутова Наталья Владимировна,
к.т.н., доцент кафедры ИС МТУСИ, Москва, Россия,
e-natasha@mail.ru

Тутов Андрей Владимирович,
аспирант МТУСИ, Москва, Россия,
andrew_vidnoe@mail.ru

Ключевые слова: *оптимальное размещение серверов, облачные вычисления, управление ресурсами, размещение виртуальных машин, многокритериальная оптимизация.*

Объяснена актуальность оптимизации размещения облачных серверов в центрах обработки данных, обусловленная значительным и все возрастающим числом виртуальных машин, необходимостью оплаты только за используемые ресурсы, а также требованиями облачных сервисов. Сущность размещения облачных серверов состоит в процессе их оптимального закрепления за физическими машинами. Предложена содержательная постановка задачи оптимального размещения облачных серверов по таким критериям, как минимум энергопотребления, неиспользованных ресурсов, неравномерности тепловыделения и нарушений SLA-соглашений. Разработана математическая модель задачи, которая в отличие от известных, впервые учитывает требования облачных сервисов, таких как горизонтальное и вертикальное масштабирование. Данная задача отнесена к классу многокритериальных задач большой размерности. Приведен анализ критериев, используемых в задачах оптимизации ресурсов центров обработки данных, который позволил выделить группу попарно противоречивых критериев, имеющих различные размерности, большой диапазон изменения и по характеру относящихся к непрерывным нелинейным функциям. При выборе метода решения задачи сделан вывод, что чаще всего использовались методы формирования обобщенного критерия, имеющие ряд недостатков, которые не позволяют в полной мере учесть требования облачных сервисов и характер используемых критериальных функций. Предложен подход с использованием таких методов, как метод последовательных уступок и метод ограничений, и их комбинация, которая позволяет получить Парето-оптимальное решение за приемлемое время переключения физических серверов. Показано на основании результатов вычислительных экспериментов, что алгоритм предложенного метода позволяет достичь оптимального баланса между множеством противоречивых критериев. Полученные в работе результаты послужат основой для разработки программного обеспечения и панели управления вычислительными ресурсами облачных центров обработки данных.

Для цитирования:
Ворожцов А.С., Тутова Н.В., Тутов А.В. Оптимизация размещения облачных серверов в центрах обработки данных // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 4-8.

For citation:
Vorozhtsov A.S., Tutova N.V., Tutov A.V. Optimal cloud servers placement in data centers. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 4-8. (*in Russian*).

Введение

Появление облачных вычислений оказало большое влияние на ИТ-отрасль за последние несколько лет, многие крупные компании и операторы связи стали модернизировать и строить новые центры обработки данных (ЦОД) для предоставления облачных сервисов. По данным IDC рост рынка облачных услуг в России за 2013 год составил более 70%. Для заказчиков облачные услуги имеют преимущества, связанные с возможностью купить ровно столько вычислительных ресурсов, сколько им необходимо. При этом можно выбрать наиболее подходящую модель обслуживания из расширенного комплекса моделей. Для провайдера внедрение и использование облачных платформ также имеет много преимуществ, среди которых обеспечение качества обслуживания, повышение отказоустойчивости и расширение спектра предоставляемых услуг. Однако в современных ЦОДах возникает ряд проблем, связанных с увеличением их загрузки до 60%, большим объемом энергопотребления и сложностью управления тысячами серверов.

Существуют несколько ключевых технологий, на которые опираются облачные вычисления. Главной из них является виртуализация. Обычно на одной физической машине размещается несколько облачных серверов, под которыми понимают не только виртуальные машины, но и установленные на них приложения. Это позволяет повысить коэффициент использования имеющихся в ЦОД вычислительных ресурсов, сэкономить место и электроэнергию. Однако в связи с тем, что нагрузка на приложения является неравномерной в течение суток и может иметь случайные всплески, виртуальные серверы должны размещаться динамически, чтобы достичь лучшей производительности и как можно полнее использовать вычислительные ресурсы. Поэтому проблема эффективного размещения облачных серверов в центрах обработки данных является актуальной.

Сущность размещения облачных серверов состоит в процессе их оптимального закрепления за физическими машинами. Один из таких вариантов размещения облачных серверов представлен на рис. 1.

Данная проблема может быть разбита на три этапа: первоначальное, статическое и динамическое размещение облачных серверов. При первоначальном размещении решается задача закрепления облачных серверов по физическим серверам в незагруженном ЦОД, с учетом только требований облачных серверов, вместимости физических машин, платформенных ограничений, а также электропитания и охлаждения. Статическое размещение предполагает учет плановых изменений в системе распределения ресурсов ЦОД. Под динамическим размещением понимается распределение облачных серверов между физическими серверами в соответствии с изменением состояния системы или требований на изменение ресурсов облачных серверов от заказчиков. Во всех случаях решения задачи оптимизации необходимо учитывать несколько критериев.

Рис. 1

Первоначальное и статическое размещение имеет долгосрочный эффект, поэтому проводить частые изменения в размещении облачных серверов непрактично в связи с накладными расходами на их миграцию. Также задача статического размещения возникает в тех случаях, когда динамическое распределение ресурсов приводит к неудовлетворительным результатам. В этом случае система должна иметь длительное время для определения плана размещения. Для динамического размещения, для быстрой адаптации к изменениям в системе или к нагрузке, система требует принятия решений в реальном времени для того, что сократить спад производительности и избежать температурных аномалий.

Обзор работ

Проблема размещения облачных серверов для улучшения энергоэффективности и использования ресурсов в облачной инфраструктуре рассматривалась в различных работах. В частности, использовались следующие подходы для решения этой проблемы.

Линейное программирование. В работах [1,2] авторы описали проблему консолидации серверов как задачу линейного программирования с целью минимизации затрат и ограничением на общее число миграций.

Целочисленное программирование. Проблема размещения облачных серверов в ЦОД часто формулируется как один из вариантов задачи о рюкзаке [3].

Нелинейное математическое программирование. Такие методы применялись для размещения облачных серверов в различных средах. В [4] предложена среда управления, объединяющая менеджер для динамического распределения ресурсов виртуальных машин на основе функции полезности и менеджер для динамического размещения самих машин.

Генетические алгоритмы. Другим подходом к решению данной проблемы является использование генетических алгоритмов. В работе [5] сформулирована многокритериальная задача оптимизации с критериями минимума траты ресурсов, энергопотребления и неравномерного выделения тепла. В результате свертки критериев задача решалась как однокритериальная с использованием модифицированного генетического алгоритма.

В большинстве работ по оптимальному размещению облачных серверов учитывается только один критерий. Однако современные тенденции развития ЦОД требуют учета нескольких критериев.

Постановка задачи

Пусть имеется M различных физических серверов, объединенных в сеть, причем каждый из них характеризуется производительностью процессора (CPU) и объемом оперативной памяти (RAM). Также известны пропускная способность сети и нагрузка, поступающая на каждый сервер. Кроме этого заданы N виртуальных (облачных) серверов, характеристики которых заказывают пользователи. Предположим, что каждое приложение пользователя запускается на своем сервере, а запросы пользователей интерпретируются как заказ на облачный сервер с определенным набором ресурсов. Каждому облачному серверу присвоим свою часть ресурсов физического сервера, которую будем считать независимой от ресурсов других облачных серверов. Конфигурацию каждого сервера представим как k-размерный вектор, в котором каждая компонента соответствует одному из ресурсов. Под оптимальным размещением облачных серверов будем понимать такое закрепление их за физическими серверами, при котором минимизируются энергопотребление, неиспользованные ресурсы, неравномерность тепловыделения и нарушения SLA-соглашений.

Математическая модель. Критерии оптимизации:

- **Энергопотребление (f_{power}):**

$$f_{power}(u_{CPU}) = \begin{cases} p_0 + (p_1 - p_0)\cdot u_{CPU}, & u_{CPU} > 0; \\ 0, & u_{CPU} = 0, \end{cases}$$

где p_0 – потребление электроэнергии незагруженным сервером; p_1 – потребление электроэнергии полностью загруженным сервером.

- **Неиспользованные ресурсы ($f_{resource}$):**

$$f_{resource}(u_{CPU}, u_{RAM}) = 1 - u_{CPU}\cdot u_{RAM},$$

где u_{CPU} – загрузка процессора; u_{RAM} – загрузка памяти.

Данный критерий отражает насколько полно загружены ресурсы различных типов.

- **Тепловыделение (f_t):**

$$f_t(T) = 1 - \frac{1}{1 + e^{(T - T_s)}},$$

где T – текущая температура процессора; T_s – безопасная температура.

- **Нарушения SLA-соглашений (f_{SLA}):**

$$f_{SLA}(u_{CPU}) = 1 - \frac{1}{1 + e^{u_{cpu} - 0{,}9}},$$

где u_{cpu} – загрузка процессора, максимальное значение которого принимается равной 0,9.

Ограничения задачи будут следующими:

- ограничения на непревышение физических ресурсов сервера;
- закрепление каждого облачного сервера только за одним физическим сервером.

Таким образом, математическая постановка задачи имеет следующий вид:

$$\min_{x_{ij}} \sum_{j=1}^{M} F^j_{power}(x_{ij}),\ \min_{x_{ij}} \sum_{j=1}^{M} F^j_{resource}(x_{ij}),$$

$$\min_{x_{ij}} \max F^j_t(x_{ij}),\ \min_{x_{ij}} \sum_{j=1}^{M} F^j_{SLA}(x_{ij}),$$

при ограничениях

$$\sum_{i=1}^{N} r_i^{CPU}(x_{ij}) < c_j^{CPU},\ j = [1,\ldots,M],$$

$$\sum_{i=1}^{N} r_i^{RAM}(x_{ij}) < c_j^{RAM},\ j = [1,\ldots,M],$$

$$\sum_{j=1}^{M} x_{ij} = 1, \quad i = [1,..., N].$$

где x_{ij} – переменные, которые принимают значения 1, если облачный сервер i принадлежит физическому серверу j и 0, если иначе; $[r_i^{CPU}, r_i^{RAM}]$ – вектор потребности в ресурсах i-го облачного сервера; $[c_j^{CPU}, c_j^{RAM}]$ – вектор имеющихся ресурсов на физическом сервере j.

Метод решения

Для решения подобных многокритериальных задач чаще всего используются методы формирования обобщенного критерия, которые в данном случае не позволят в полной мере учесть требования облачных сервисов и характер используемых критериальных функций. Поэтому в данной работе предложен другой подход с использованием таких методов, как метод последовательных уступок и ограничений, и их комбинации.

Сущность предлагаемой комбинации методов последовательных уступок и ограничений состоит в задании количественных оценок предпочтения частных критериев, которые определяют относительную важность каждого критерия по сравнению с остальными. Далее одноэтапно, т.е. без предварительного задания пробных уступок, определяется величина компромиссной уступки по менее важному критерию, причем величина отклонения значения критерия от оптимального минимальна. Одноэтапность определения величины компромиссной уступки позволяет значительно сократить время решения задачи оптимизации. Алгоритм данной модификации и доказательства получения Парето-оптимального решения приведен в [6].

На основании первоначальных результатов вычислительных экспериментов с использованием разработанной программы [7], можно сделать вывод что алгоритм предложенного метода позволяет достичь оптимального баланса между множеством противоречивых критериев, таких как качество обслуживания, использование ресурсов, энергопотребление и температура. Результаты сравнения двух методов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Критерии	Отклонение значения критерия от оптимального (%)	
	Свертка	Предлагаемый алгоритм поиска оптимального по Парето решения
Энергопотребление	61	30
Неиспользованные ресурсы	0	16
Температура	34	17
Нарушения SLA-соглашений	17	14

Данный алгоритм может быть использован на этапе разработки панели управления вычислительными ресурсами ЦОД.

Выводы

1. Предложена содержательная постановка задачи оптимизации размещения облачных серверов в ЦОД по нескольким критериям и разработана её математическая модель, которая позволяет учесть горизонтальное и вертикальное масштабирование.
2. Предложен метод и алгоритм решения поставленной задачи, который позволяет получить Парето-оптимальное решение за приемлемое время переключения физических серверов. Алгоритм предложенного метода позволяет достичь оптимального баланса между множеством противоречивых критериев, таких как качество обслуживания, использование ресурсов, энергопотребление и др.
3. Полученные в работе результаты послужат основой для разработки программного обеспечения и панели управления вычислительными ресурсами облачных центров обработки данных.

Литература

1. *Speitkamp B., Bichler M.,* A mathematical programming approach for server consolidation problems in virtualized data centers, IEEE Trans. Services Comput, 2010 pp. 266-278.
2. *Chaisiri S., Lee B., Niyato D.,* Optimal virtual machine placement across multiple cloud providers, in: Proceedings of the IEEE Asia-Pacific Services Computing Conference, 2009, pp. 103-110.
3. *Verma, P. Ahuja, A. Neogi, pMapper*: power and migration cost aware application placement in virtualized systems, in: Proceedings of the 9th ACM/IFIP/USENIX International Conference on Middleware, 2008, pp. 243–264.
4. *Van H., Tran F., Menaud J.,* Performance and power management for cloud infrastructures, in: Proceedings of the IEEE 3rd International Conference on Cloud Computing, 2010, pp. 329-336.
5. *Mi H., Wang H., Yin G., Zhou Y., Shi D., Yuan L.,* Online self-reconfiguration with performance guarantee for nergy-efficiennt large-scale cloud computing data centers, in: Proceedings of the IEEE International Conference on Services Computing, 2010, pp. 514-521.
6. *Ворожцов А.С., Тутова Н.В.* Алгоритм решения задач оптимизации распределения ресурсов центров обработки данных в сети Интернет. Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт: спецвыпуск по итогам 3-й отраслевой научной конференции "Технологии информационного общества", Выпуск II, 2009. – С. 144-146.
7. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2009610173 (Россия). «Программа для решения линейных многокритериальных задач оптимизации модифицированным методом последовательных уступок» / Тутова Н.В., Ворожцов А.С. Правообладатель ГОУ ВПО МТУСИ // Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11 января 2009 г., заявка №2008614859 от 23 октября 2008 г.

OPTIMAL CLOUD SERVERS PLACEMENT IN DATA CENTERS

Anatoliy Vorozhtsov, Natalya Tutova, Andrew Tutov, *Moscow, Russia*

Abstract

The problem of optimal cloud servers placement in data centers remains to be effectively addressed due to the significant and growing number of virtual machines, the need to pay only for the resources used, as well as the requirements of cloud services. In this paper the meaningful statement and mathematical model of optimal cloud servers placement problem with multiple criteria are formulated. In contrast to the known models, this allows to take into account the requirements of cloud services, such as horizontal and vertical scaling. This problem is assigned to the class of high-dimensional multicriteria problems. The analysis of the criteria used allowed to detect a group of mutually contradictory criteria which are continuous nonlinear functions with different dimensionality and a large range of variation. The most frequently used method of solution of such problems is a generalized criterion which has a number of drawbacks that not allow fully to take into account the requirements of cloud services and the nature of criterion functions. Proposed approach using such methods as successive concessions, the method of constraints and their combination, provides a Pareto-optimal solution in a reasonable time related to the switching of physical servers. The results of computational experiments show that the proposed algorithm allows to achieve an optimal balance between many conflicting criteria such as quality of service, the use of resources, power consumption and thermal dissipation. The obtained results will serve as the basis for the software development of the control panel of cloud computing resources in data centers.

Keywords: *Optimal Server Placement, Cloud Computing, Resource Management, Virtual Machine Placement; Multi-objective Optimization.*

References

1. *Speitkamp B., Bichler M.,* A mathematical programming approach for server consolidation problems in virtualized data centers, IEEE Trans. Services Comput, 2010 pp. 266-278.
2. *Chaisiri S., Lee B., Niyato D.*, Optimal virtual machine placement across multiple cloud providers, in: Proceedings of the IEEE Asia-Paci?c Services Computing Conference, 2009, pp. 103-110.
3. *Verma, P. Ahuja, A. Neogi,* pMapper: power and migration cost aware application placement in virtualized systems, in: Proceedings of the 9th ACM/IFIP/USENIX International Conference on Middleware, 2008, pp. 243-264.
4. *Van H., Tran F., Menaud J.,* Performance and power management for cloud infrastructures, in: Proceedings of the IEEE 3rd International Conference on Cloud Computing, 2010, pp. 329-336.
5. *Mi H., Wang H., Yin G., Zhou Y., Shi D., Yuan L.,* Online self-reconfiguration with performance guarantee for energy-ecient large-scale cloud computing data centers, in: Proceedings of the IEEE International Conference on Services Computing, 2010, pp. 514-521.
6. *Vorozhtsov A.S., Tutova N.V.* The algorithm of optimal resource allocation of data centers in the Internet, T-Comm, V. II, 2009, pp. 144-146. [*in Russian*]
7. Tutova N.V., Vorozhtsov A.S. The certificate of state registration of computer programs No. 2009610173 (Russia). "The program for solving linear multicriteria optimization problems using a modified method of successive concessions". Copyright owner MTUCI. Registered in the Register of computer programs 11 January 2009.

Information about authors:

Anatoliy Vorozhtsov, Moscow Technical University of Communications and Informatics, associate professor, **as.vorojcov@mail.ru**
Natalya Tutova, Moscow Technical University of Communications and Informatics, associate professor, **e-natasha@mail.ru**
Andrew Tutov, Moscow Technical University of Communications and Informatics, postgraduate student, **andrew_vidnoe@mail.ru**

ИССЛЕДОВАНИЕ ДОСТУПА К КАНАЛАМ ПЕРЕДАЧИ В РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ КОГНИТИВНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ СЛЕДУЮЩЕГО ПОКОЛЕНИЯ

Гребешков Александр Юрьевич,
к.т.н., доцент кафедры автоматической электросвязи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия,
algre@mail.ru

Зуев Алексей Валерьевич,
аспирант Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия,
zoomer499@mail.ru

Ключевые слова: *реконфигурируемые сети связи, когнитивное радио, радиоустройства с программируемыми параметрами, симулятор ns2, MAC протокол.*

Реконфигурируемые радиосистемы RRS основаны на радиоустройствах с программируемыми параметрами, SDR и системах когнитивного радио, CRS. Когнитивное радио рассматривается как технология следующего поколения для повышения эффективности использования радиочастотного спектра и качества мультимедийных услуг. Разработка и использование реконфигурируемых когнитивных радиосистем требует разработки соответствующих протоколов управления доступом к среде передачи, MAC. В реконфигурируемых радиосистемах радиоканал используется первичным или вторичным пользователем когнитивной сети связи. Одной из важных задач является исследование того, как MAC протокол влияет на эффективность использования канала когнитивной сети. Протокол MAC когнитивной сети отличается от классических MAC протоколов.

В локальных вычислительных сетях протокол MAC основывался на аппаратной реализации и тесной связи с физическим уровнем. В MAC протоколах когнитивных радиосетей используется зондирование радиоспектра. Это позволяет множеству пользователей когнитивных радиосистем совместно использовать ресурс, определяя какой пользователь (первичный или вторичный) получит доступ к каналу или когда доступ будет получен. Событие доступа к каналу является случайным и определяется вероятностной величиной от 0,1 до 0,99, обозначаемой как доступность канала. Более того, обнаруживается задержка, когда узел SDR пытается получить доступ к свободному каналу. Эта задержка может быть важна для предоставления мультимедийных услуг и обозначается как задержка доступа к каналу. Приводятся результаты исследования воздействия доступности канала на время доступа к каналу с помощью модуля CRCN программы имитационного моделирования ns2.

Для цитирования:
Гребешков А.Ю., Зуев А.В. Исследование доступа к каналам передачи в реконфигурируемых когнитивных сетях связи следующего поколения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 9-14.

For citation:
Grebeshkov A.Y., Zuev A.V. Exploring access procedure to transmission channel in the next generation reconfigurable cognitive networks. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 9-14. (*in Russian*).

1. Реконфигурируемые системы связи нового поколения

Согласно данным ETSI, реконфигурируемые радиосистемы Reconfigurable Radio System, RRS основаны на использовании радиоустройств с программируемыми параметрами, SDR и системах когнитивного радио, СКР (cognitive radio system, CRS). огласно Отчету МСЭ-R SM.2152, СКР – технология, которая позволяет системе связи получать знания (данные) о своей операционной и географической среде функционирования, политиках обслуживания пользователей радиочастотного спектра, РЧС, динамически и автономно корректировать эксплуатационные параметры и протоколы, чтобы достигнуть определенных целей.

Когнитивные технологии используют различные средства инфокоммуникаций. Известны примеры использования когнитивных систем оперативного управления CON (cognitive optical networks) в оптических сетях связи [1] и применительно к Интернету вещей, CoIT (cognitive internet of things) [2]. В целом когнитивная система связи действует как «умная» инфраструктура с возможностью выбора значений эксплуатационных параметров на основе продукционных правил и приобретаемых знаний об окружающей среде.

Когнитивное радио идентифицирует временно свободные части РЧС и занимает эти так называемые «белые пятна» («white spots») для приема и передачи информации, не создавая помех другим средствам связи в выбранном диапазоне. В материалах Всемирной конференции по радиосвязи (ВКР-2012) отмечается, что СКР не относится к службам радиосвязи и, следовательно, для СКР не выделяются полосы радиочастот. В настоящее время ведутся работы по нескольким стандартам СКР IEEE 802.11af, IEEE 802.16h, IEEE 802.22 – 2012 [3, 4].

В Российской Федерации с 2011 г. для создания когнитивной сети беспроводного широкополосного доступа была выделена полоса частот 470-686 МГц с правом применения СКР только в опытной сети ФГУП НИИР. Выбор рабочих каналов осуществляется только при запросе к базе данных о защищаемых РЭС с информацией о доступных для работы частотных каналах, а при отсутствии связи когнитивное РЭС должно прекратить излучение. Исследовательский период по вопросам СКР продлен до IV квартала 2015 года.

Существуют различия между когнитивными и многоканальными сетями. В когнитивных сетях перечень доступных каналов является переменным параметром. Поэтому возникает задача выбора наилучшего из возможных каналов. Для решения этой задачи на уровне оперативного управления в реальном времени используются протоколы управления доступом к среде передачи MAC (Media Access Control), что свидетельствует об актуальности настоящего исследования [5].

Протоколы MAC на основании данных физического уровня, можно использовать для решения задачи распознавания временного свободного РЧС. Далее решается, какой из свободных каналов использовать, как получить доступ к выбранному каналу [6]. С другой стороны, канальный уровень позволяет сетевому уровню определить оптимальное направление/маршрут передачи, сообщая список доступных каналов и иную информацию. В тоже время сетевой уровень СКР может передать на канальный уровень сведения о том, какой канал подходит по качеству обслуживания QoS (quality of service) для организации сеанса связи.

С учетом сказанного, MAC протокол СКР должен поддерживать следующие основные функции:

– контроль и предотвращение вмешательств в работу первичных пользователей РЧС;
– предотвращение коллизий доступа к каналу для вторичных пользователей РЧС;
– реализация процедуры выбора и занятия наилучшего из доступных, временно свободных, радиоканалов.

Протоколы MAC могут применяться в централизованной или распределенной архитектуре СКР. В централизованной архитектуре есть главное устройство, например, базовая станция BS (Base Station), координирующие доступ к РЧС для вторичного пользователя. В распределенных протоколах MAC такое деление отсутствует и каждое РЭС в определенный момент времени может выполнять функции BS [7]. Протоколы MAC могут быть классифицированы как протоколы MAC для совместного использования РЧС и протоколы для несовместного использования РЧС.

В протоколах совместного использования вторичные пользователи работают сообща, чтобы максимизировать использование сети, увеличивая общую пропускную способность. В режиме несовместного пользования каждый вторичный пользователь РЧС работает независимо от других, пытаясь улучшить лишь свою производительность.

По режиму доступа к РЧС в СКР выделяют две категории с передачей подтверждения:

– в режиме без подтверждения, когда вторичный пользователь получает доступ к РЧС с учетом времени простоя/отсутствия использования данной части радиоспектра;
– режим с подтверждением, где предполагается, что вторичные пользователи конкурируют за возможность передачи по каналу, например, как в случае с множественным доступом с контролем несущей/с предотвращением коллизий CSMA/CA [8, 9, 10].

2. Сетевой уровень маршрутизации и канальный уровень когнитивных сетей

Исследование MAC протоколов когнитивных сетей следующего поколения осуществляется с учетом взаимодействия сетевого и канального уровней. В рамках настоящего исследования на сетевом уровне применяется протокол дистанционно-векторной маршрутизации «по требованию» AODV (ad hoc on-demand distance vector), используемый в мобильных ad-hoc сетях (MANET) и других беспроводных сетях [11, 12]. Протокол AODV пригоден для межузловой маршрутизации «точка-точка» (unicast), так для и широковещательных рассы-

лок «точка – много точек» (multicast). Для вычисления параметров маршрутов передачи пакетов используется дистанционно-векторный алгоритм маршрутизации. В протоколе AODV передача информации для маршрутизации (кроме сообщения Hello) не используется, пока нет необходимости в установке или восстановлении маршрута. Когда один из сетевых узлов пытается отправить данные в сеть, посылается пакет с запросом на установку маршрута передачи. Другие узлы сети с AODV пересылают этот пакет в общую среду и делают запись об узле, от которого они приняли запрос, формируя массовую отправку информации о временных маршрутах к запрашивающему узлу. Когда узел получает запрос на создание маршрута RREQ (Routing Request) и уже имеет путь к узлу назначения, он посылает в ответ сообщение–подтверждение маршрута RREP (Routing Replay) через временный маршрут к узлу требования (узлу-инициатору маршрута) или направляет сообщение RREQ к узлу-получателю, который вновь отправляет сообщение RREP назад узлу-отправителю. Запрашивающий узел в таком случае использует маршрут с наименьшим количеством промежуточных узлов. Неиспользуемые записи в таблицах маршрутизации через некоторое время удаляются. Если соединение недостаточно надёжно, то предусмотрена возможность дополнительного подтверждения установки маршрута. Когда маршрут по каким-либо причинам разрушается, передаётся сообщение об ошибке к передающему узлу и процесс создания маршрута повторяется.

Недостатком протокола AODV является большое количество служебных сообщений, что увеличивает сигнальный трафик сети. Чтобы уменьшить сигнальный трафик каждому запросу о маршруте присваивается порядковый номер, а узлы выбирают запрос так, чтобы номер запроса не повторял номера других, уже обработанных. Другим методом ограничения трафика является использование времени жизни, которое ограничивает максимальное количество транзитных узлов. Если запрос маршрута по каким-либо причинам не привёл к установке маршрута, другой запрос нельзя послать, пока не проходит вдвое больше времени, потраченного на предыдущий запрос.

Преимущество AODV в том, что он не создаёт дополнительного трафика при передаче данных по установленному маршруту. Кроме того, алгоритм векторной маршрутизации довольно прост и не требует больших объёмов памяти и машинного времени.

3. Исследование доступа к каналам передачи в когнитивных сетях с помощью моделирования

Для моделирования применяется программный симулятор ns2 версии 2.31 на базе операционной системе Linux Ubuntu 10.04 со специальным модулем для исследования когнитивной сети CRCN (cognitive radio cognitive network), который поддерживает многоканальную структуру сети [13, 14, 15]. В CRCN в качестве исходных данных можно установить количество SDR и количество каналов. Основной сценарий моделирования предусматривает описание очередей и каналов для каждого SDR по сценарию пользователя с помощью библиотеки TSL. В сетевом симуляторе ns2 с модулем CRCN доступна следующая функциональность для моделирования функционирования протокола MAC:

– описание многоканальной среды передачи данных;
– интерфейс для выбора радиоканала;
– выбор мощности передачи;
– информация о помехах;
– информация о передвижении РЭС.

Существует возможность описания коллизий. В части определения мощности и выбора радиоканала, пакет ns2 формирует данные в соответствии с описанием многоканальной структуры в модуле CRCN. Для описания многоканальной структуры используются четыре программных компонента, которые должны быть добавлены пользователем (рис. 1):

```
Компонент 1. Выбор количества интерфейсов РЭС и каналов в TCL скрипте
set val(ni)          2                ;# число РЭС
set val(channum)     2                ;# 2 канала доступные для РЭС
Компонент 2. Новые объекты в канале, указанные в 1-ом компоненте.
for {set i 0} { $i < [expr $val(ni)*$val(channum)]} {incr i}
{       set chan_($i) [new $val(chan)]
 }
Компонент 3. Настройка РЭС и канала
$ns_ node-config -ifNum $val(ni) -channel $chan_(0)
$ns_ node-config -ChannelNum $val(channum)
Компонент 4. Связь объектов канала в массив канала
for {set i 0} {$i < [expr $val(ni)*$val(channum)] } {incr i} {
      $ns_ add-channel $i $chan_($i)
}
```

Рис. 1. писание протокола MAC в CRNC для случая многоканальной среды передачи и количества SDR, не равного количеству каналов

Выбор конкретного канала зависит от канального уровня. В программном коде в процедуру sendDown должна быть добавлена функция wirelessphy; добавление данной функции подразумевает описание передачи кадров на физический уровень. Чтобы избежать конфликтов доступа или уменьшить помехи между соседними узлами, целесообразно использовать индекс канала, формируемый MAC или с помощью алгоритма DSA. Для этого, например, индекс channelindex определяет заголовок пакета, который может нести информацию для когнитивной маршрутизации (рис. 2).

```
Модуль WirelessPhy: Интерфейс для выбора канала в MAC
void WirelessPhy::sendDown(Packet *p)
{
        ...
        // Send the packet

        //channel_->recv(p, this);

        //send packet over the channel specified by channel index.

        multichannel[hdr_cmn::access(p)->channelindex_]->recv(p, this);
       ...
}
```

Рис. 2. Фрагмент кода CRCN для выбора канала MAC-уровня

Для SDR с поддержкой многоканальной структуры указанных настроек достаточно, чтобы дифференцировать различные каналы для протоколов MAC. Дополнительно требуется применять механизм предупреждения коллизий в соответствии с возможностями ns2.

Рассмотрим моделирование процесса передачи пакетов приветствия hello и дальнейшей маршрутизации сообщений одновременно на несколько радиоинтерфейсов SDR для установления сеансов связи. Здесь используется функциональность CRNC, с помощью которой можно назначить определенному каналу конкретный интерфейс РЭС. Это назначение может быть осуществлено непосредственно на канальном уровне или может быть передано с сетевого уровня. С помощью графического интерфейса создаются потоки заданий и данных, необходимых для CRCN; используется протокол маршрутизации AODV. Далее проводятся испытания многоканальной сети.

Испытание заключается в проверке работоспособности сети, когда с помощью сетевого уровня маршрутизации передается информация о доступном канале на канальный уровень. В процессе маршрутизации соответствующий алгоритм будет отвечать за принятие решения по использованию канала. Поскольку в многоканальной структуре исследуется только канальный уровень, испытания проводятся в два этапа. На первом этапе каждый узел посылает пакет на верхний уровень с информацией о более предпочтительном канале. На втором этапе узел будет использовать канал, выбранный в ходе первого этапа, чтобы передавать и принимать данные. Параметры моделирования установлены согласно данным табл. 1.

Таблица 1

Параметры моделирования когнитивной сети

Описание	Значение
Программа	ns2 (с модулем CRCN)
Размеры сети	100м x 100м
Количество узлов	10
Число каналов	2, 5, 10
Доступность	От 0,1 до 0,99
Время симуляции	50 с.

В процессе испытаний было рассмотрено 3 варианта многоканальной структуры сети (два, пять и десять каналов) и проведено 25 000 испытаний описываемой модели. Для проведения сравнительного анализа рассмотрены данные полученные от всех сетевых узлов. В процессе моделирования изменялось как количеством узлов, так и количество каналов.

Геометрически узлы размещены в случайном порядке, из них произвольно выбираются узлы–отправители и получатели сообщений. Поток сообщений, поступающих от узлов, описывается с помощью распределения Пуассона, время обслуживания каждой очереди на сетевом узле подчиняется экспоненциальному распределению.

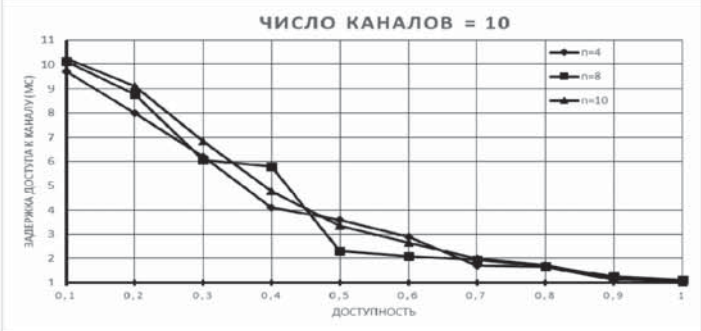


Рис. 3. Задержка доступа к каналу на сети с различным количеством узлов

Выборка производится случайным образом. Доступность определяется как вероятность того, что канал доступен для вторичного пользователя после поиска свободного канала в процессе зондирования [16]. На рис. 3 через n определяется количество узлов, на рис. 4 через C определяется количество каналов. Доступность варьируется от 0,1 (10%) до 0,99 (99%), а задержка доступа к каналу исследуется в условиях изменения числа узлов (с десятью каналами), как показано на рис. 3 и при изменении количества каналов (для сети с десятью узлами), как показано на рис. 4.

На рис. 3 видно, что в сети присутствуют существенные задержки доступа к каналу при доступности от 0,1, до 0,5. Далее при увеличении доступности свыше 0,5 происходит относительная стабилизация задержки доступа к каналу. Здесь очевидно начинают проявляться когнитивные свойства алгоритма для распределения нагрузки на сети с одновременным уменьшением вероятности коллизий. Алгоритм позволяет каждому из узлов последовательно получать доступ к нескольким каналам и в течение заданного времени динамически переключается между каналами.

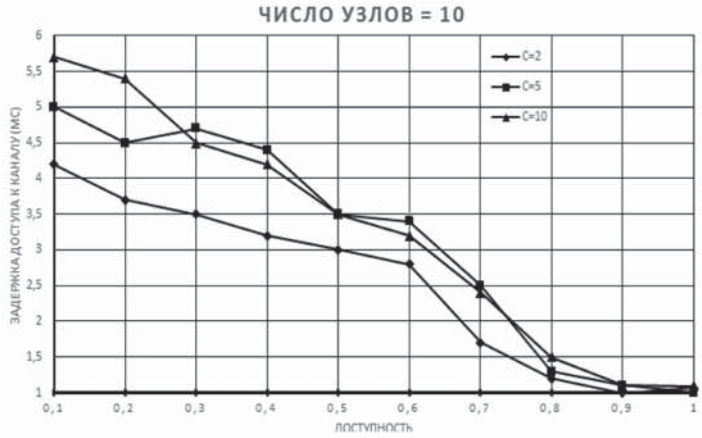


Рис. 4. Задержка доступа при использовании различного числа каналов в сети

На рис. 4 задано фиксированное количество узлов n=10, каждый узел создает исходящий и входящий трафик на сети. Моделирование проводится для различного числа каналов (C=2,5,10).

Каждый узел пытается одновременно получить доступ к каналу, что приводит к возникновению задержек и коллизий в моделируемой сети. При значениях доступности от 0,1..0,3 наблюдается преимущество десятиканальной системы, здесь меньшее значение задержки доступа к каналу обусловлено большим количеством каналов. С увеличением доступности в многоканальной структуре сети, задержка доступа к каналу уменьшается и для пяти- и двухканальных систем, при этом для доступности 0,5…0,6 десятиканальная структура и пятиканальная структура дают одинаковое значение задержки доступа. В дальнейшем с учетом результатов моделирования будут исследованы модели и методы повышения доступности как на сетевом уровне, так и на уровне протокола MAC, в том числе в условиях малой доступности.

Заключение

Технические возможности систем когнитивного радио и SDR уже сейчас позволяют идентифицировать временно свободные части радиочастотного спектра для совместно использования с первичными (лицензионными) пользователями РЧС. Появляется возможность использовать такие «белые пятна» для приема и передачи информации при условии отсутствия помех другим РЭС в выбранном диапазоне.

Было рассмотрено взаимодействие между узлами SDR на сетевом и канальном уровне. Исследование проводилось методами имитационного моделирования с использованием симулятора ns2 и специального модуля для моделирования сетей когнитивного радио CRCN. Прототип исследуемой сети был разработан с помощью сценария и настроек CRCN, относящихся к изучению практических аспектов функционирования когнитивного радио в многоканальной структуре сети.

В процессе моделирования узел SDR последовательно получает доступ к нескольким каналам и в течении заданного интервала времени, вводимого как пороговое ограничение, динамически переключается между каналами. Это позволяет избежать существенного числа коллизий при работе сети. При динамическом выборе свободного канала рассматривалась зависимость параметры как средняя задержка доступности канала и доступность канала. В дальнейшем планируется провести исследования с целью разработки метода снижения среднего времени доступа к каналу с помощью повышения доступности каналов для вторичных пользователей радиочастотного спектра.

Литература

1. *Wei Wei, Wang C., Yu J.,* Cognitive optical networks: key drivers, enabling techniques, and adaptive bandwidth services // IEEE Communications Magazine, pp.106-113, January 2012.
2. *Гребешков А.Ю., Самсонов М.Ю., Росляков А.В.* Когнитивный Интернет вещей. Вещи все лучше адаптируются к людям // ИнформКурьерСвязь. – 2014. – №11. – С. 45-49.
3. *Zhang Y, Zheng J.* Cognitive radio networks: architectures, protocols, and standards, USA: CRC Press Taylor & Francis Group, 2010, 484 p.
4. *Гребешков А.Ю.* Функциональные задачи контроля и управления конфигурацией в современных телекоммуникациях // T-Comm. Телекоммуникации и транспорт, 2011. – №7, Том 5. – С. 49-51.
5. *Гурьянов И.О.* Когнитивное радио: новые подходы к обеспечению радиочастотным ресурсов перспективных радиотехнологий // Электросвязь, 2012. – №8. – С.5-8.
6. *Pollin S.* Software defied radios. From smart(er) to cognitive, Springer, 2011, 160 p.
7. *Jeng A., Jan R.* Role and channel assignment for wireless mesh networks using hybrid approach, Computers Network. No. 53, pp. 2225-2240, 2009.
8. *Nasipuri A., Zhuang S.* A multichannel CSMA MAC Protocol for multihop wireless networks / Wireless communications and networking international conference, WCNC 1999, vol. 3., pp. 1402-1406, 1999.
9. *Shahid Han, U & Macqsood, T.* CRN survey and a simple sequential MAC protocol for CRN learning / The Second international conference on advances in cognitive radio, COCRA2012, proceedings, pp. 22-27, 2012.
10. *De Domenico, A., Calvanese Strinati, E.* A survey on MAC strategies for cognitive radio networks / IEEE Communications surveys & tutorials, vol. 14, issue. 1, pp. 21-44, 2012.
11. *Tuttlebee H.* Software defined radio:Origins, Drivers and International Perspectives, John Wiley & Sons, 2002, 402 p.
12. *Li S., Kokar M.* Flexible adaptation in cognitive radios, UK, Springer Science + Business Media, 2013, 155 p.
13. *Bhrugubanda M.* A Survey on simulators for cognitive radio network // International journal of computer science and information technologies IJCSIT, vol. 5(3), pp. 4760-4761, 2014.
14. *Lee P., Wey G.* NS2 model for cognitive radio networks routing / International symposium on computer network and multimedia technology, proceedings, pp. 1-4, January, 2009.
15. *Галкин А.М., Кучерявый А.Е., Молчанов Д.А.* Пакет имитационного моделирования ns2 [Электронный ресурс]. – СПб.: Санкт–Петербургский государственный институт телекоммуникации, 2007. – Режим доступа http://seti.sut.ru/admin61/editor_files/file_upload/metod_ns2.pdf. – Загл. с экрана (Дата обращения 24.03.2015).
16. *Kondareddy Y.R., Agrawal P.* Synchronized MAC protocol for multi-hop cognitive radio networks / IEEE International Conference on Communications, ICC'08, pp. 3198-3202, May 2008.

EXPLORING ACCESS PROCEDURE TO TRANSMISSION CHANNEL IN THE NEXT GENERATION RECONFIGURABLE COGNITIVE NETWORKS

Grebeshkov A.Y., Zuev A.V., *Samara, Russia*

Abstract

Reconfigurable radio system, RRS is based on the software-defined radio SDR and cognitive radio systems, CRS. Cognitive radio is suggested as a next generation technology to improve spectrum efficiency and quality of multimedia services. The deployment and implementation of reconfigurable cognitive radio networks raises a great challenge to the medium access control (MAC) protocol design. In RRS a radio channel is being used by a primary user or a secondary user of cognitive radio network. One of the actual issue is studying how MAC protocols impacts on the efficiency of cognitive radio channels using. The cognitive radio MAC protocol is differentiated from the classical MAC protocol. In the local area network MAC protocol actually based on the hardware support and close coupling with the physical layer. Spectrum access sensing technology are used in cognitive radio (CR) MAC protocols. It enables multiple CR users to share the spectrum resource by determining who (primary or secondary user) will transmission channel access, or when a user accesses the channel. The event of accessing is random and determined by probabilistic value from 0,1 to 0,99 named as channel availability. Furthermore, the delay occurs when a cognitive SDR try to access free channel. This delay may be important for multimedia services providing and named as access channel delay. In this article was investigated impacts of channel availability on the time channel access with help ns2 CRNC patch.

Keywords: *cognitive radio systems CRS, reconfigurable radio system RRS, software-defined radio SDR, simulator ns2, MAC protocol.*

References

1. *Wei Wei, Wang C., Yu J.,* "Cognitive optical networks: key drivers, enabling techniques, and adaptive bandwidth services", IEEE Communications Magazine, pp.106-113, January 2012.
2. *Grebeshokov A.Yu, Samsonov M. Yu., Roslyakov A.V.* Cognitive Internet of things. The things are adopting people much better/ InformKuryerSvyaz, No. 11, 2014, pp. 45-49. [*in Russian*]
3. *Zhang, Y, Zheng, J* "Cognitive radio networks: architectures, protocols, and standards", USA: CRC Press Taylor & Francis Group, 2010, 484 p.
4. *Grebeshkov A. Yu.* Functional issues of configuration management and control in the modern telecommunications / T-Comm, No. 7, is. 5, 2011, pp. 49-51. [*in Russian*]
5. *Guryanov I.O.* Cognitive radio: new approaches to RF resource provisioning for advanced radio technologies / Elektrosvyaz, No. 8, 2012, pp.5-8. [*in Russian*]
6. *Pollin, S.* "Software defied radios. From smart(er) to cognitive", Springer, 2011, 160 p.
7. *Jeng, A., Jan, R.* "Role and channel assignment for wireless mesh networks using hybrid approach", Computers Network. No. 53, pp. 2225-2240, 2009.
8. *Nasipuri, A., Zhuang, S.* "A multichannel CSMA MAC Protocol for multihop wireless networks", Wireless communications and networking international conference, WCNC 1999, vol. 3, pp. 1402-1406, 1999.
9. *Shahid Han, U., Macqsood, T.* "CRN survey and a simple sequential MAC protocol for CRN learning", The Second international conference on advances in cognitive radio, COCRA2012, proceedings, pp. 22-27, 2012.
10. *De Domenico, A., Calvanese Strinati, E.* "A survey on MAC strategies for cognitive radio networks", IEEE Communications surveys & tutorials, vol. 14., issue. 1, pp. 21-44, 2012.
11. *Tuttlebee, H.,* "Software defined radio: Origins, Drivers and International Perspectives", John Wiley & Sons, 2002, 402 p.
12. *Li, S., Kokar M.* "Flexible adaptation in cognitive radios", UK, Springer Science + Business Media, 2013, 155 p.
13. *Bhrugubanda, M.* "A Survey on simulators for cognitive radio network", International journal of computer science and information technologies IJCSIT, vol. 5(3), pp. 4760-4761, 2014.
14. *Lee, P., Wey, G.* "NS2 model for cognitive radio networks routing", International symposium on computer network and multimedia technology, proceedings, pp. 1-4, January, 2009.
15. *Galkin A.M., Kucheryavy A. E., Molchanov D.A.* Packet of imitation modeling ns2/Electronic resource, The Bonch-Bruevich Saint - Petersburg State University of Telecommunications, 2007. http://seti.sut.ru/admin61/editor_files/file_upload/metod_ns2.pdf, free. (Date of access 24.03.2015). [*in Russian*]
16. *Kondareddy, Y.R., Agrawal, P.* "Synchronized MAC protocol for multi-hop cognitive radio networks", IEEE International Conference on Communications, ICC'08, pp. 3198-3202, May 2008.

Information about authors:

Grebeshkov Alexander, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Associate Professor, **algre@mail.ru**

Zuev Alexey Valerievich, post-graduate, PSUTI, **zoomer499@mail.ru**

ЗАДАЧИ ПЛАНИРОВАНИЯ И ОПТИМИЗАЦИИ НАЛОЖЕННЫХ СЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ

Росляков Александр Владимирович,
заведующий кафедрой автоматической электросвязи, д.т.н., профессор, ФГОБУ ВПО "Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики", Самара, Россия, ***arosl@mail.ru***

Лысиков Андрей Александрович,
аспирант кафедры автоматической электросвязи, ФГОБУ ВПО "Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики", Самара, Россия, ***lysikov_inc@mail.ru***

Халиуллина Юлия Талгатовна,
аспирант кафедры автоматической электросвязи, ФГОБУ ВПО "Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики", Самара, Россия, ***jully.87@mail.ru***

Ключевые слова: *логически изолированная часть сети LINP (Logically Isolated Network Partition), наложенные сервисные сети SON (Service Overlay Networks), виртуальные частные сети VPN (Virtual Private Networks), планирование услуг SON, теория сетевого анализа Network Calculus, оптимизация ресурсов SON.*

Важнейшей отличительной особенностью сетей будущего от сетей NGN является поддержка виртуализации ресурсов, которая обеспечивает логическое разделение сетевых ресурсов между услугами и одновременное совместное использование одного физического сетевого ресурса многими виртуальными ресурсами. Для каждой услуги создается своя виртуальная наложенная сеть, которая в рекомендации МСЭ-Т Y.3011 определена как логически изолированная часть сети LINP (Logically Isolated Network Partition). Рассматриваются проблемы, возникающие на этапе планирования и оптимизации наложенных сервисных сетей SON (Service Overlay Networks) как одной из разновидностей виртуальных частных сетей VPN (Virtual Private Networks). Для решения задачи планирования наложенной сети с учетом топологии физической сети, параметров обслуживания трафика в узлах сети и характеристик поступающей нагрузки используется современный аппарат теории сетевого анализа NC (Network Calculus), который позволяет находить возможные маршруты трафика в SON на основе граничных значений характеристик QoS. Предложено при планировании маршрутов передачи трафика в SON использовать совместно детерминированные и стохастические модели NC с использованием программных пакетов для вычисления сквозных границ задержек пакетов в анализируемых маршрутах. Рассмотрена задача оптимального отображения наложенных узлов на физические узлы сети провайдера при определении топологии SON. Предложенный подход позволяет более эффективно использовать имеющиеся физические сетевые ресурсы при реализации сервисных наложенных сетей и тем самым повысить общий доход провайдера. Модель полного покрытия сетью услуг SON сведена к задаче минимизации общей стоимости сети для обслуживания всех сетевых пользователей при наличии ряда ограничений. Использован подход, основанный на максимизации общего дохода сети путем выбора таких пользователей услуг SON, обслуживание которых обеспечивало бы получение данного дохода. Эффективность предложенной методики доказана с использованием результатов имитационного моделирования на модельной сети. Показано, что с увеличением числа узлов-кандидатов для реализации сервисной наложенной сети эффект оптимизации все более увеличивается и при 50 узлах для исследуемой сети увеличение дохода составило почти 10%.

Для цитирования:
Росляков А.В., Лысиков А.А., Халиуллина Ю.Т. Задачи планирования и оптимизации наложенных сервисных сетей // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 1520.

For citation:
Roslyakov A.V., Lysikov A.A., Haliullina Ju.T. Planning and optimization problems of service overlay networks. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 15-20. (*in Russian*).

Введение

Сектор стандартизации телекоммуникаций Международного союза электросвязи (МСЭ-Т) считает, что до 2020 г. должны появиться сети будущего FN (Future Networks) [1]. Принципиальное отличие их от современных сетей следующего поколения NGN (Next Generation Networks) в том, что они способны обеспечить новые инфокоммуникационные услуги, которые трудно или даже невозможно реализовать с использованием имеющихся сетевых технологий.

Важнейшей отличительной особенностью сетей будущего от сетей NGN является поддержка виртуализации ресурсов, которая обеспечивает логическое разделение сетевых ресурсов между услугами и одновременное совместное использование одного физического сетевого ресурса многими виртуальными ресурсами. Для каждой услуги создается своя виртуальная наложенная сеть, которая в рекомендации МСЭ-Т Y.3011 определена как логически изолированная часть сети LINP (Logically Isolated Network Partition) (рис. 1). Она состоит из наложенных виртуальных узлов и виртуальных каналов, базирующихся на соответствующих физических узлах и каналах оператора физической сети.

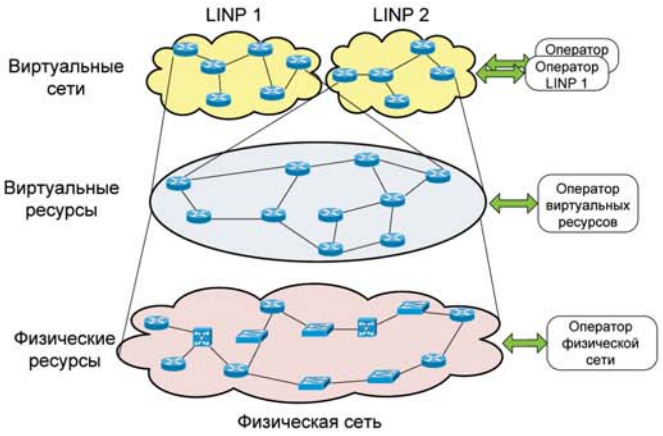


Рис. 1. Архитектура сетевой виртуализации (источник: МСЭ-Т Y.3011)

В последние годы в сети интернет стали популярны так называемые наложенные сервисные сети SON (Service Overlay Networks), которые создаются провайдерами для поддержки определенных услуг, например для организации мультимедийной конференцсвязи большого числа пользователей. Сервисные наложенные сети являются разновидностью виртуальных частных сетей VPN, ориентированных на определенный вид услуги, и используют концепцию LINP. Сети SON появились в качестве альтернативных и очень перспективных архитектур, способных обеспечить гарантии качества обслуживания QoS «из конца-в-конец» без изменений в нижних уровнях инфраструктуры пакетных сетей и в частности Интернета.

Сети SON работают на уровне приложений и организуются сервис-провайдером Интернет ISP (Internet Service Provider), которому принадлежит ряд виртуальных узлов. Они соответствуют физическим сетевым узлам, которые выполняют службы транспортировки пакетов данных и функции управления и соединены между собой виртуальными наложенными каналами, которые соответствуют одному или нескольким физическим IP-каналам.

Основной проблемой при реализации любых наложенных сетей являются две задачи: планирование топологии виртуальной сети SON и оптимальное распределение имеющихся сетевых физических ресурсов (полосы пропускания каналов, производительности узлов сети, буферной памяти и др.) по виртуальным маршрутам. Имеющиеся работы в основном посвящены задачам оптимизации топологии виртуальных частных сетей [2-3] или наложенных сервисных сетей [4-6]. Однако все эти работы предполагают, что количество и расположение сетевых узлов предварительно определено и зафиксировано, в то время как размещение наложенных узлов в сети провайдера является главным вопросом при развертывании архитектуры SON. В этих работах также считается, что должны быть обеспечены требования полного охвата всего сетевого трафика, в то время как основной целью оператора SON является максимизация своей прибыли путем выбора пользователей и предоставляемых им услуг для получения ожидаемого дохода. Наконец, предыдущие работы часто не накладывали ограничения на виртуальные сетевые ресурсы, при условии, что провайдеры всегда смогут обеспечить необходимую пропускную способность для реализации услуг SON. Предлагается подход, преодолевающий данные недостатки имеющихся работ.

Задача планирования SON

Виртуальные частные сети VPN, как одна из разновидностей наложенных сервисных сетей SON, являются одной из востребованных услуг в современных мультисервисных сетях связи, например, в сетях следующего поколения NGN [2]. При предоставлении услуги VPN/SON провайдером, прежде всего, должны быть строго соблюдены установленные в соглашении о гарантированном уровне сервиса SLA такие характеристики качества обслуживания QoS, как задержка, джиттер, потери пакетов, а также гарантированная полоса пропускания. Поэтому на этапе планирования SON необходимо определить сквозные характеристики QoS. Виртуальная сеть представляет собой набор виртуальных фиксированных маршрутов, проходящих через определенные виртуальные узлы сети с различными физическими характеристиками (производительностью обслуживания пакетов, размером буфера, дисциплиной обслуживания и т.п.), вносящими различную по величине задержку при обслуживании мультисервисного трафика, имеющего «взрывной» характер. Это делает анализ сквозных характеристик таких маршрутов SON достаточно сложным и затруднительным. Задача усложняется еще и тем, что через узлы, выбранные для конфигурирования планируемой SON, как правило, уже проходят маршруты ранее сконфигурированных виртуальных сетей, а также других не-SON сетей (например, интернет-соединений). Трафик этих соединений будет

использовать часть физических ресурсов сетевых узлов, и, следовательно, будет являться конкурирующим для трафика данной виртуальной сети. В то же время знание загрузки узлов и сквозной задержки передачи для возможных маршрутов новой SON позволит оптимизировать распределение нагрузки между узлами для более эффективного использования ресурсов всей сети.

Таким образом, провайдер на этапе планирования новой сети SON должен найти оптимальное решение для набора потоков трафика виртуальной сети, при котором:

а) провайдер сможет предоставить клиенту услугу SON с запрашиваемым качеством обслуживания и гарантировать его на все время эксплуатации услуги;

б) ввод новой SON не повлияет на качество обслуживания ранее сконфигурированных сетей SON и, по возможности, других соединений, передающих приоритетный трафик;

в) ресурсы сети (в первую очередь каналы и узлы сети) используются эффективно, т.е. будут максимально загружены, но не перегружены.

Другими словами, провайдеру необходимо найти один или несколько оптимальных маршрутов в своей сети между конечными точками конфигурируемой SON.

Базовые протоколы маршрутизации, используемые в современных пакетных сетях, как дистанционно-векторные (например, RIP), так и основанные на состоянии каналов (например, IS-IS и OSPF), определяют для трафика кратчайший маршрут согласно некоторой метрики. Кроме того, при традиционной маршрутизации, как правило, выбирается один маршрут при наличии нескольких альтернативных, при этом не учитывается текущая загрузка ресурсов сети. Поэтому если кратчайший маршрут уже перегружен, то пакеты все равно будут пересылаться по нему. Таким образом, выбранный маршрут может быть более оптимальным, если анализируется сквозная задержка всех возможных маршрутов между конечными точками, вносимая трафиком других SON и не-SON соединений с учетом использования ими сетевых ресурсов, что показано в [3] для случая услуг VPN. Очевидно, что необходимы иные модели и алгоритмы на их основе, позволяющие определять сквозные характеристики QoS на этапе планирования SON.

Теория массового обслуживания (ТМО), широко используемая для анализа характеристик QoS в мультисервисных сетях связи (МСС), позволяет определять средние значения характеристик качества обслуживания, такие, как среднее число пакетов в очереди, среднее значение сквозной задержки передачи пакетов и др. Математические модели ТМО хорошо развиты и применены для решения задач анализа МСС в большом количестве работ отечественных и зарубежных авторов. Несмотря на это методы ТМО имеют ряд существенных ограничений. Во-первых, в моделях ТМО входящие и исходящие потоки пакетов, а также дисциплины обслуживания в узлах описываются ограниченным числом случайных процессов (пуассоновский, марковский и ряд других). Однако в современных МСС трафик в редких случаях может быть пуассоновским или марковским, так как часто проявляет изменчивость в широком диапазоне масштабов времени. Дисциплины обслуживания в сетевых узлах МСС часто характеризуются сложными функциями, зависящими от различных механизмов обеспечения QoS (таких как дисциплины постановки пакетов в очередь, механизмы формирования и ограничения трафика, алгоритмы борьбы с перегрузками), а также алгоритмов маршрутизации. Помимо этого, классические модели ТМО, как правило, не учитывают взаимного влияния конкурирующих потоков в узлах сети. Кроме этого нормы QoS в современных сложных пакетных сетях, приведенные в рекомендациях ведущих международных организаций по стандартизации в области телекоммуникаций, таких, как ITU-T (например, Рекомендация Y.1541 [7]), говорят о том, что нужно определять не точные и средние, а граничные значения характеристик QoS. Однако классическая ТМО не позволяет этого сделать.

В 1990-х годах Р. Крузом была разработана теория, позволяющая определять границы характеристик QoS таких, как задержки передачи пакетов и загрузки сетевых узлов, названая теорией сетевого анализа Network Calculus (NC) [8]. Теория NC в последние годы активно развивалась по двум направлениям: детерминистическое DNC (Deterministic Network Calculus) [9] и стохастическое SNC (Stochastic Network Calculus) [10]. Теория DNC позволяет определять детерминированные границы, гарантирующие, что реальные параметры качества обслуживания пакетов QoS в сети (такие, как границы задержки, загрузки, потери пакетов, эффективная полоса пропускания) будут не хуже запрашиваемых пользователем параметров или будут в некоторых нормированных пределах, что можно записать в виде вероятности *P*:

$$\mathrm{P}(\textit{реальное QoS будет не хуже запрашиваемого}) = 1.$$

Таким образом, теория DNC применима, когда требуются строгие оценки граничных характеристик QoS. Однако анализ с использованием DNC всегда будет давать только пессимистичные оценки, что может привести к необходимости резервирования излишних сетевых ресурсов.

Теория SNC позволяет определять стохастические границы, гарантирующие, что реальные параметры QoS с некоторой допустимой вероятностью ε будут не хуже запрашиваемых пользователем параметров:

$$\mathrm{P}(\textit{реальное QoS будет не хуже запрашиваемого}) \le \varepsilon,$$

Таким образом, теория SNC подходит в случае, если не требуются строгие оценки граничных характеристик QoS и допустимы некоторые нарушения нормируемых параметров QoS, однако при этом сетевые ресурсы используются более рационально.

Теория NC была использована в рекомендации ITU-T Y.1315 [11] для моделирования входящего потока и работы узла VPN. На основе этого подхода в [12] было предложено использовать теорию NC также для решения задач оптимального планирования VPN. Модели SON на основе DNC и SNC могут быть совместно использованы для определения границ сквозных характеристик QoS при определении оператором оптималь-

ного маршрута на этапе планирования виртуальной сети. Аппарат DNC можно использовать в случае, если клиенту необходимы строгие гарантии QoS и нарушение их очень критично (например, в корпоративных сетях банков, сетях связи спецслужб). При этом провайдеру необходимо обеспечить дополнительное резервирование сетевых ресурсов, что естественно приведет к увеличению стоимости предоставляемой услуги. SNC подойдет в случае, если клиенту не критичны нарушения гарантий QoS (например, если клиент планирует использовать сеть SON для передачи некритичных данных, для выхода в сеть Интернет и т.п.).

Алгоритмы определения границ сквозных характеристик QoS на основе моделей сети SON, построенные с использованием теорий DNC и SNC, могут быть реализованы в пакете прикладных программ, который позволит автоматизировать процесс планирования услуг VPN [13]. Архитектура программного пакета планировщика услуг SON представлена на рис. 1.

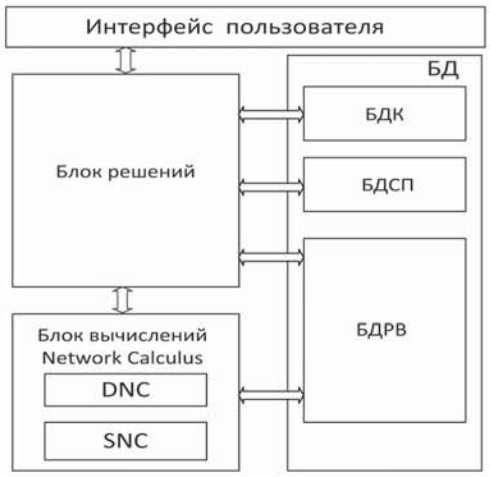


Рис. 1. Архитектура программного пакета планировщика услуг SON

Интерфейс пользователя позволяет вводить следующую информацию:

– об услуге SON: класс обслуживания QoS, прописанный в договоре SLA между клиентом и провайдером, уровень гарантий (строгие или не строгие), географические точки подключения конечных точек SON к соответствующим узлам сети;

– о сети провайдера: число возможных маршрутов между конечными точками, число узлов каждого маршрута и число конкурирующих потоков в каждом узле, для каждого конкурирующего потока указывается узел входа и выхода.

База данных (БД) служит для хранения информации об услугах SON, информации о сети провайдера, результатов работы блока вычислений NC. Для повышения управляемости, производительности и доступности база данных может быть секционирована на 3 раздела: база данных клиента (БДК), база данных сети провайдера (БДСП) и база данных результатов вычислений (БДРВ).

Блок вычислений Network Calculus служит для определения граничных значений сквозных характеристик QoS, таких как задержка и, потери пакетов. В зависимости от того, какие необходимы гарантии QoS (строгие или не строгие), блок может определять соответственно детерминистические и стохастические границы характеристик QoS. Алгоритм вычислений может быть основан на методологии LUDB (Least Upper Delay Bound) [14], применение которой для решения задач планирования VPN рассматривалось в [15, 16].

Блок решений координирует работу всех блоков программного пакета. Он производит различные операции над информацией: анализ, сравнение, запись, чтение, удаление, а также выводит решения об оптимальных маршрутах, формирует рекомендации по оптимизации сети при наличии перегруженных маршрутов.

Задача оптимизации SON

В общем случае проблема оптимизации сети SON заключается в следующем: при заданных расположениях точек генерации трафика (так называемые исходные узлы – УИ), которые создают трафик к одному или более узлам назначения (УН) в зоне предоставления услуги, необходимо определить возможные размещения наложенных узлов сети SON в узлах-кандидатах (УК). Размещение узлов УИ и УР зависит от ожидаемого распределения трафика услуг, в то время как расположение узлов УК зависит от топологии исходной физической сети и соглашения провайдера SON с провайдерами ISP.

Пусть $S = 1,\ldots,m$ описывает набор наложенных узлов УК, $I = 1,\ldots,n$ описывает набор исходных узлов УИ и $D = 1,\ldots,p$ – набор узлов назначения УН. Основные обозначения, используемые в дальнейшем:

c^I_j – стоимость реализации наложенного узла в j-ом узле УК;

c^B_{jl} – стоимость одной единицы пропускной способности между УК- узлами j и l;

c^A_{ij} – стоимость подключения единицы полосы пропускания между i-м узлом УИ и j-м узлом УК;

c^E_{jk} – стоимость единицы полосы пропускания между j-ым узлом УК и k-м узлом УН;

d_{ik} – трафик, генерируемый i-ым узлом УИ к k-му узлу УН;

u_{jl} – максимальная полоса пропускания, которая может быть зарезервирована для наложенного звена (j,l);

v_j – максимальная полоса пропускания звена доступа j-го узла УК;

h_{jk} – максимальная полоса пропускания, которая может быть зарезервирована на выходном канале (j, k);

a_{ij} – параметр (0-1), который указывает, что i-ый узел УИ может получить доступ к SON через j-ый узел УК;

e_{jk} – параметр (0-1), который указывает, что j-ый узел УК может быть подключен к k-ому узлу УН;

b_{jl} – параметр (0-1), который указывает, что j-ый и l-ый узлы УК могут быть соединены наложенным звеном;

g_i – выручка за единицу полосы пропускания, полученная за обслуживание трафика i-го узла УИ;

B – бюджет провайдера услуг SON;

x_{ij} – параметр (0-1), который указывает на то, что i-ый узел УИ реализован в j-ом узле УК;

z_j – параметр (0-1), который указывает, что наложенный узел реализован в j-ом узле УК;

w_{jk} – параметр (0-1), который указывает, что j-ый узел УК подключен к k-ому узлу УН;

f^k_{jl} – параметр потока, который обозначает, что трафик потока может быть передан по звену (j, l) к k-му узлу УК;

f_{jk} – параметр потока, который обозначает, что трафик потока может быть передан по звену (j, k).

Модель полного покрытия сетью услуг SON сводится к следующей задаче минимизации общей стоимости сети для обслуживания всех сетевых пользователей:

Минимизировать

$$\left\{\sum_{j\in S} c^l_j z_j + \sum_{j,l\in S}\sum_{k\in D} c^B_{jl} f^k_{jl} + \sum_{i\in I, j\in S, k\in D} c^A_{ij} d_{ik} x_{ij} + \sum_{j\in S, k\in D} c^E_{jk} f_{jk}\right\} \quad (1)$$

при ограничениях:

$$\sum_{j\in S} x_{ij} = 1, \quad \forall i \in I \quad (2)$$

$$x_{ij} \le z_j a_{ij}, \quad \forall i \in I, j \in S$$

$$\sum_{i\in I} d_{ik} x_{ij} + \sum_{l\in S}\left(f^k_{lj} - f^k_{jl}\right) - f_{jk} = 0, \ \forall j \in S, k \in D$$

$$\sum_{k\in D} f^k_{jl} \le u_{jl} b_{jl} z_j, \sum_{k\in D} f^k_{jl} \le u_{jl} b_{jl} z_l, \quad \forall j,l \in S$$

$$\sum_{i\in I, k\in D} d_{ik} x_{ij} \le v_j, \forall_j \in S, \ f_{jk} \le h_{jk} w_{jk}, \quad \forall j \in S, k \in D$$

$$w_{jk} \le e_{jk} z_j, \quad \forall j \in S, k \in D$$

$$x_{ij}, z_j, w_{jk} \in \{0,1\}, \quad \forall i \in I, j \in S, k \in D$$

Легко заметить, что данная задача является NP-трудной, так как она включает в себя классические задачи покрытия и многопродуктового потока на графах [17]. Стоит отметить, что данная задача довольно сильно отличается от классических задач распределения потоков, используемых при исследовании пакетных сетей и включающих в себя эффективную маршрутизацию трафика и оптимальное размещение сетевых узлов.

Для решения полученной сложной задачи на графе предлагается альтернативный подход, основанный на максимизации общего дохода сети путем выбора таких пользователей услуг SON, обслуживание которых обеспечивало бы получение данного дохода.

При таком подходе целевая функция (1) преобразуется в вид: максимизировать функцию

$$\sum_{i\in I, j\in S, k\in D} g_i d_{ik} x_{ij} - \left\{\sum_{j\in S} c^l_j z_j + \sum_{j,l\in S}\sum_{k\in D} c^B_{jl} f^k_{jl} + \sum_{i\in I, j\in S, k\in D} c^A_{ij} d_{ik} x_{ij} + \sum_{j\in S, k\in D} c^E_{jk} f_{jk}\right\},$$

где $g_i \ \forall i \in I$ представляет собой доход на единицу полосы пропускания, которую провайдер SON получит при обслуживании трафика i-ого исходного узла УИ. Предполагалось для простоты, что цена, которую платит i-ый пользователь, пропорциональна объему трафика, передаваемого пользователем в сеть SON.

При этом ограничение (2) принимает вид:

$$\sum_{j\in S} x_{ij} \le 1, \forall i \in I \cdot$$

На базе данного подхода было проведено аналитическое исследование сети, состоящей из 20 исходных узлов, 20 узлов назначения и 40 узлов-кандидатов для размещения наложенных узлов сети SON. Трафик от каждого конечного пользователя ко всем другим равен 500 кбит/с. Результаты расчетов приведены в табл. 1. Из нее видно, что с увеличением числа узлов-кандидатов эффект оптимизации все более увеличивается и при m=50 составил для исследуемой сети почти 10%.

Таблица 1

Результаты расчетов

Число узлов-кандидатов	Среднее число наложенных узлов	Среднее число наложенных звеньев	Общая стоимость реализации услуг, усл. ед.	Экономия, %
30	19,6	150,1	1000,3	7,72
40	19,2	146,6	993,2	9,08
50	19,5	148,3	981,9	9,71

Заключение

Предлагаемый подход обеспечивает оптимальное размещение виртуальных узлов и звеньев в наложенной сервисной сети SON на базе существующих физических узлов и каналов интернет-провайдера. Это позволит провайдерам услуг SON с одной стороны, эффективно загрузить сетевые ресурсы, а с другой – получить максимальный доход от предоставляемых пользователям услуг в рамках архитектуры LINP.

Литература

1. *Росляков А.В.* Первые рекомендации МСЭ-Т о будущих сетях // Вестник связи. – 2014. – №10. – С. 29-34.
2. *Росляков А.В.* Виртуальные частные сети. Основы построения и применения. – М.: Эко-Трендз, 2006. – 304 с.
3. *Росляков А.В.* Оптимальное распределение сетевых ресурсов для реализации виртуальных частных сетей / Труды учебных заведений связи. – 2004. – №170. – С. 65-74.
4. *Tran H.T., Ziegler T.* A design framework towards the profitable operation of service overlay networks // Computer Networks, 2007, v. 51, № 1, pp. 94-113.
5. *Vieira S.L., Liebeherr J.* Topology design for service overlay networks with bandwidth guarantees // In Proc. of the 12th IEEE International Workshop on Quality of Service, 2004, pp. 211-220.
6. *Li Z., Mohapatra P.* On investigating overlay service topologies // Computer Networks, 2007, v. 51, №1, pp. 54-68.
7. ITU-T Recommendation Y.1541. Network performance objectives for IP-based service. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.itu.int/rec/T-REC-Y.1541-201112-I/en.html (дата обращения: 15.04.2015).
8. *Cruz R.L.* A calculus for network delay [текст] / Part I, II // IEEE Trans. Information Theory. – 1991. – V. 37(1). – Pp. 114-141.
9. *Le Boudec J.-Y., Thiran P.* Network Calculus. A Theory of Deterministic Queuing Systems for the Internet. – Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2012. – 263 p.
10. *Jiang Y., Yong L.* Stochastic Network Calculus. – London: Springer-Verlag, 2008. – 240 p.

11. ITU-T. Recommendation Y.1315 QoS support for VPN services – Framework and characteristics, 2006 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-Y.1315-200609-I!!PDF-E&type=items (дата обращения: 15.04.2015).

12. *Росляков А.В., Лысиков А.А.* Применение теории стохастических сетевых исчислений к анализу характеристик VPN / T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2013. – №7. – С. 106-108.

13. *Росляков А.В., Лысиков А.А.* Вычисление задержки передачи для узла VPN с использованием программных пакетов NETWORK CALCULUS / T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – №8. – С. 60-62.

14. *Lenzini L., Mingozzi E., Stea G.* A Methodology for Computing End-to-end Delay Bounds in FIFO-multiplexing Tandems // Elsevier Performance Evaluation. – 2008. – Vol. 65. – Pp. 922-943.

15. *Лысиков А.А.* Использование LUDB-методологии для определения сквозной функции обслуживания виртуальной частной сети / VI-Международная молодежная научно-практическая конференция СКФ МТУСИ «ИНФОКОМ-2013», Ростов-на-Дону, 2013. – С. 133-136.

16. *Лысиков А.А.* Определение границы задержки передачи пакетов для VPN с невложенной последовательностью узлов / VII-Международная молодежная научно-практическая конференция СКФ МТУСИ «ИНФОКОМ-2014», Ростов-на-Дону, 2014. – С. 267-270.

17. *Кристофидес Н.* Теория графов. Алгоритмический подход. – М.: Мир, 1978. – 432 с.

PLANNING AND OPTIMIZATION PROBLEMS OF SERVICE OVERLAY NETWORKS

Alexander Roslyakov, PSUTI, Doctor of Sciences, Full professor, Head of Department of Telecommunication automatic, *Russia, Samara,* **arosl@mail.ru**

Andrey Lysikov, PSUTI, postgraduate, Department of Telecommunication automatic, *Russia, Samara*, **lysikov_inc@mail.ru**

Julia Haliullina, PSUTI, postgraduate, Department of Telecommunication automatic, *Russia, Samara*, **jully.87@mail.ru**

Abstract. An important feature of the future networks of the NGN networks is to support virtualization, which provides a logical separation of network resources between services and at the same time sharing the same physical network resources of many virtual resources. For each service creates its own virtual overlay network, which in ITU-T Recommendation Y.3011 identified as part of a network logically isolated LINP (Logically Isolated Network Partition). The article discusses the problems arising during the planning and optimization service networks imposed SON (Service Overlay Networks) as a form of virtual private network VPN (Virtual Private Networks). For solving the problem of planning overlay network based on the physical network topology, traffic service parameters in the network nodes and the characteristics of the incoming traffic using the modern tools of the theory of network analysis NC (Network Calculus), which allows you to find possible routes traffic SON based on the characteristics of the boundary values of QoS. Suggested when planning routes traffic in SON use in conjunction deterministic and stochastic models of NC and use NC program packages for computing of end-to-end boundaries packet delays in the analyzed routes. We also consider the problem of optimal mapping overlay nodes on the physical nodes of the network provider in determining the topology of the SON. The proposed approach allows for more efficient use of the available physical network resources in the implementation of service overlay networks and thus increase total revenue provider. In this paper we model the full network coverage services SON reduced to the problem of minimizing the total cost of the network to handle all network users in the presence of a number of constraints. An approach based on maximizing the total revenue of the network by selecting the service users SON, which provides service to receive this income. The effectiveness of the proposed method is proved with the results of simulation to model network. It is shown that an increase in the number of candidate nodes to implement a service overlay network to optimize the effect of increasing more and more, and at 50 nodes for the investigated network revenue increase was almost 10%.

Keywords: *logically isolated network partition (LINP), service overlay networks (SON), virtual private networks (VPN), planning services SON, network calculus, resource optimization SON.*

References

1. *Roslyakov, A.V.,* 2014. The first ITU-T recommendation for future networks, Vestnik svyazi, 10, pp. 29-34. [*in Russian*]
2. *Roslyakov, A.V.,* 2006. Virtual private networks: Fundamentals building and application. Moscow: Eco-Trends. [*in Russian*]
3. *Roslyakov, A.V.*, 2004. The optimal allocation of network resources for the implementation of virtual private networks. Trudy uchebnyh zavedeniy svyazi, 170, pp. 65-74. [*in Russian*]
4. *Tran, H.T., Ziegler, T.A.,* 2007. A design framework towards the profitable operation of service overlay networks. Computer Networks, V.51(1), pp. 94-113.
5. *Vieira, S.L., Liebeherr, J.,* 2004. Topology design for service overlay networks with bandwidth guarantees. In Proc. of the 12th IEEE International Workshop on Quality of Service, pp. 211-220.
6. *Li, Z., Mohapatra, P.*, 2007. On investigating overlay service topologies. Computer Networks, 51(1), pp. 54-68.
7. ITU-T, 2012. Recommendation Y.1541: Network performance objectives for IP-based service. [online] Geneva. Available at: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-Y.1541-201112-I!!PDF-E&type=items [Accessed 15 April 2015].
8. *Cruz, R.L.,* 1991. A calculus for network delay. Part I, II. IEEE Trans. Information Theory, V. 37(1), pp. 114-141.
9. *Le Boudec, J.-Y., Thiran,* P., 2012. Network Calculus. A Theory of Deterministic Queuing Systems for the Internet. [pdf] Berlin, Heidelberg: SpringerVerlag. Available at: http://ica1www.epfl.ch/PS_files/netCalBookv4.pdf [Accessed 15 April 2015].
10. *Jiang, Y., Yong, L.*, 2008. Stochastic Network Calculus. London: Springer-Verlag.
11. ITU-T, 2006. Recommendation Y.1315: QoS support for VPN services – Framework and characteristics. [online] Geneva. Available at: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-Y.1315-200609-I!!PDF-E&type=items [Accessed 15 April 2015].
12. *Roslyakov, A.V., Lysikov, A.A.*, 2013. Application of the theory of stochastic network calculus to analyze the characteristics of VPN. T-Comm, 7, pp. 106-108.
13. *Roslyakov, A.V., Lysikov,* A.A., 2014. Computing the transmission delay for node using VPN software packages NETWORK CALCULUS. T-Comm, 8, pp. 60-62. [*in Russian*]
14. *Lenzini, L., Mingozzi, E., Stea,* G., 2008. A Methodology for Computing End-to-end Delay Bounds in FIFO-multiplexing Tandems. Elsevier Performance Evaluation, V. 65, pp. 922-943.
15. *Lysikov, A.A.*, 2013. Using the LUDB methodology to determine of end-to-end service curve of virtual private network. In: SKF MTUCI. VI International Youth Scientific and Practical Conference SKF-MTUCI "INFOCOM-2013". Rostov-on-Don, Russia, 22-25 April 2013.
16. *Lysikov, A.A.*, 2014. Defining the boundaries of packet transfer delay for non-nested VPN c sequence of nodes. In: SKF MTUCI. VII- International Youth Scientific and Practical Conference SKF-MTUCI "INFOCOM-2014". Rostov-on-Don, Russia, 22-25 April 2014. Rostov-on-Don.
17. Christofides, N., 1978. Graph theory. Algorithmic approach. Moscow: Mir. [*in Russian*]

МНОГОЧАСТОТНЫЙ МОДЕМ КАК ОДИН ИЗ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ "ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЕ ЗДАНИЕ" ПРИ УДАЛЕННОМ УПРАВЛЕНИИ ОБЪЕКТАМИ

Санников Владимир Григорьевич,
профессор, доцент, к.т.н., Московский технический университет связи и информатики, кафедра общей теории связи, Москва, Россия, ***tes_mtuci@mail.ru***

Алёшинцев Андрей Владимирович,
Соискатель, Московский технический университет связи и информатики, кафедра общей теории связи, Москва, Россия, ***alyoshintsev@mail.ru***

Ключевые слова: *система "Интеллектуальное здание", Интернет, оптимальные финитные сигналы, многочастотный модем, канал связи, оценка параметров, помехоустойчивость.*

При проектировании, монтаже и сервисном обслуживании современных сетей типа "Интеллектуальные здания" используются цифровые технологии, обладающие возможностью удалённого доступа к этим сетям. В общей архитектуре сети "Интеллектуальные здания" одним из важнейших элементов, обеспечивающих помехозащищенную передачу цифровых данных по сети Интернет, является модем. Известны технологии множественного доступа в сетях "Интеллектуальные здания", основанные на принципах LTE или LTE-Advanced, использующих принцип многочастотной модуляции (OFDM) при передаче цифровых данных. Однако, в условиях значительных искажений в среде передачи (канале связи, Интернете) из-за наличия межсимвольной интерференции помехозащищенность метода OFDM передачи резко падает. Поэтому встает проблема разработки новых, более помехоустойчивых методов многочастотной модуляции. Предлагается метод передачи дискретных сообщений на основе интеллектуального модема с многочастотной модуляцией. Оптимизация модема осуществляется на основе синтеза оптимальных финитных сигналов в индивидуальных каналах, не вызывающих межсимвольных искажений и обеспечивающих максимальное значение отношения сигнал/шум на входах согласованных фильтров демодулятора. Оценка параметров модема с целью выравнивания характеристик частотно-ограниченного канала связи осуществляется на основе метода оптимальной рекуррентной фильтрации. Оптимальная оценка параметров модема осуществляется на основе метода оптимальной калмановской фильтрации. Известно, что рекуррентные оценки параметров, получаемые на основе минимизации эмпирического риска в форме функционала Тихонова являются асимптотически оптимальными по критерию минимума среднеквадратической погрешности, т.е. асимптотически несмещенными и эффективными. Результаты проведенного исследования на примере оценки амплитуд и фаз низкочастотного эквивалента телефонного канала связи полностью подтверждают этот вывод, что иллюстрируется экспериментальными данными, полученными в работе. Дан теоретической анализ эффективности и помехоустойчивости модема. Предлагаемый модем может быть использован в системах "Интеллектуальные здания" с повышенной помехоустойчивостью.

Для цитирования:
Санников В.Г., Алёшинцев А.В. Многочастотный модем как один из основных элементов системы "интеллектуальное здание" при удаленном управлении объектами // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 21-27.

For citation:
Sannikov V.G., Alyoshintsev A.V. High frequency modem as one of the main elements of the "Smart building" system as part of a remote objects control. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 21-27. (*in Russian*).

Введение

Архитектура взаимодействия станций в сетях типа «Интеллектуальные здания» (ИЗ) иллюстрируется на рис. 1 [1]. Она достаточно понятна и не требует пояснений. Следует отметить, что в общей архитектуре сети одним из основных её элементов является шлюз – маршрутизатор [2]. При беспроводном подключении к Интернету с помощью общественной беспроводной сети в аэропорту, кафе, гостинице обычно используется точка доступа работающая практически как базовая станция в системе сотовой телефонии. При беспроводной передаче с помощью маршрутизатора базовая станция не нужна. Для совместного подключения к Интернету необходимо подключить точку доступа к маршрутизатору или модему со встроенным маршрутизатором.

Известны технологии множественного доступа в сетях ИЗ, основанные на принципах LTE или LTE-Advanced, использующих принцип многочастотной модуляции (OFDM) при передаче цифровых данных. Однако, в условиях значительных искажений в среде передачи (канале связи, Интернете) из-за наличия межсимвольной интерференции помехозащищенность метода OFDM резко падает. Поэтому встает проблема разработки новых, более помехоустойчивых методов многочастотной модуляции. Рассмотрим эти вопросы подробнее.

Так при передаче дискретных сообщений (ДС) по частотно-ограниченным каналам связи (КС), с целью нивелирования межсимвольных искажений (МСИ), широко применяется метод параллельной многочастотной модуляции (МЧМ), в англоязычной литературе это метод DMT (Discrete Multi None) [3,4]. Здесь для передачи ДС используется ряд параллельных подканалов с центральными частотами $f_n, n=\overline{1,N}$, спектры сигналов индивидуальных каналов в которых занимают полосу частот, много меньшую полосы частот КС: $\Delta F_{ks} = F_{\max} - F_{\min}$. По сравнению с методом последовательной одночастотной передачи этот метод имеет то преимущество, что практически не чувствителен к искажениям амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ) КС и, как следствие, приводит к значительному упрощению задачи выравнивания передаточной функции КС.

Отличительной особенностью предлагаемой работы является использование в индивидуальных подканалах МЧМ модема формирующих фильтров Баттерворта, для которых синтезируются, согласованные с их характеристиками, оптимальные финитные сигналы (ОФС), принципиально не вызывающие МСИ на их выходах. При определении полосы частот подканалов, обеспечивающих заданный уровень ослабления АЧХ фильтра Баттерворта, ОФС имеют минимальный уровень межканальных искажений.

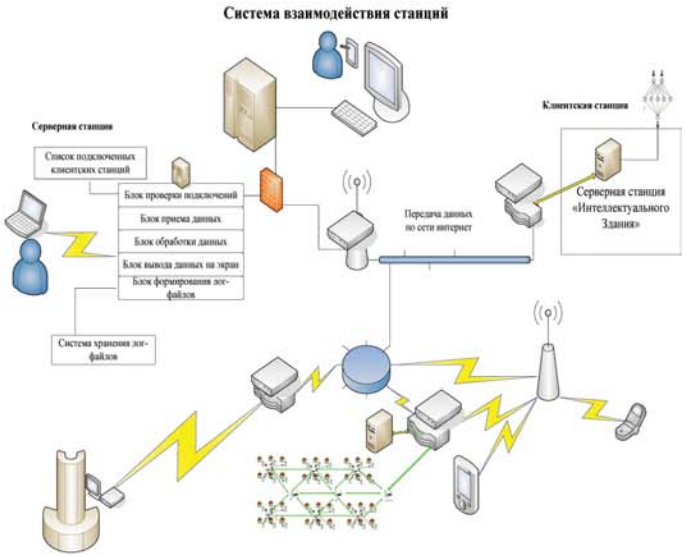


Рис. 1. Упрощённое представление взаимодействия станций в сети ИЗ при помощи модемов

Функциональная схема интеллектуального модема

Функциональная схема предлагаемого модема приведена на рис. 2. Данный модем относится к классу интеллектуальных модемов, так как оптимизация его характеристик осуществляется как на приемном (в демодуляторе), так и на передающем (в модуляторе) концах системы передачи ДС. Здесь введены обозначения: ФС – формирователь ОФС, ФВ – фазовращатель на $\pi/2$, БВС – блок вхождения в связь, БОП КПС – блок оценки параметров канала прямой связи, СФ – согласованный фильтр с ОФС, СВТЧ – схема восстановления тональной частоты, МПРУ – многопороговое решающее устройство.

В ***модуляторе*** двоичное сообщение $a(t)$ с длительностью бита T, представляющее собой «быстрый» поток прямоугольных импульсов разной полярности (± 1), в демультиплексоре преобразуется в N «медленных» импульсных потоков $a_n(t), n=\overline{1,N}$, с длительностью импульсов $T_n = NT$.

В блоке $Y|X$ импульсы n-ого индивидуального канала разбиваются на два подканала:

- *синфазный* (ось x) со значениями $a_{c,n}^j = (2j-1-M)d$,

где $j = \sum_{l=0}^{m-1} \alpha_l 2^l, m = \log_2 M$, $2d$ – энергетическая база сигнала M-ичной амплитудной манипуляции (АМ);

- *квадратурный* (ось y) со значениями $d_{s,n}^i = (2i-1-M)d$, $i = \sum_{l=0}^{m-1} \beta_l 2^l$.

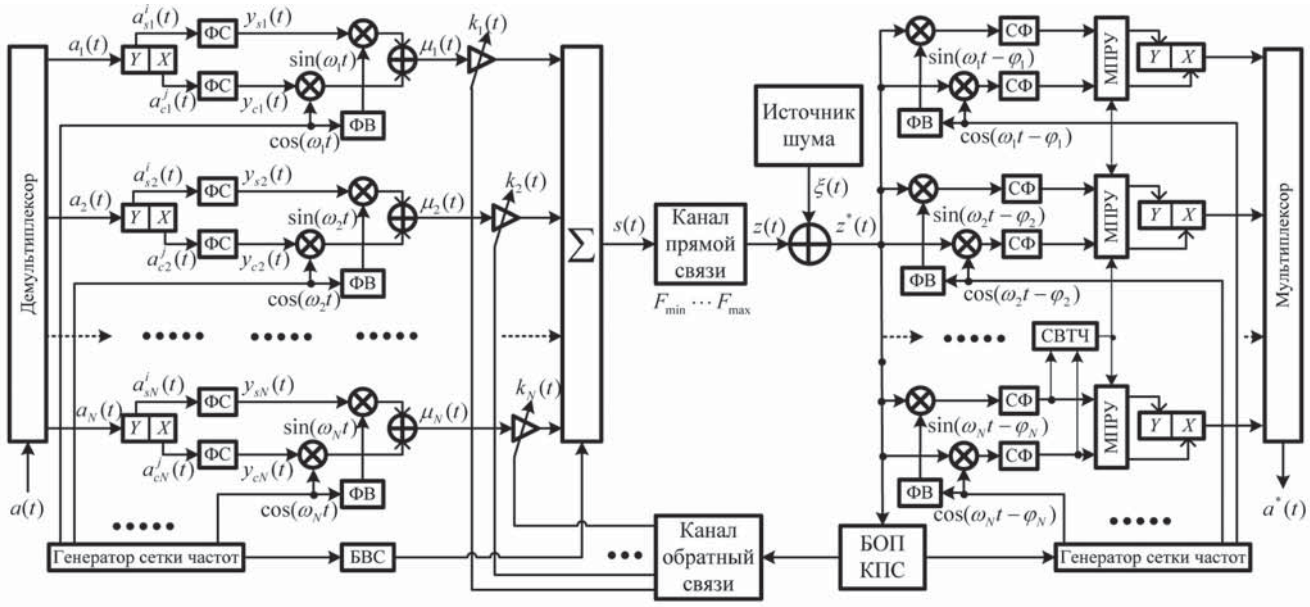


Рис. 2. Функциональная схема интеллектуального модема с МЧМ

На выходе n-ого индивидуального канала на длительности T_s формируется сигнал квадратурной амплитудной модуляции (КАМ) следующего вида:

$$\mu_n(t) = y_{c,n}(t)\cos(2\pi f_n t) + y_{s,n}(t)\sin(2\pi f_n t), \quad n = \overline{1,N}, \quad t \in T_s = 2NT, \tag{1}$$

где $y_{c,n}(t), y_{s,n}(t)$ – ОФС, формируемые в блоках ФС, гармонические колебания: $\cos(2\pi f_n t), n = \overline{1,N}$, формируются генератором сетки частот.

Отклик $s(t)$ модулятора наблюдается на выходе сумматора $\sum$ и, соответственно, равен

$$s(t) = \sum_{n=1}^{N} k_n(t)\mu_n(t), \tag{2}$$

где $k_n(t)$ – регулируемые коэффициенты передачи индивидуальных подканалов модема.

На вход ***демодулятора*** модема с выхода шумового КС поступает сигнал вида

$$z^*(t) = z(t) + \xi(t) = \int_0^t q(t,\tau)s(t-\tau)d\tau + \xi(t), \tag{3}$$

где $q(t)$ – импульсная реакция КС, $\xi(t)$ – аддитивный гауссовский шум.

Сигнал $z^*(t)$ одновременно поступает на вход блока оценки параметров КС (БОП КПС) и входы индивидуальных квадратурных подканалов, содержащих $2n$ перемножителей сигнала $z^*(t)$ с опорными синфазными $\cos(2\pi f_n t - \varphi_n), n = \overline{1,N}$, колебаниями, формируемых на выходах генератора сетки частот демодулятора, и квадратурными $\sin(2\pi f_n t - \varphi_n)$ колебаниями на выходах ФВ.

Сигналы с выходов перемножителей поступают на фильтры (СФ) индивидуальных подканалов, согласованные с ОФС $y_{c,n}(t), y_{s,n}(t)$. Отклики СФ в моменты, кратные T_s, поступают на блоки МПРУ, на выходах которых образуются оценки сигналов КАМ. На выходах блоков $Y \mid X$ восстанавливаются «медленные» импульсные потоки индивидуальных подканалов $a_n^*(t), n = \overline{1,N}$, которые на выходе мультиплексора объединяются в «быстрый» импульсный поток $a^*(t)$, представляющий собой оценку переданного ДС $a(t)$. В виду того, что $a^*(t) \neq a(t)$ возникает актуальная задача оптимизации работы модема, в результате решения которой обеспечивается минимизация вероятности ошибочных решений в МПРУ. Основными блоками, требующими оптимизации, являются блоки формирования ОФС (ФС) модулятора и блок оценки параметров КС (БОП КПС) демодулятора. Перейдем к их рассмотрению.

Метод формирования оптимальных финитных сигналов

Оптимальные финитные сигналы (ОФС) модулятора $y_{c,n}(t), y_{s,n}(t)$ одинаковы для всех каналов и синтезируются на основе низкочастотного эквивалента (НЧЭ) формирующего фильтра Баттерворта по критерию максимума отношения сигнал/шум (ОСШ) в середине посылки длительностью T_s на входе согласованного фильтра (СФ) демодулятора, в соответствие с соотношением [5]:

$$y_n(t) = \varepsilon \cdot a_n^i \left\{ Q(0.5T_s - t) - \sum_{v=0}^{p-1} \lambda_v \left[Q^{(v)}(T_s - t) + (-1)^v Q^{(v)}(-t) \right] \right\}, \tag{4}$$

где $Q^{(v)}(t)$ – канальная функция (v = 0) и её производные (v > 0) НЧЭ ФФ Баттерворта с граничной частотой F порядка p, определяемые по соотношению [5]:

$$Q^{(v)}(t)=\frac{\Omega^{v+1}}{2p}\sum_{l=0}^{p-1}e^{-\Omega t\sin\varphi_l}\sin[\Omega t\cos\varphi_l+\varphi_l+v(\pi/2+\varphi_l)],$$
$$\Omega=2\pi F,\ \varphi_l=\frac{(2l+1)\pi}{2p},\ t\ge 0 \quad (5)$$

с учетом $Q^{(v)}(-t)=(-1)^v Q^{(v)}(t)$, $\varepsilon=E_x/y(T_s/2)$, E_x – энергия ОФС на входе НЧЭ ФФ.

В (4) $\lambda_v, v=\overline{0,p-1}$, – множители Лагранжа решения вариационной задачи синтеза ОФС, определяемые из системы уравнений вида [5]:

$$\sum_{l=0}^{p-1}\lambda_l\Omega^{l-1}\left\{e^{-\Omega\frac{T_s}{2}\sin\varphi_l}\cos\left[\psi_{l,v}+\Omega\frac{T_s}{2}\cos\varphi_v\right]-\right.$$
$$\left.-(-1)^l e^{\Omega\frac{T_s}{2}\sin\varphi_l}\cos\left[\psi_{l,v}-\Omega\frac{T_s}{2}\cos\varphi_v\right]\right\}=b_v \quad (6)$$

где $b_v=1-|\sin(v-1)\pi/2|$, $\psi_{l,v}=(l-1)(\varphi_v-\pi/2), l,v=\overline{0,p-1}$.

Оценка параметров канала связи на основе полигармонической фильтрации

В режиме вхождения в связь из блока генератора сетки частот через блок БВС в КС поступает полигармонический сигнал с единичными амплитудами и нулевыми начальными фазами. Тогда отклик КС, воздействующий на БОП КПС равен

$$s(t)=\sum_{n=0}^{N}A_{n,t}\cos(2\pi f_n t-\varphi_{n,t})+\xi(t),\quad f_n=f_0+F_n,\quad F_n=n2F,$$ и (7)

где $A_{n,t},\varphi_{n,t}, n=\overline{0,N}$, – амплитуды и начальные фазы колебаний, определяемые АЧХ и ФЧХ нестационарного КС. Для этого, например, применяя к $s(t)$ когерентное детектирование с опорным колебанием $u_0(t)=2\cos(2\pi f_0)$ или любой метод преобразования частоты из области верхних в область нижних частот, приходим к НЧЭ $s_0(t)$ сигнала $s(t)$

$$s_0(t)=\sum_{n=0}^{N}A_{n,t}\cos(2\pi F_n t-\varphi_{n,t})+\xi(t)=0.5c_0+$$
$$+\sum_{n=1}^{N}c_{n,t}\cos(2\pi F_n t)+s_{n,t}\sin(2\pi F_n t)+\xi(t) \quad (8)$$

где $c_0=2A_0, c_n=A_n\cos\varphi_n, s_n=A_n\sin\varphi_n$.

Переходя от конечного тригонометрического к экспоненциальному ряду, а также рассматривая сигнал $s_0(t)$ в дискретном времени $t_k=k\Delta t$ (Δt – интервал дискретизации), получаем

$$s_k=\sum_{n=-N/2}^{N/2}\underline{c}_{n,k}\exp\left(j\frac{2\pi 2F}{f_d}nk\right)+\xi_k=\sum_{n=0}^{N}\underline{c}_{n,k}W_N^{nk}+$$
$$+\xi_k,\quad W_N=e^{j\frac{2\pi}{N}},\ N=f_d/2F,\ k=\overline{0,N} \quad (9)$$

Здесь f_d – частота дискретизации, W_N – дискретная экспоненциальная функция, $\underline{c}_n$ – комплексные значения передаточной функции КС, где $\underline{c}_{n,k}=c_{n,k}-js_{n,k}, n>0$, $\underline{c}_{n,k}=c_{n,k}+js_{n,k}, n<0$, $\{\xi_k\}$ – выборка значений гауссовского шума наблюдения с дисперсией σ_ξ^2.

Используя векторно-матричные представления, соотношение (9) записывается в виде

$$\mathbf{s}_l=\mathbf{W}\mathbf{c}_l+\xi_l, l=1,2,\ldots, \quad (10)$$

где $\mathbf{s}_l=(s_{l,0},s_{l,1},\ldots,s_{l,N})^T$, $\mathbf{c}_l=(c_{l,0},\underline{c}_{l,1},\ldots,\underline{c}_{l,N})^T$, $\xi_l=(\xi_{l,0},\xi_{l,1},\ldots,\xi_{l,N})^T$ – векторы, соответственно, сигнала, комплексных параметров КС и шума наблюдения, $\mathbf{W}=[W_N^{nk}], n,k=\overline{0,N}$ – матрица Фурье.

Умножая левую и правую части соотношения (10) на транспонированную комплексно-сопряженную матрицу $\mathbf{W}^{*T}$ и учитывая условие её ортогональности, представим (10) в виде

$$\mathbf{z}_l=\mathbf{c}_l+\boldsymbol{\eta}_l, \quad (11)$$

где $\mathbf{z}_l=\mathbf{W}^{*T}\mathbf{s}_l, \boldsymbol{\eta}_l=\mathbf{W}^{*T}\xi_l$ – преобразованные комплексные векторы сигнала и шума.

Матрица корреляции шума $\boldsymbol{\eta}_l$ равна $\mathbf{R}_\eta=\mathrm{M}\,\boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\eta}^{*T}=\mathrm{M}\,\mathbf{W}^{*T}\xi_l\xi_l^T\mathbf{W}=\mathbf{W}^{*T}\mathbf{R}_\xi\mathbf{W}=\sigma_\xi^2\mathbf{I}$.

Для решения задачи оптимальной оценки параметров КС наряду с уравнением наблюдения (11) введем модель состояния КС. Полагая, что $\mathbf{c}_l$ – векторный процесс Винера, получаем

$$\mathbf{c}_l=\mathbf{c}_{l-1}+\boldsymbol{\zeta}_l,\quad l=1,2,\ldots \quad (12)$$

где $\boldsymbol{\zeta}_l$ – шум модели с параметрами: $\mathrm{M}\boldsymbol{\zeta}_l=0$, $\mathrm{M}\boldsymbol{\zeta}_l\boldsymbol{\zeta}_i^T=\sigma_\zeta^2\mathbf{I}$, $\mathrm{M}\boldsymbol{\zeta}_l\boldsymbol{\eta}_i^T=0$.

На основе уравнений наблюдения (11) и состояния (12) с учетом некоррелированности компонент вектора $\boldsymbol{\eta}_l$, воспользуемся известным алгоритмом фильтрации Калмана для получения оптимальных оценок компонент вектора $\mathbf{c}_l=(c_{l,0},\underline{c}_{l,1},\ldots,\underline{c}_{l,N})^T$ [6]:

$$\hat{\underline{c}}_{n,l}=\hat{\underline{c}}_{n,l-1}+\underline{h}_{n,l}(\underline{z}_{n,l}-\hat{\underline{c}}_{n,l-1}),\quad \underline{h}_{n,l}=V_{n,l}/(V_{n,l}+\sigma_\xi^2),$$
$$V_{n,l}=D_{n,l-1}+\sigma_\zeta^2,\quad D_{n,l}=V_{n,l}-\underline{h}_{n,l}V_{n,l},\quad n=\overline{0,N},\quad l=1,2,\ldots \quad (13)$$

где $D_{n,l}$ – априорная дисперсия погрешности фильтрации, $V_{n,l}$ – апостериорная дисперсия погрешности

фильтрации, $\underline{h}_{n,l}$ – коэффициент усиления фильтра Калмана по n-ой компоненте.

Работа фильтра начинается при начальных условиях: $\hat{\underline{c}}_{n,0}=0$, $D_{n,0}=\sigma_{\xi}^2$.

По оценкам комплексных величин $\hat{\underline{c}}_{n,l}$ вычисляются оценки амплитуд $\hat{A}_{n,l}=|\hat{\underline{c}}_{n,l}|$ АЧХ КС и фаз $\hat{\varphi}_{n,l}=\arg\hat{\underline{c}}_{n,l}$ ФЧХ КС. Оценки фаз ФЧХ КС из блока БОП КПС поступают на управляющий вход генератора сетки частот демодулятора для их компенсации при работе модема в режиме передачи информации. Оценки амплитуд АЧХ КС из блока БОП КПС в режиме вхождения в связь с передающим модемом по каналу обратной связи поступают на управляющие входы усилителей, коэффициенты усиления которых выбираются обратно пропорциональными оценкам амплитуд КС $k_n(t)=1/\hat{A}_n(t)$. Управление усилителями на передаче, а не на приеме приводит к выравниванию величин ОСШ по каждому из индивидуальных подканалов интеллектуального модема.

Экспериментальная оценка параметров модели канала связи

Результаты проверки работоспособности метода рекуррентной оценки параметров шумового канала связи по известному полигармоническому сигналу получены с использованием системы MATLAB и иллюстрируются на рисунке 3 при ОСШ 0 дБ. В качестве модели низкочастотного эквивалента канала связи выбран фильтр первого порядка с комплексным коэффициентом передачи вида:

$$K(j\omega)=1/(1+j\omega/\omega_{\gamma})=A(\omega)\exp[-\varphi(\omega)],\quad \omega=2\pi f, \qquad (14)$$

где $A(\omega)=1/\sqrt{1+(\omega/\omega_{\gamma})^2}$ – АЧХ, а $\varphi(\omega)=arctg(\omega/\omega_{\gamma})$ – ФЧХ НЧЭ модели КС, $\omega_{\gamma}=2\pi F_{\gamma}$.

Для цифровой реализации выбрано $N=8$ каналов, на частотах $f_n=nF_{\gamma}, n=\overline{0,N-1}$. В этом случае значения оцениваемых амплитуд и фаз модели НЧЭ КС приведены в табл. 1.

Таблица 1

Оцениваемые параметры НЧЭ модели канала связи

n	0	1	2	3	4	5	6	7
A_n	1	0.70711	0.44721	0.31623	0.24254	0.19612	0.16440	0.14142
φ_n	0	-0.7854	-1.1071	-1.2490	-1.3258	-1.3734	-1.4056	-1.4289

В качестве тестового сигнала на входе НЧЭ КС использовался полигармонический сигнал вида: $z_k=\sum_{n=0}^{N-1}\cos(\pi nk/N), k=0,1,2,\ldots$. Тогда отклик модели КС в соответствие с (8) равен

$$z_k^*=z_k+\xi_k=\sum_{n=0}^{N-1}A_n\cos(\pi nk/N-\varphi_n)+\xi_k. \qquad (15)$$

В качестве шумового сигнала моделировался некоррелированный гауссовский шум с дисперсией $\sigma_{\xi}^2=P_{\xi}$. Наблюдаемый на приеме сигнал характеризуется отношением сигнал/шум (ОСШ), выбранный равным $hdB=10\lg P_z/P_{\xi}=0$ дБ, где P_z, P_{ξ} – соответственно, мощности сигнала и шума.

На рисунке 5 приведены графики, полученные согласно (14)-(17), рекуррентных оценок амплитуд $\{\hat{A}_{n,k}\}$ (график верхний слева) и фаз $\{\hat{\varphi}_{n,k}\}$ (график верхний справа) при нулевом ОСШ $hdB=0$ дБ и $\sigma_{\eta}^2=0{,}01$. На нижних графиках приведены данные текущих интегральных среднеквадратических отклонений (СКО) оценок амплитуд и фаз от их априорных значений (табл. 1), определяемых следующим образом:

$$skoA_k=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}(\hat{A}_{n,k}-A_n)^2,\quad skoA_k=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}(\hat{\varphi}_{n,k}-\varphi_n)^2,\quad k=\overline{0,K-1}, \qquad (16)$$

где $K=100$ – число итераций.

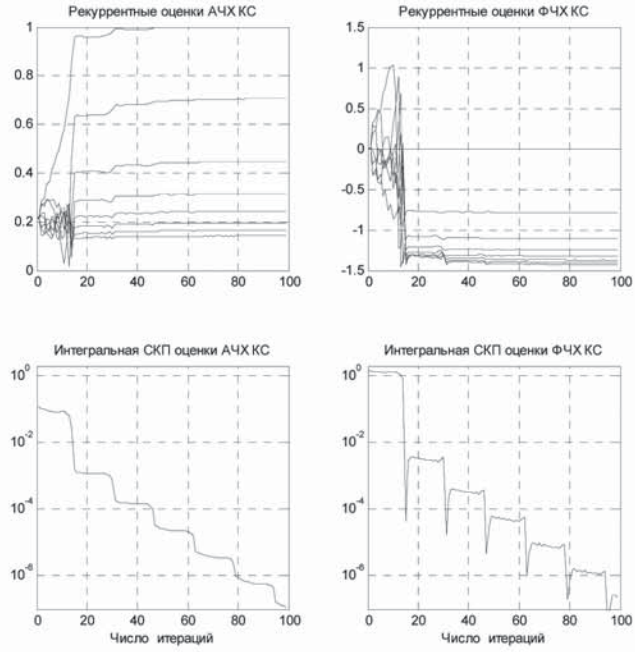


Рис. 3. Результаты экспериментального исследования алгоритма рекуррентной оценки параметров модели канала связи

Оценка помехоустойчивости модема

Помехоустойчивость модема характеризуется средней вероятностью ошибки на бит. Рассмотрим этот вопрос применительно к рассматриваемому модему на основе работы [7]. Так, выбирая в каждом индивидуальном канале многочастотного модема в качестве НЧЭ фильтр Баттерворта восьмого порядка (ФБ-8) находим зависимость коэффициента передачи по энергии (КПЕ) от скорости передачи $V=1/T_s$ в виде [7]:

$$k_E(V)=\frac{E_y}{E_x}=\frac{15}{16}\begin{cases}[1-2\lambda_0(V)]/[1-2\lambda_0(V_m)], & V>V_m,\quad V_m=\arg\min\lambda_0(V),\\ 1, & V\le V_m.\end{cases} \quad (17)$$

где E_x, E_y – энергии ОФС на входе и выходе ФБ-8, $\lambda_0(V)$ – множитель Лагранжа в (6).

Отметим, что в соответствие с (17) при $V \le V_m = \arg\min \lambda_0(V)$ величина КПЕ постоянна и равна $k_E(V \le V_m) = 15/16 = 0.9375$. При $V > V_m$ величина $k_E(V)$ быстро уменьшается до нуля.

Поэтому оценку помехоустойчивости модема будем рассчитывать при скорости V_m, удовлетворяющей соотношению (17) с КПЕ, равным $15/16$. В этом случае, согласно работе [7], помехоустойчивость передачи символов в каждом индивидуальном канале модема с учетом неравномерности амплитуд АЧХ КС определяется средней вероятностью ошибки на бит следующего вида

$$p_{b,KAM,n}=\frac{1}{\mathrm{ld}\,M_{KAM}}\left\{1-\left[1-\left(1-\frac{1}{\sqrt{M_{KAM}}}\right)erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{G_0}\frac{45\,\mathrm{ld}\,M_{KAM}}{32(M_{KAM}-1)}\frac{A_n^2}{\hat{A}_n^2}}\right)\right]^2\right\},$$

$$n=\overline{1,N} \quad (18)$$

где $M_{KAM} = M \times M$, $A_n = A(f_n)$ – значения АЧХ КС на центральных частотах индивидуальных каналов модема, $\hat{A}_n^2$ – их оценки, E_b – энергия, приходящаяся на один бит передаваемых данных, G_0 – односторонняя спектральная плотность мощности АБГШ, $erfc(x)$ – функция ошибки.

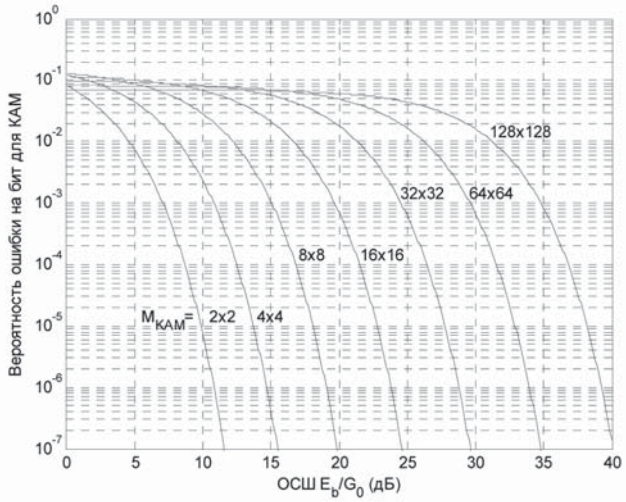


Рис. 4. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ для сигналов с КАМ

Зависимости (18) для случая, когда АЧХ канала связи, путем полученных оценок $\hat{A}_n = A_n$, полностью выровнена, характеризуют потенциальную помехоустойчивость многочастотного модема и показаны на рис. 4.

Заключение

Предложен метод передачи дискретных сообщений в сети «Интеллектуальные знания» с использованием модема с многочастной модуляцией. Новизна метода определяется использованием оптимальных финитных сигналов, не вызывающих межсимвольных искажений в индивидуальных подканалах модема, и максимизирующих ОСШ на входе фильтров демодулятора, согласованных с оптимальными финитными сигналами модулятора. Оптимальная настройка параметров модема в условиях нестационарного канала связи осуществляется по рекуррентным оценкам амплитуд и фаз АЧХ и ФЧХ канала связи с использованием канала обратной связи в режиме вхождения в связь. Проведен теоретический расчет помехоустойчивости модема.

Литература

1. *Алёшинцев А.В., Холодков П.А.* Обзор основных технологий, используемых при построении «Интеллектуального здания» // T- Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2009, Ч-2. – С. 159-163.

2. *Алёшинцев А.В.* Модель унифицированной системы контроля удаленным доступом. Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения / Материалы Международной научно-технической конференции «INTERMATIC – 2011», 14-17 ноября 2011 / Под ред. Чл.-корр. РАН А.С. Сигова. – М. МГТУ МИРЭА – ИРЭ РАН, 2011, часть 3. – С. 182-185.

3. *Лагутенко О.И.* Современные модемы. – М.: Эко-Трендз, 2002. – 344 с.

4. *Балашов В.А., Воробиенко П.П., Ляховецкий Л.М.* Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. – М.: Эко-Трендз, 2012. – 228 с.

5. *Санников В.Г.* Синтез финитных сигналов Найквиста, согласованных с телефонным каналом связи // Электросвязь. – 2012. – № 5. – С. 9-12.

6. *Балакришнан А.* Теория фильтрации Калмана / Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 168 с.

7. *Санников В.Г.* Помехоустойчивость системы передачи оптимальных финитных сигналов по телефонному каналу связи // Электросвязь. – 2013. – № 5. – С. 39-44.

HIGH FREQUENCY MODEM AS ONE OF THE MAIN ELEMENTS OF THE "SMART BUILDING" SYSTEM AS PART OF A REMOTE OBJECTS CONTROL

Vladimir Sannikov, Andrey Alyoshintsev, *Moscow, Russia*

Abstract

While on designing, installing and maintaining modern nets like "Smart buildings", cyber technologies possessing a capability of remote access to such nets are used. In general architecture of a "Smart buildings" net modem is one of the most important elements providing interference free transmission of cyber data through Internet. Technologies of plural access in networks "Smart buildings", based on principles LTE or LTE-Advanced, using a principle of multifrequency modulation (OFDM) are known by transmission of a digital data. However, in the conditions of considerable distortions in a transmission media (a communication channel, the Internet) because of presence of an intersymbol interference noise immunity of method OFDM of transmission sharply falls. Therefore there is a problem of development of new, more noiseproof methods of multifrequency modulation. The method of transmission of the discrete messages on the basis of the intellectual modem with multifrequency modulation inprocess is offered. Modem optimization is carried out on the basis of synthesis of optimum finite signals in the individual channels not calling the intersymbol distortions and ensuring maximum value of a signal/noise ratio on entries of matched filters of the demodulator. The estimation of parameters of the modem for the purpose of smoothing of performances of the is frequency-limited communication channel is carried out on the basis of a method of an optimum recurrent filtering. The optimum estimation of parameters of the modem is carried out on the basis of a method optimum Kalmans filterings. It is known that the recurrent estimations of parameters received on the basis of minimisation of empirical risk in shape functional of Tikhonov are asymptotically optimum by criterion of a minimum meansquare errors, in other words asymptotically not displaced and effective. Results of the conducted probing on an example of an estimation of amplitudes and phases of a low frequency equivalent of a telephone channel of communication completely confirm this leadout that is illustrated by the experimental data received in work. The analysis of effectiveness and a noise stability of the modem is given theoretical. Given modem may be used in "Smart building" systems with a high anti interference protection.

Keywords: *the "smart building" system, Internet, optimal finite signals, high frequency modem, channel of communication, evaluation of parameters, a noise stability.*

References

1. *Alyoshintsev A.V. and Holodkov P.A.* (2009) A review of basic technologies used to build "A smart house" , T-Comm, Part 2, pp. 159-163. [*in Russian*]
2. *Alyoshintsev A.V.* A model of unified system of remote access control. Fundamental problems of radio electronic instrument building: Acts of international scientific and technical conference "INTERMATIC-2011", 14-17 of November, 2011: under redaction of academician Sigov, A.S., Moscow: MSTU MIREA, Part 3, pp. 182-185. [*in Russian*]
3. *Lagutenko O.I.* (2002) Modern modems, Moscow: Eco-Trends, p.344. [*in Russian*]
4. *Balashov V.A., Vorobienko P.P., Lyachovetskiy L.M.* (2012) The systems of transmission of orthogonal harmonious signals, Moscow: Eco-Trends, p. 228. [*in Russian*]
5. *Sannikov V.G.* (2012) The synthesis of finite signals of Naikvist, synchronized with phone channel of communication, Electrosvyaz № 5, pp. 9-12. [*in Russian*]
6. *Balakrishnan A.* (1988) The Kalman filtration theory, Moscow: Mir, p.168. [*in Russian*]
7. *Sannikov V.G.* (2013) The system of transmission of optimal finite signs on phone channel capability of resistance to interference, Electrosvyaz № 5, pp. 39-44. [*in Russian*]

Information about authors:

Vladimir Sannikov, associate professor of MTUCI, **tes_mtuci@mail.ru**

Andrey Alyoshintsev, post-graducite student of MTUCI, **alyoshintsev@mail.ru**

ИСЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА МНОГОЧАСТОТНОЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ С ДЧ СИГНАЛАМИ

Фролов Алексей Андреевич,
Московский технический университет связи и информатики, кафедра общей теории связи, Москва, Россия,
frolovrt0601@yandex.ru

Шинаков Юрий Семенович,
Московский технический университет связи и информатики, кафедра общей теории связи, Москва, Россия,
annushka@akado.ru

Ключевые слова: *дискретно-частотные сигналы, помехоустойчивость, Wi-Fi.*

Рассмотрена система СШП радиодоступа с дискретно-частотными (ДЧ) сигналами. Получены результаты исследования возможности совместного использования радиочастотного спектра представленной системой с традиционными узкополосными и широкополосными системами связи. Дискретно-частотные сигналы являются сложным сигналами. Использование для передачи информации ДЧ сигналов в СШП технике позволяет увеличить помехоустойчивость СШП системы радиодоступа, количество абонентов, а также сочетать преимущества сложных и СШП сигналов. Множество ДЧ сигналов определяется частотно-временной матрицей, элементами, которой являются элементарные дискретные сигналы, распределенные по диапазону частот и времени. Представленная система обеспечивает скорость передачи данных равную 50 Мбит/с, и высокую помехоустойчивость системы. Рассматривается диапазон 5-6 ГГц, в котором сосуществуют узкополосные системы WiFi (построенные в соответствии со стандартом IEEE 802.11 a/n), широкополосные системы WiFi (IEEE 802.11 ac) и исследуемые многочастотные СШП системы. Эти широкополосные и узкополосные системы определены как стационарная широкополосная помеха и стационарная узкополосная помеха. Сигналы помех соответствуют физическому уровню излучаемых сигналов узкополосной системы радиодоступа стандарта WiFi (IEEE 802.11 a/n), занимающей полосу частот 40 МГц, и широкополосной системы стандарта WiFi (IEEE 802.11 ac), занимающей полосу частот 160МГц и являются копиями сигналов реальных систем записанных в программе 89600 VSA векторного анализа сигналов Agilent Tchnologies. В ходе полунатурного компьютерного моделирования была выявлена возможность многочастотную СШП систему с ДЧ сигналами использовать совместно с традиционными узкополосными и широкополосными системами. Представлены исследования помехоустойчивости системы в условиях рассмотренных помех при уровне вероятности ошибки 10^{-3}. Сформулированы рекомендации и определены перспективы применения разработанной многочастотной СШП системы с ДЧ сигналами.

Для цитирования:
Фролов А.А., Шинаков Ю.С. Иследование и разработка многочастотной сверхширокополосной системы с ДЧ сигналами // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 28-33.

For citation:
Frolov A.A., Shinakov Yu.S. Research and development of multifrequency uwb systems with DF signals. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 28-33. (*in Russian*).

Введение

Одним из направлений развития многочастотных СШП систем является системы с дискретными частотными (ДЧ) сигналами.

Дискретные частотные сигналы являются сложными сигналами. Этот вид сигналов может быть получен из нескольких гармонических сигналов с разной частотой, являющимися сигналами одного диапазона частот, при их чередовании и быстром переключении между ними. В работе [8] был представлен сравнительный анализ многочастотных систем, в ходе которого выявлены особенности и преимущества многочастотной СШП системы с ДЧ сигналами.

Дискретность элементарных сигналов, из которых состоит сложный ДЧ сигнал, позволяет составлять последовательности, подобные кодовым последовательностям. Множество ДЧ сигналов определяется частотно-временной матрицей (ЧВМ) размера *M* x *N*, элементами которой являются элементарные дискретные частотные сигналы.

Сложные дискретные частотные (ДЧ) сигналы на основе частотно-временной матрицы известны достаточно давно [1, 3, 4, 6, 7]. Дискретно-частотные сигналы позволяют увеличить число абонентов в системе, не прибегая к методам кодового разделения абонентов. Количество абонентов, разделяемых посредством частотно-временных кодов, ограничено количеством частотных подканалов и частотно-временной матрицей. В общем случае дискретные частотные сигналы произвольного порядка *K*, имеют *M* частот и состоят из *N* временных элементов. Условием при котором совпадений частотных субканалов не будет – *M* должно быть кратно *K*, т.е. *M = NK*.

Сверхширокополосные дискретные частотные сигналы

Особенность многочастотной СШП системы с ДЧ сигналами, в том, что сигналы в частотных субканалах являются узкополосными, и, соответственно, сложный ДЧ сигнал рассматриваемой системы обладает свойствами узкополосного сигнала. Поэтому можно вычислить огибающую сигнала СШП ДЧ системы. Комплексная огибающая сигнала разрабатываемой системы определяется по формуле (1) [2]

$$\dot{U}_j(t) = \sum_{n=0}^{N-1}\sum_{\nu=0}^{M-1} a_j(\nu)\Phi(t-n\Delta t)\exp\left(i\gamma_j(\nu)\Delta\omega t\right), \quad (1)$$

где $a_j(\nu)$ – комплексная амплитуда ν-го элемента; $\Phi(t)$ – форма сигнала временного элемента; $\Delta\omega$ – шаг сетки частот; $\gamma_j(\nu)$ – символ частотной кодовой последовательности; n – номер временного элемента; M – число элементов частотно-временной матрицы.

Количество частот рассматриваемой системы равно 10. Следовательно, расчет такого сигнала возможно произвести, не используя сложные соотношения и большие расчетные мощности.

Характеристики ДЧ сигнала определяются следующим образом:

Таблица 1

Характеристика	Формула	Примечания
длительность ДЧ сигнала	$T_c = M\tau_0$	где τ_0 – длительность элементарного дискрета
ширина спектра	$F_c = M\Delta f$	где Δf – полоса частот элементарного дискрета
база сигнала	$Б = M\Delta f M\tau_0 \approx M^2$	–

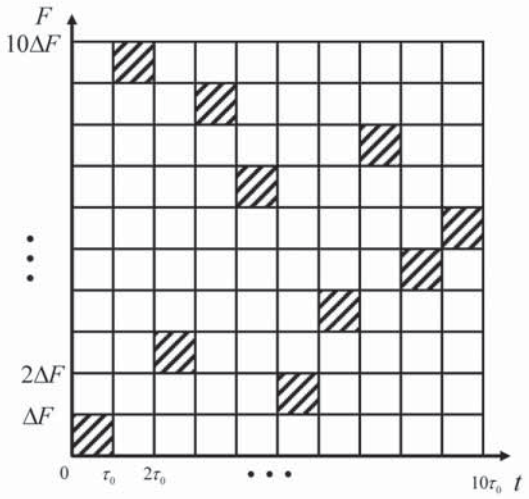


Рис. 1. Частотно-временная матрица Костаса, полученная с помощью алгоритма Уэлча

Таким образом, многочастотная СШП система с ДЧ сигналами имеет рабочий канал с полосой 500 МГц. При использовании предложенного сигнала на основе матриц Костаса размерностью 10 x 10 (рис. 1) [4], рабочий канал системы будет разделен на 10 субканалов по 50 МГц. Применяя массив Костаса для формирования ДЧ сигнала в разрабатываемой системе, возможно обеспечить разделение до 200 абонентов при совпадении одного частотного субканала [15, www.coding.yonsei.ac.kr/pdf/domestic_ presentations/domestic_conf_2.pdf, www.mactech.com/progchallenge/9912Challenge.html] и 14 абонентов без пересечений.

Структурная схема разрабатываемой многочастотной СШП системы с ДЧ сигналами представлена на рис. 2.

В передатчике осуществляется формирование из передаваемого сообщения выходного сигнала. Формирователь сетки частот (ФСЧ) вырабатывает гармонические колебания в заданном диапазоне частот с шагом сетки частот. Генератор частотно-временного кода (ГЧВК) вырабатывает последовательности импульсов соответствующие заданным частотно-временным кодам – строкам частотно-временной матрицы (ЧВМ). Коды частот обычно формируются из массива Костаса по алгоритму Уэлча [4, 10, 11, 12, 13]. Такие коды в основном применяются в радиолокации. Однако в данной работе рассматривается частный случай многочастотной СШП системы с ДЧ сигналами, применяемыми для

передачи данных. Формирователь временной последовательности частот (ФВПЧ) в соответствии с частотно-временным кодом, определяет порядок и длительность работы частотных субканалов сформированных ФСЧ. Последовательность сигналов дискретной частоты с выхода ФВПЧ модулируется битами передаваемого сообщения в многоканальном модуляторе, т.е. осуществляется модуляция выходного сигнала передатчика при помощи амплитудной манипуляции в соответствии с поступающей на вход данных битовой последовательности информации, заложенной в передаваемом сообщении. Сигнал сообщения сформируем сигналом из алфавита {0,1}, следовательно, биту сообщения равному единицы соответствует последовательность субканалов, а передаваемый уровень сообщения соответствующий нулю является отсутствием сигнала на выходе передатчика.

В связи с простотой реализации, приемник многочастотной СШП системы с ДЧ сигналами построен по классической схеме некогерентного фильтрового приемника. Смесь сигнала и шума поступает на вход приемника и усиливается малошумящим усилителем (МШУ). После усиления, полосовые фильтры (ПФ) поканально выделяют желательные компоненты спектра. Амплитудный детектор огибающей (ДО) из отфильтрованной смеси сигнала и шума выделяет огибающую. Далее с помощью линий задержки формируется АКФ передаваемого сигнала. Значение главного лепестка АКФ в решающем устройстве сравнивается с пороговым значением в решающем устройстве (РУ), где принимается решение о приеме сигнала. Таким образом, на приемной стороне воспроизводится переданное сообщение.

Исследование помеховой обстановки в диапазоне 5-6 ГГц

Исследования части РЧС разрешенной для применения СШП систем проводились с целью выявления узкополосных и широкополосных помех. Проводился мониторинг РЧС в диапазоне 2-11 ГГц в Москве, с помощью широкополосной всенаправленной измерительной антенны и анализатора спектра Agilent E4407B (26,5 ГГц), входящих в перечень средств измерения, утвержденный Россвязью. Результаты измерений и измеренные параметры систем связи диапазона 2,85-10,6 ГГц представлены в табл. 2.

В диапазоне 2,85-10,6 ГГц выявлены основные системы связи, являющиеся помехами для СШП систем радиодоступа.

Таблица 2

Диапазон частот, ГГц	Мощность РЭС, дБм	Занимаемая полоса, МГц	Коэффициент широкополосности	Технология, стандарт, название системы
3,4-3,6	23	5-20	0,025131 (ШП)	LTE Advanced
3,6-3,8	23	5-20	0,023124 (ШП)	LTE Advanced
5,15-5,35; 5,65-6,425	20	40	0,007273 (УП)	WiFi (a/n)
5-6	20	160	0,031496 (ШП)	WiFi (ac)
5-6	26	28	0,01508 (УП)	WiMAX

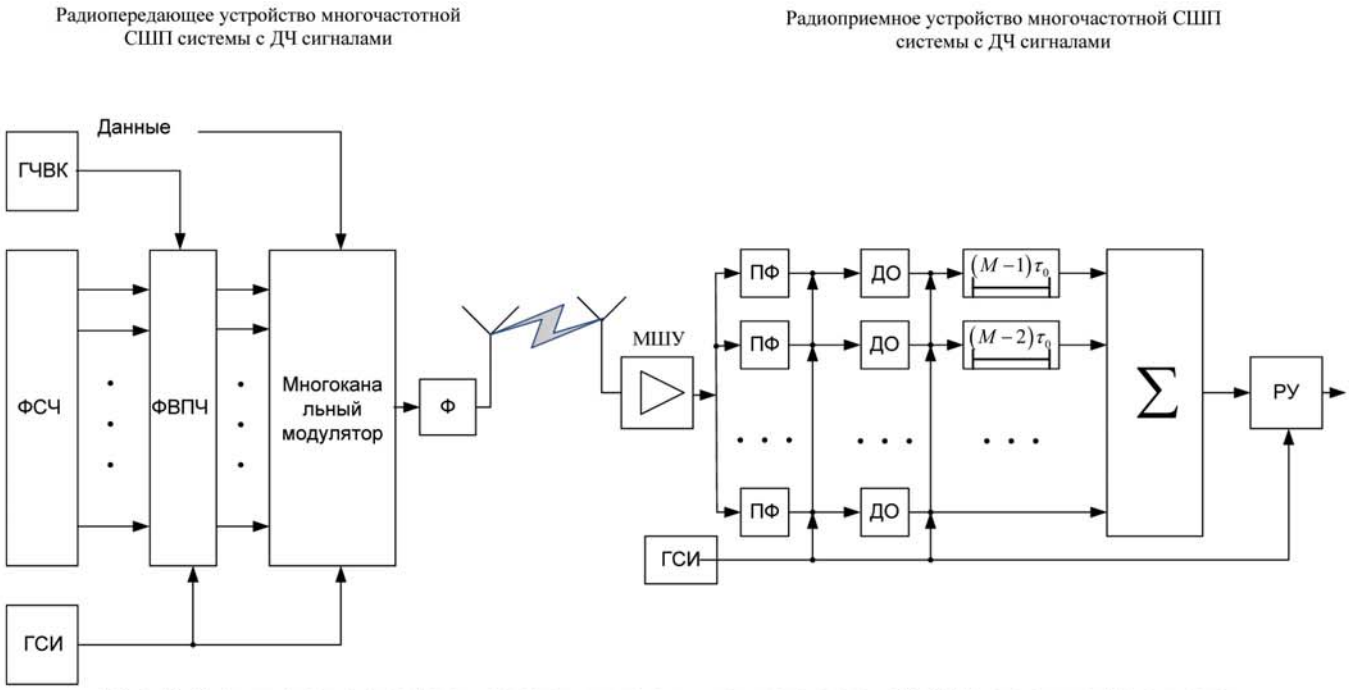


Рис. 2. Структурная схема формирователя и приемника многочастотной СШП системы с ДЧ сигналами

Основными помехами для СШП систем являются: УП системы WiMAX, LTE, LTE Advanced в диапазоне 2,85-5 ГГц; в диапазоне 5-6 ГГц являются УП системы WiMAX и WiFi (a/n) (большую полосу частот занимает системы WiFi a/n, коэффициент широкополосности этих систем, рассчитывается также как и в [9], и имеет значение близкое к границе определения УП систем) и недавно разработанная ШП система WiFi (ac) [14], а также системы связи двойного назначения. В данной работе рассматриваются крайние случаи выявленных УП и ШП помех, т.е. УП системы, формирующие максимально возможную для УП систем ширину канала, и ШП системы, также, имеющие максимальную ширину канала среди известных систем диапазона.

Уникальность диапазона 5-6 ГГц в том, что в этом диапазоне присутствуют УП и ШП системы радиодоступа. Поэтому, в данном диапазоне частот целесообразно проводить исследование возможности совместного использования РЧС СШП систем с УП и ШП системами. Таким образом, системы WiFi (IEEE 802.11a/n и IEEE 802.11ac), работающие в рассматриваемом диапазоне частот, определены как узкополосные и широкополосные системы, соответственно.

СШП системы являются системами малого радиуса действия до 100 м применяющиеся в помещениях и предназначены для передачи больших объемов данных на высокой скорости. В соответствии с вышесказанным, мощные транспортные системы связи радиодоступа, работающие в нелицензируемом диапазоне частот, такие как WiMAX, WiMAN и РРЛ – не рассматриваются в данной работе. Сравнение характеристик выявленных систем представлено в [9].

Моделирование

На основе полученных оценок помеховой обстановки в диапазоне частот разрешенном для применения СШП систем предлагается модель сигнала на входе приемника, учитывающая не только влияние канала связи, но и влияние узкополосных и широкополосных помех:

$$\dot{S}_{ПР}(t) = \dot{S}_{ПРд}(t) * \dot{h}(\tau) + \dot{X}(\mu, t, L, K) + \dot{\eta}(t), \qquad (2)$$

где $\dot{S}_{ПРд}(t)$ – сигнал на выходе передатчика рассматриваемой СШП системы; $\dot{h}(\tau)$ – импульсная характеристика канала [15-17], описываемая моделью Салеха-Валенсуэла; $\dot{X}(\mu, t, L, K)$ – модель стационарной помехи, учитывающая коэффициент широкополосности помехи и влияние на нее канала связи; $\dot{\eta}(t)$ – АБГШ.

В соответствии с моделью модель Салеха-Валенсуэла, ИХ канала определяется как $h(\tau) = \sum_{l=0}^{L} \sum_{k=0}^{K} \beta_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l})$. Мощной стационарной помехой $\dot{X}(\mu, t, L, K)$ являются известные системы радиодоступа стандарта IEEE 802.11a/n (узкополосная помеха) и IEEE 802.11ac (широкополосная помеха), работающие во внутриофисном кластере единой сети электросвязи.

Структурная схема модели канала связи учитывающая наличие мощных помех, разработанная в данной работе представлена на рис. 2.

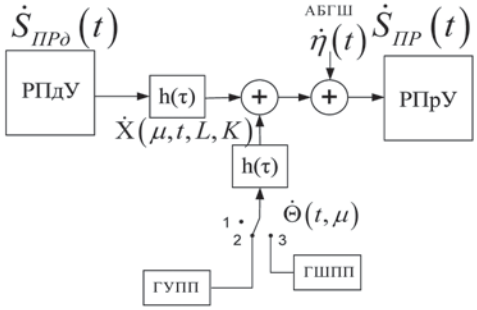


Рис. 2. Структурная схема модели канала связи с учетом УП и ШП помех

Радиопередающим (РПдУ) и радиоприемным (РПрУ) устройствами на схеме рис. 2 являются имитационные модели передатчиков и приемников, рассматриваемых в данной работе СШП систем. В качестве имитаторов помех на схеме (рис. 3) представлены генераторы узкополосной помехи (ГУПП) и широкополосной помехи (ГШПП). Сигналы, формируемые этими генераторами, соответствуют физическому уровню излучаемых сигналов узкополосной системы радиодоступа стандарта WiFi (IEEE 802.11 a/n), занимающей полосу частот 40 МГц, и широкополосной системы стандарта WiFi (IEEE 802.11 ac) [14], занимающей полосу частот 160 МГц, являются копиями сигналов реальных систем записанных в программе 89600 VSA векторного анализа сигналов Agilent Tchnologies.

Результаты

В данном компьютерном эксперименте (с многочастотной СШП системой с ДЧ сигналом) получены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум (рис. 3) для случаев: 1 – без помех; 2 – с УП помехой; 3 – с ШП помехой. В связи с использованием копий реальных сигналов систем в программе 89600 VSA проведенный компьютерный эксперимент является полунатурным, что говорит о высокой достоверности результатов.

По результатам проведенного компьютерного моделирования можно судить о влиянии стационарных помех на помехоустойчивость многочастотных СШП систем. Эксперимент, проводился в наихудших условиях многолучевого канала с АБГШ, модель СМ4, для случаев: 1 – канал без помех; 2 – канал с УП стационарной помехой; 3 – канал с стационарной ШП помехой. Целью эксперимента было получение оценок влияния на работу многочастотных помех, а так же оценка возможности совместного использования РЧС на основе многочастотных СШП систем с устройствами других радиослужб.

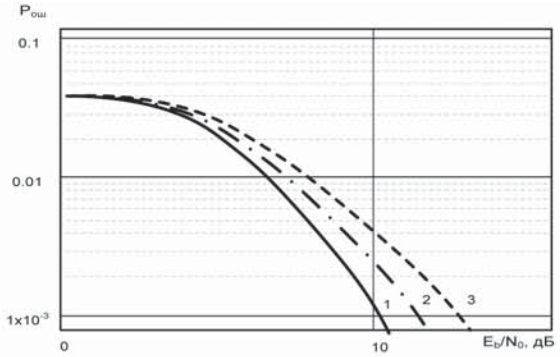


Рис. 3. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум многочастотной СШП системы с ДЧ сигналом в многолучевом канале с УП и ШП стационарными помехами

По результатам, полученным в эксперименте для многочастотной СШП системы с ДЧ, выявлены следующие особенности. Многочастотная СШП система с ДЧ обеспечивает уровень вероятности ошибки, равный 10^{-3} в зависимости от условий канала при отношении С/Ш представленными в табл. 3.

Таблица 3

Условия канала	без помех	с УП помехой	с ШП помехой
Измеренное значение С/Ш, дБ	10,1	11,4	12,8
Δ С/Ш относительно канала без помех, дБ	–	1÷1,5	2÷3
Перекрытие полосы частот системы помехой, %	–	8	32
Количество каналов искаженных помехой	–	1	3

Таким образом, радиодоступ, организованный на основе многочастотной СШП системе с ДЧ сигналом, позволяет совместно использовать радиочастотный спектр как с УП системами, так и с ШП системами радиопередачи. Рассмотренная особенность многочастотной СШП системы с ДЧ сигналом обусловлена сложным сигналом этой системы, сигналом с большой базой.

Выводы

1. Подтверждена возможность совместного использования спектра на основе ДЧ СШП не только с УП системами, но и с ШП системами, соответствующие стандартам IEEE 802.11 a/n, IEEE 802.11 ac.
2. Модели сигналов помех, учитываемых в данном эксперименте, являются копиями сигналов систем определенных как УП и ШП помехи. Таким образом, результаты исследования многочастотной СШП системы с ДЧ сигналами в условиях многолучевого канала с АБГШ и при наличии в канале стационарных УП и ШП помех, полученные в полунатурном эксперименте можно считать оригинальными и достоверными.
3. Наличие в канале УП или ШП помехи вносит искажение в передаваемый сигнал и снижает вероятность правильного приема в пределах 30%, что при применении эффективных методов помехоустойчивого кодирования позволит восстановить сигнал с малым количеством ошибок.
4. Для увеличения числа абонентов многочастотной СШП системы с ДЧ необходимо исследовать сигналы с большой базой ($Б \geq 100$) и возможность применения эффективных частотно-временных кодов.

Литература

1. *Анкудинов Д.Р., Шинаков Ю.С.* Демодуляция ДЧ-сигналов в многолучевом канале, Пробл. передачи информ., 1991, том 27, выпуск 1. – С. 84-91.
2. *Варакин Л.Е.* Теория систем сигналов. – М. Советское радио 1978. – 304 с.
3. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. – М: Радио и связь, 1985. – 384 с.
4. *Гульшин В.А., Буров В.Н., Пришельцева Ю.П.* Дискретно кодированные по частоте сигналы, Труды шестой Всероссийской научно-практической конференции. Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем, 2008.
5. *Кук Ч., Бернфельд М.* Радиолокационные сигналы. Пер. с английского под ред. В.С. Кельзона. – М.: Советское радио, 1971. – 568 с.
6. *Плекин В.Я. Каменский И.В.* Свойства функции неопределенности дискретно-кодированных по частоте сигналов Костаса // Известия вузов сер. радиоэлектроника. 2001, №5. С. 59-69.
7. *Плекин В.Я.* Широкополосные дискретно-кодированные сигналы в радиотехнике и радиолокации – М.: Сайнс-Пресс, 2005. – 195 с.
8. *Сперанский В.С., Фролов А.А.* Сложные дискретные частотные сверхширокополосные сигналы // Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы инфокоммуникационных технологий», Доклады, Серия: научные конференции, посвященные Дню Радио, Выпуск :LXIX. Москва. 2014. – С. 78-82.
9. *Фролов А.А.* Влияние узкополосных и широкополосных помех на многочастотную импульсную СШП-систему радиодоступа // Электросвязь. – 2014. – №7. – С.32-35.
10. *Мрачковский О.Д., Добриков А.В.* Исследование функции неопределенности дискретной частотной последовательности «УЭЛЧ-16» Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування № 58 (2014).
11. *Chang W., Scarbrough K.* Costas Arrays with Small Number of Cross-Coincidences // IEEE Trans. on Acrospace and Slectr. Systems, 1989. – Vol.25, №1, pp.109-113.
12. *Drakakis K., Gow R., and Rickard S.* Common distance vectors between Costas arrays, Advances in Mathematics of Communications 3 (2009). – C. 35-52.
13. *Golomb S.W., Taylor H.* Construction and properties of Costas array // Prod. of IEEE 1984, v.72, №9, pp.1143-1163.
14. IEEE Std. 802.11 ac-2013. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz // IEEE 2013
15. Rode & Svarz Digital Standard ECMA-368 IEEE 802.15 3a(Ultra Wide Band)R&S_AFQ100B-K2641410.8504.02 Test and Measurement.
16. *Saleh A.A., Valenzuela R.A.* A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 5, pp. 128-137, February 1987.
17. UWB Channel Modeling Contribution from Intel IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs). 2002.

RESEARCH AND DEVELOPMENT OF MULTIFREQUENCY UWB SYSTEMS WITH DF SIGNALS

Alexey Frolov, Yu. Shinakov, *Moscow, Russia*

Abstract

Consider a system UWB radio with discrete-frequency (DF) signals. Results are obtained of research the possibility of joint use of the radio spectrum representation of the system with traditional narrowband and wideband communication systems. Discrete-frequency signals are complex signals. Using the information for transmission of UWB signals in a DF technique allows to increase the noise immunity of the UWB radio system, the number of subscribers, as well as combine the advantages of UWB signals. The set of signals is determined by the DF time-frequency matrix whose elements are the basic discrete signals, distributed over a range of frequencies and time. This system provides a data rate of 50 Mbit/s, and high noise immunity of the system. In this paper we consider the range of 5-6 GHz, which coexist narrow-band WiFi (built in accordance with the standard IEEE 802.11 a/n), broadband systems WiFi (IEEE 802.11 ac) and investigated multifrequency UWB system. These broadband and narrowband systems are identified as stationary wideband interference and stationary narrow-band interference. Interference signals correspond to the physical layer signals emitted narrowband radio system standard WiFi (IEEE 802.11 a/n), occupied bandwidth of 40 MHz, and broadband systems standard WiFi (IEEE 802.11 ac), occupied bandwidth 160 MHz, are replicas of real systems of signals recorded in the program 89600 VSA Vector Signal Analysis Agilent Tchnologies.

During semirealistic computer simulation was revealed the possibility of multi-frequency UWB systems to a DF signals used in conjunction with traditional narrowband and broadband systems, presented the study of noise immunity system subject to review at the level of interference error probability of 10^{-3}. Recommendations and perspectives of application developed multi-frequency UWB systems to a FF signals.

References

1. *Ankudinov D.R., Shinakov Yu.S.* Demodulation of Discrete-Frequency Signals in a Multipath Channel, Problemy Peredachi Informacii., 1991, Volume 27, Issue 1, p. 84-91. [*in Russian*]
2. *Varakin L.E.* Systems Theory signals. Moscow, 1978, Sovietskoe radio. 304. [*in Russian*]
3. *Varakin L.E.* Communication system with noise-like signals. Moscow: Radio i Svyaz, 1985. 384 p. [*in Russian*]
4. *Gulshin V.A., Burov V.N., Prisheltseva Y.P.* Discrete frequency encoded signals, Proceedings of the Sixth All-Russian Scientific-Practical Conference. Modern problems of design, manufacture and operation of radio systems, 2008. [*in Russian*]
5. *Cook C., Bernfeld M.* Radar signals. Trans. from English Ed. VS Kelzon. Moscow: Sovietskoe radio, 1971. 568 p. [*in Russian*]
6. *Plekin V.J., Kamensky I.V.* Properties of the function of uncertainty discrete frequency encoded signals Costas. Izvestiya vuzov Seriya radioelectronica. 2001, No 5, p. 59-69. [*in Russian*]
7. *Plekin V.J.* Broadband discrete-coded signals in radio and radar. Moscow: Sains-Press, 2005. 195 p. [*in Russian*]
8. *Speranskii V.S., Frolov A.A.* Complex discrete frequency UWB signals / International Conference on electronic devices and systems information and communication technologies, Reports, Series: scientific conference devoted to the Day of Radio, Issue: LXIX. Moscow. 2014. Pp. 78-82 [*in Russian*]
9. *Frolov A.A.* Influence of narrowband and broadband interference on multi-frequency impulse UWB radio system. Elekctrosvyaz. 2014. No 7. Pp. 32-35 [*in Russian*]
10. *Mrachkovsky O.D., Dobrikov A.V.* Investigation of the uncertainty of the discrete frequency sequence "Welch-16" Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування No 58 (2014) [*in Russian*]
11. *Chang W., Scarbrough K.* Costas Arrays with Small Number of Cross-Coincidences. IEEE Trans. on Acrospace and Slectr. Systems, 1989, v.25, No 1, pp.109-113.
12. *Drakakis K., Gow R., and Rickard S.,* Common distance vectors between Costas arrays, Advances in Mathematics of Communications 3 (2009), pp 35-52.
13. *Golomb S.W., Taylor H.* Construction and properties of Costas array. Prod. of IEEE 1984, v.72, ¹9, pp. 1143-1163.
14. IEEE Std. 802.11 ac-2013. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz. IEEE 2013.
15. Rode & Svarz Digital Standard ECMA-368 IEEE 802.15 3a (Ultra Wide Band) R & S_AFQ100B-K2641410.8504.02 Test and Measurement.
16. *Saleh A.A., Valenzuela R.A.* A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 5, pp. 128-137, February 1987.
17. UWB Channel Modeling Contribution from Intel IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs). 2002.

ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ЕДИНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОКОНТРОЛЯ МОСКОВСКОГО РЕГИОНА

Конкин Владимир Владимирович,
Академик МАС, Генеральный директор
ООО "СтройМонтажТелеком", Москва, Россия,
kvv@sm-telecom.ru

Ключевые слова: *радиоконтроль, радиочастотный спектр, пеленгаторы, измерительные станции, триангуляция, проектирование единой системы.*

Радиоконтроль занимает важнейшее место в комплексе мероприятий при решении задач по эффективному управлению использования радиочастотного спектра, оценкой и обеспечением электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, действенного контроля соблюдения всеми пользователями установленных правил, норм и требований. Ведение радиоконтроля обеспечивается сетью стационарных и мобильных пунктов радиоконтроля, образующих единую систему. Эффективность ее функционирования напрямую зависит от выбора варианта построения и приоритетов в решении задач радиоконтроля.

При проектировании единой системы целесообразно воспользоваться понятием базовой конфигурации локальной сети, а многие параметры, влияющие на зону охвата пеленгатора, принять, основываясь на многолетних статистических исследованиях, проведенных в бывшем СССР и МСЭ-Р.

Взяв за исходные данные карту границ Москвы и размеры зон действия пеленгатора и станций измерений (7,5 и 15 км соответственно), воспользовавшись методом сплошного покрытия и учитывая, что первая головная ОВЧ/УВЧ станция (пеленгатор и станция измерений расположена в Бутове), применив при этом более рациональный метод, находим, что территорию Москвы с 90%-ным покрытием можно обслужить тремя головными станциями (стационарный пеленгатор и станция измерений), шестью дополнительными выносными пеленгаторами и несколькими мобильными станциями.

Для цитирования:
Конкин В.В. Варианты построения единой системы радиоконтроля московского региона // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 34-37.

For citation:
Konkin V.V. Options for the construction of a unified system of radio monitoring in Moscow region. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 34-37. (*in Russian*).

В эпоху стремительного технического прогресса в области систем радиосвязи, возник колоссальный спрос на радиочастотный спектр. В связи с этим как никогда становится актуальным решение задач по эффективному управлению использования радиочастотного спектра, оценкой и обеспечением электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, действенного контроля соблюдения всеми пользователями установленных правил, норм и требований.

Важнейшее место в комплексе мероприятий занимает радиоконтроль, позволяющий получать данные о реальной электромагнитной обстановке и реальных характеристиках радиоэлектронных средств.

Ведение радиоконтроля обеспечивается сетью стационарных и мобильных пунктов радиоконтроля, образующих единую систему. Эффективность ее функционирования напрямую зависит от выбора варианта построения и приоритетов в решении задач радиоконтроля.

Основные технические характеристики современных радиоконтрольных средств определенного назначения различных фирм и производителей сильно не различаются. Таким образом, количество единиц оборудования с одинаковым функциональным назначением (например, пеленгаторов) в спроектированной системе слабо будет зависеть от выбранной фирмы.

При проектировании единой системы целесообразно воспользоваться понятием базовой конфигурации локальной сети.

Справочник по радиоконтролю МСЭ-Р рекомендует по возможности использовать такую схему расположения пеленгаторов, когда они находятся в вершинах равностороннего треугольника (рис. 1). При этом зона, где действуют все три пеленгатора (зона триангуляции) максимальна.

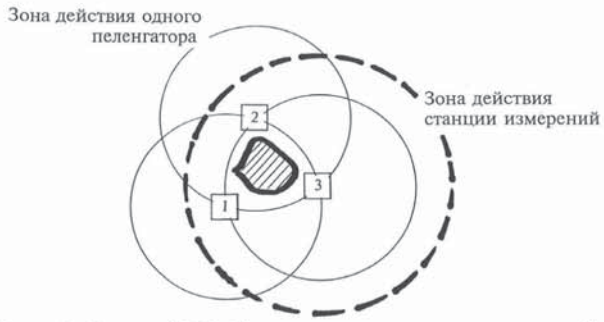


Рис. 1. Метод (МСЭ-Р) сплошного покрытия заданной обслуживаемой территории (заштрихована) зонами действия трех стационарных пеленгаторов (n=3) для выполнения требований триангуляции.

Локальная сеть, кроме трех пеленгаторов, обычно еще имеет одну (если ее зона действия покрывает обслуживаемую территорию) или несколько станций для измерений параметров сигнала излучающих средств.

Измерительные станции обычно располагаются в тех же места, что и пеленгаторы.

Как правило, технические характеристики измерительной станции таковы, что ее зона действия больше, чем пеленгатора. Поэтому одной такой станции бывает достаточно для совместной работы с группой пеленгаторов (штриховая окружность на рис. 1).

Геометрия элементарной ячейки (рис. 1) при тиражировании ее обеспечивает 100%-ное покрытие при необходимости такового на площади, превышающей зону триангуляции трех пеленгаторов (рис. 2).

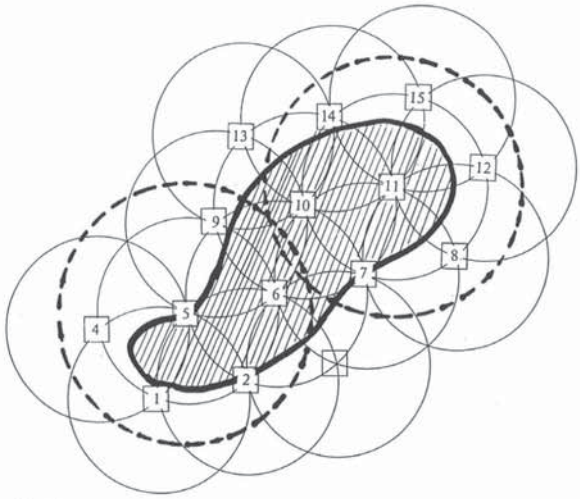


Рис. 2. Проект размещения стационарных пеленгаторов (n=15) методом МСЭ-Р для сплошного покрытия заданной территории не менее, чем тремя зонами действия пеленгаторов в любой ее точке; сплошные окружности – зоны действия пеленгаторов, штриховые – зоны действия станций, расположенных в точках 5 и 11, для измерений параметров сигналов источников излучений.

Однако, как следует из этого рисунка, наблюдается явная избыточность в количестве пеленгаторов.

Заметного уменьшения числа пеленгаторов для покрытия той же территории можно добиться с помощью подбора их взаимного расположения и прорисовки зон действия этой группы пеленгаторов с учетом реальной формы обслуживаемой территории.

В примере на (рис. 3,а) первоначально были размещены пеленгаторы 1 и 5 таким образом, чтобы их зоны максимально покрывали края заданной территории. Размещение в этих же точках измерительных станций с их зонами действия (штриховые окружности) показало, что двух таких станций достаточно для измерений на заданной территории.

При принятой терминологии, в точках 1 и 5 имеем головные станции радиоконтроля.

Добавив методом МСЭ-Р к каждой головной станции по несколько выносных пеленгаторов, получаем общую схему системы радиоконтроля.

Из (рис. 3,а) следует, что некоторая часть обслуживаемой территории (около 20%) покрывается лишь одним пеленгатором. Учитывая тот факт, что еще около 30% территории покрыто лишь двумя пеленгаторами, придется ввести в состав этой системы некоторое количество мобильных станций.

Размещение средств радиоконтроля в примере на (рис. 3,б) начиналось с оптимальной установки измери-

тельной станции (точка 1 и 4), т.е. такого их расположения, чтобы зона каждой максимально охватывала заданную территорию со своего края; при этом центральная часть территории может контролироваться каждой из этих станций, что увеличивает надежность системы.

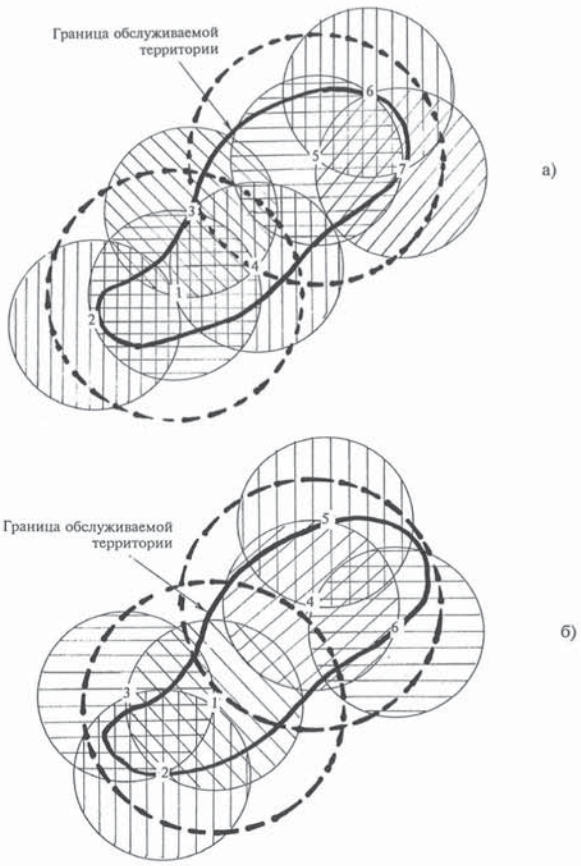


Рис. 3. Два кустовых (вокруг головных станций) способа проектирования схемы размещения стационарных пеленгаторов: а) начиная с двух крайних пеленгаторов (№№1 и 5), оптимально охватывающих края заданной территории с последующим размещением в тех же точках измерительных станций и с образованием, таким образом, головных станций; б) начиная с оптимального размещения измерительных станций (№№1 и 4) с последующим размещением в них пеленгаторов; штриховка каждой зоны действия пеленгаторов позволяет оценить степень охвата любой части заданной территории тем или иным количеством пеленгаторов

Затем в точки 1 и 4 были помещены пеленгаторы со своими зонами действия и к каждой полученной головной станции были добавлены еще по два выносных пеленгатора.

Недостаточный охват стационарными станциями в этом случае так же предлагается компенсировать мобильными станциями.

Чтобы приступить к проектированию системы радиоконтроля Московского региона, необходимо знать форму и размеры реальных зон действия каждого пеленгатора и каждой станции измерений, расположенных в конкретном месте на местности.

Реальные формы и размеры зон, охватываемых пеленгатором и станцией измерений, зависят от целого ряда факторов: рельефа местности и застройки, высот расположения антенн передатчика, измерительной станции и пеленгатора, чувствительности приемных систем и мощности передатчика и т.д.

При проектировании единой системы Московского региона, и тем более, на первом этапе такого проектирования, целесообразно многие параметры, влияющие на зону охвата пеленгатора, принять, основываясь на многолетних статистических исследованиях, проведенных в бывшем СССР и МСЭ-Р.

Зоны охвата пеленгатора и измерительной станции примем здесь в виде круга радиусом, который можно найти, основываясь на чувствительности приемных систем пеленгатора и измерительной станции по полю, заданной минимальной мощности передатчика (5 Вт) и приняв, что антенна передатчика расположена на высоте 1,5 м над земной поверхностью.

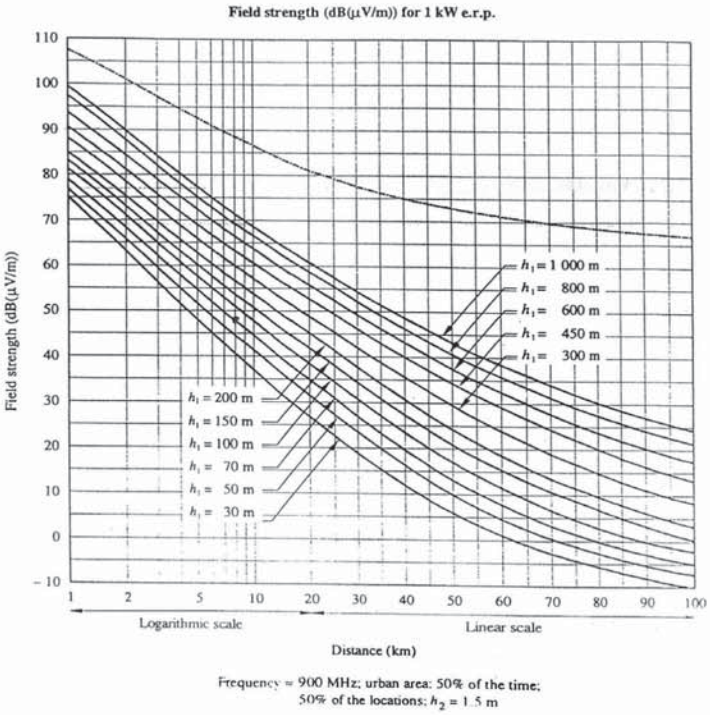


Рис. 4. График из Рек. 529-2 МСЭ-Р – зависимость от дальности напряженности поля передатчика, расположенного на высоте 1,5 м над землей, и приемника – на разной высоте

Воспользовавшись графиком распределения поля передатчика в городе (рис 4) при удалении от него (Рекомендация МСЭ-Р 529-2), найдем зависимость между высотой расположения h1 приемной антенны пеленгатора (чувствительностью 5 мкВ/м) или измерительной станции (чувствительностью 1 мкВ/м) и максимальной дальностью приема ими R контролируемого передатчика мощностью 5 Вт (рис. 5,а).

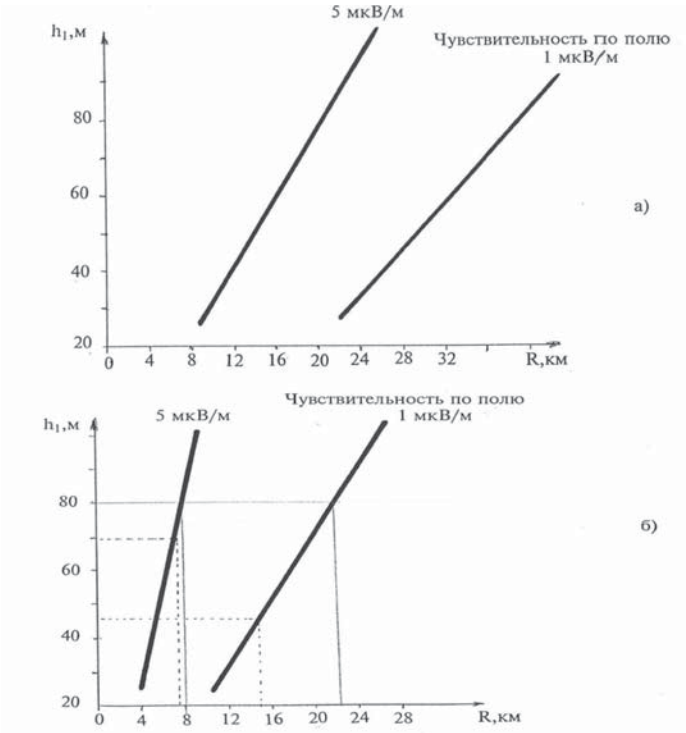


Рис. 5. Соотношение высоты установки приемной антенны h1 в городе и максимальной дальности приема передатчика R на приемной установке с чувствительностью по полю 1 мкВ/м и 5 мкВ/м при территориальном охвате: а) 50% и б) 90%; рабочая частота 900 МГц, высота передающей антенны над земной поверхностью h2=1,5 м, мощность передатчика – 5Вт

Поскольку график Рек.529-2 построен для 50% территориального охвата, то полученная зависимость h1(R) также характеризует 50% охват территории.

Для нахождения зависимости h1(R) для 90%-ного территориального охвата, воспользуемся справочником (Локшин М.Г., Шур А.А., Кокарев А.В., Краснощеков Р.А. Сети телевизионного и звукового ОВЧ ЧМ вещания. Справочник. М. «Радио и связь», 1988. С. 28):

$$E(90\%) = E(50\%) - 1{,}28\,\sigma_L,$$

где E(90%) – напряженность поля для 90%-ного территориального охвата; E(50%) – то же, для 50%-ного охвата; σ_L = 9 дБ – стандартное отклонение распределения напряженности поля по местоположению.

Пересчитанный с помощью этой формулы график h1(R) представлен на (рис. 5,б,) откуда следует, что радиус зоны действия пеленгатора при высоте расположения антенны h1= 70 м составляет 7,5 км, (величины такого же порядка получены в разработках и других фирм; так, например, ОВЧ/УВЧ пеленгаторы аппаратуры «Савой» для сплошного покрытия рекомендуется размещать в городе на расстояниях 7...10 км друг от друга), а радиус зоны действия станции измерений при h1= 46 м равен 15 км.

Оценим количество оборудования, необходимое для обслуживания только территории Москвы.

Взяв за исходные данные карту границ Москвы и размеры зон действия пеленгатора и станций измерений (7,5 и 15 км соответственно), воспользовавшись методом сплошного покрытия (рис. 2) и учитывая, что первая головная ОВЧ/УВЧ станция (пеленгатор и станция измерений расположена в Бутове), применив при этом более рациональный метод (рис. 3,б), находим, что территорию Москвы с 90%-ным покрытием можно обслужить тремя головными станциями (стационарный пеленгатор и станция измерений), шестью дополнительными выносными пеленгаторами и несколькими мобильными станциями.

Литература

1. *Локшин М.Г., Шур А.А., Кокорев А.В., Краснощеков Р.А.* Сети телевизионного и звукового ОВЧ ЧМ вещания. Справочник. – М.: «Радио и связь», 1988.
2. Thomson – CSF. Spectrum monitoring station description. 1993.
3. Справочник по радиоконтролю. – М.: МСЭ-Р-529-2.
4. *Кукес И.С., Старик М.Е.* Основы радиопеленгации. – М.: Советское радио, 1964.
5. *Диев Ю.А.* Создание сети стационарных и передвижных радиоконтрольных пунктов в Москве и Московской области. – Тезисы докладов на коллегии Главгоссвязьнадзора России, 26.11.96 г.

OPTIONS FOR THE CONSTRUCTION OF A UNIFIED SYSTEM OF RADIO MONITORING IN MOSCOW REGION

Konkin Vladimir Vladimirovich, *Academician of MAC, CEO, OOO StroyMontazhTelekom Russia, Moscow, Russia*, **kvv@sm-telecom.ru**

Abstract. Radio monitoring is of great concern in the comprehensive measures to solve problems for the effective management of radio spectrum use, and assessment and insuring electromagnetic compatibility of radio electronic equipment, effective control and compliance by all users to the rules, regulations and requirements related thereto. Keeping the radio monitoring is provided by a network of fixed and mobile radio monitoring points to form a single system. Its efficiency directly depends on the choice of an option for building and priorities in solving the problems of radio monitoring. When designing a unified system it is advisable to use the concept of the base network configuration, whereas many parameters that affect the direction finder coverage are, based on years of statistical studies in the former Soviet Union and ITU-R. While taking for the raw data map of Moscow boundaries and the size of the direction finder coverage areas and measuring stations (7.5 and 15 km, respectively), using the method of continuous coverage and taking into account that the first head of a VHF / UHF station (station finder and measuring located in Butovo), while applying a rational method, we find that in Moscow 90% coverage can be provided by three headend (stationary direction finder and the measurement station), six additional remote-mount direction finders and several mobile stations.

Keywords: *radio monitoring, radio-frequency spectrum, direction finders, measuring stations, triangulation, designing a uniform system.*

References

1. *Lokshin M.G., Shur A.A, Kokorev A.V, Krasnoshchyokov R.A.,* TV and radio VHF FM broadcasting Networks. Handbook. Moscow. Radio and Communication, 1988. [*in Russian*]
2. *Thomson* – CSF. Spectrum monitoring station description. 1993. [*in Russian*]
3. Handbook on Spectrum Monitoring. Moscow: ITU-R-529-2. [*in Russian*]
4. *Kukes I.S., Starik M.E.* Fundamentals of Radio Direction-Finding. Moscow: Soviet Radio, 1964. [*in Russian*]
5. *Diev Yu.A.* Creating a Network of Stationary and Mobile Radio Monitoring Points in Moscow and Moscow Region. Abstracts on Glavgossvyaznadzor board of Russia held November 26, 2009. [*in Russian*]

АНАЛИЗ МЕТОДОВ И УСТРОЙСТВ ДЛЯ ТРАНСУРЕТРАЛЬНОЙ МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕРМОТЕРАПИИ БИОТКАНЕЙ

Елизаров Андрей Альбертович,
д.т.н., профессор, Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики", Москва, Россия,
a.yelizarov@hse.ru

Шаймарданов Руслан Варисович,
аспирант, Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики", Москва, Россия,
ruslan.shaymardanov@bk.ru

Ключевые слова: *замедляющая система, коаксиальный ребристый стержень, коэффициент замедления, дисперсионная характеристика, волновое сопротивление, доброкачественная гиперплазия предстательной железы.*

В настоящее время электронные приборы и устройства, основанные на использовании замедляющих систем и возбуждаемых в них электромагнитных волн, получили широкое распространение в микроволновой электронике. Они также успешно применяются при создании новых элементов радиочастотных и микроволновых трактов, контрольно-измерительных приборов и устройств, электромагнитного нагрева материалов и изделий и т.д.
Одним из перспективных направлений применения замедляющих систем является возможность их использования в биологии и медицине в качестве антенн и излучателей для радиочастотной и микроволновой физиотерапии, радиотермии и томографии, чувствительных элементов для медицинской диагностики, устройств для стерилизации и термообработки.
Преимущества применения замедляющих систем в биологии и медицине основаны на электродинамических и конструктивных особенностях структур, которые следуют из распределения электромагнитного поля вблизи их поверхностей. Рассматриваются особенности использования замедляющих систем применительно к средам с высоким значением диэлектрической проницаемости, в частности, биотканям, а также проблемы, связанные с созданием электродов для внутриполостной микроволновой физиотерапии на замедляющих системах с преимущественным сосредоточением электрического поля в биотканях, прилегающим к поверхности электрода.
Представлены результаты моделирования микроволнового излучателя на основе коаксиального ребристого стержня, полученные с помощью программных средств Ansoft HFSS v.12 и CST Microwave Studio 2011. Найденные в результате электродинамического анализа теоретические соотношения позволяют рассчитать изменение фазовой скорости замедленной электромагнитной волны в коаксиальной линии с ребристыми проводниками и находятся в хорошем соответствии с результатами физического эксперимента. Применение такой структуры представляет практический интерес, поскольку позволяет уменьшать ее продольные геометрические размеры при сохранении электрической длины волны. Кроме урологических процедур трансуретральной микроволновой термотерапии, предложенный электрод на основе ребристого стержня может быть использован также как источник излучения для микроволнового томографа при исследовании крупных кровеносных сосудов или пищевода. Кроме того, возможно его применение в качестве миниатюрной приемной антенны при радиометрии и термографии.

Для цитирования:
Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В. Анализ методов и устройств для трансуретральной микроволновой термотерапии биотканей // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 38-43.

For citation:
Yelizarov A.A., Shaymardanov R.V. The analysis of methods and devices for biofabrics transurethral microwave thermotherapy. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 38-43. (*in Russian*).

Первые исследования и разработки микроволновых медицинских излучателей и электродов для физиотерапии и хирургии на основе замедляющих систем (ЗС) были выполнены научной группой под руководством профессора Пчельникова Ю.Н. в начале 80-х годов прошлого века. Уже тогда были изучены отдельные свойства замедленных электромагнитных волн, а немного позднее предложен и создан целый ряд внутриполостных и наружных излучателей и электродов на спиральных ЗС [1- 4].

В большинстве случаев ЗС сформированы проводящими элементами, имеющими периодичность вдоль распространения волны, например, одиночными спиралями, биспиралями или меандрами (рис.1а - в). Изменение конфигурации таких структур, обеспечивающих концентрацию электромагнитного поля вблизи своей поверхности, позволяет обеспечить также проникновение энергии на заданную глубину в окружающих их средах, и сопровождается пропорциональным коэффициенту замедления увеличением эффективности взаимодействия.

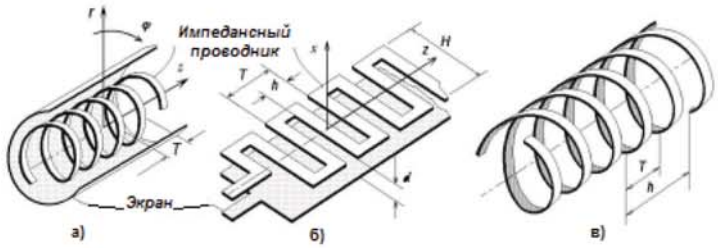


Рис. 1. Виды спиральных замедляющих систем

Рассмотрим ниже наиболее важные физические особенности и конструктивные параметры ЗС, дающие возможность обеспечить их эффективное применение в качестве излучателей и электродов для лечения заболеваний предстательной железы с использованием терапевтического метода трансуретральной микроволновой термотерапии (ТУМТ).

Первой особенностью ЗС является возможность концентрации энергии замедленной волны пропорционально величине коэффициента замедления. При этом энергия может быть определена по формуле $W = \frac{P_0}{v_{гр}}$, где P_0 – поток мощности через поперечное сечение ЗС, $v_{гр}$ – групповая скорость электромагнитной волны.

Вторая особенность ЗС состоит в возможности дополнительной концентрации энергии в поперечном сечении структуры, что вызвано поверхностным распределением области замедленной волны, которая пропорциональна частоте и коэффициенту замедления (рис. 2). В качестве третьей особенности ЗС следует подчеркнуть возможность поверхностного распределения поля при разных частотах и коэффициентах замедления, что позволяет их применять для относительно больших и малых объемов биологических объектов и сред.

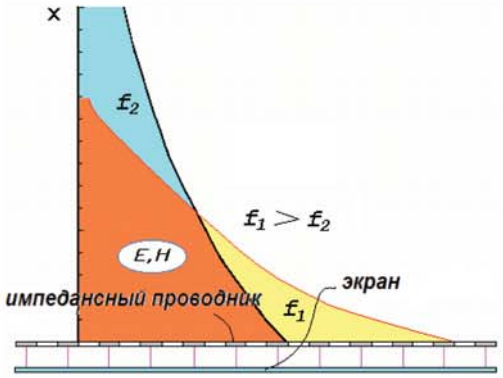


Рис. 2. Поверхностное распределение поля замедленной волны

Четвертой особенностью ЗС является то, что в зависимости от граничных условий и различного распределения в поперечном направлении, ее электромагнитное поле в большинстве случаев представлено в виде гибридной волны, которую можно рассматривать в виде совокупности волн *E*- и *H*-типов (рис. 3). В такой гибридной волне отношение электрической энергии к магнитной в волне *E*-типа, а также отношение магнитной энергии к электрической в волне *H*-типа, равно квадрату коэффициента замедления: $N^2 = \frac{W_m^e}{W_e^e} = \frac{W_m^m}{W_e^m}$.

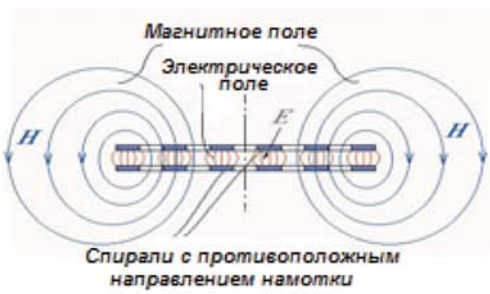


Рис. 3. Распределение поля в спиралях с противоположным направлением намотки

Данное свойство позволяет создавать медицинские излучатели и электроды с преимущественным сосредоточением электрического или магнитного поля в заданной области биоткани, что важно при проведении локальной физиотерапии. Пятая особенность ЗС состоит в возможности многократной концентрации электрического и магнитного полей в связанных структурах, например, цилиндрических или радиальных спиралях с противоположным направлением намотки (рис. 3, 4).

Концентрация электрического поля между спиралями с большим замедлением обеспечивает лучшие условия для терапии радиочастотным магнитным полем, в то время как интенсивность электрического поля в биоткани уменьшена приблизительно в N^2 раз. При этом дополнительное замедление может превысить основное замедление, обеспеченное изгибом проводников.

Рис. 4. Связанные цилиндрические спирали

Шестая особенность ЗС состоит в периодичности их структуры, что подчеркивает формирование электромагнитного поля пространственными (нулевой и первой) гармониками. Когда все поле или его электрическая или магнитная часть представлена суммой ±1 гармоник, энергия концентрируется в небольшом слое. Толщина этого слоя меньше 1/6 периода ЗС, равной T (рис. 5). Это позволяет создавать медицинские излучатели на относительно низких частотах с заданным проникновением энергии в биоткань.

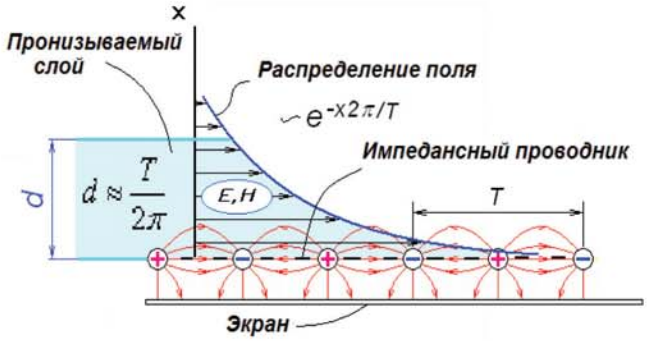


Рис. 5. Распределение поля ±1пространственных гармоник

Седьмой особенностью ЗС является возможность интенсивного излучения при условии, что фазовая скорость волны в структуре меньше скорости распространения света в оптически плотной среде (биоткани) (рис. 6).

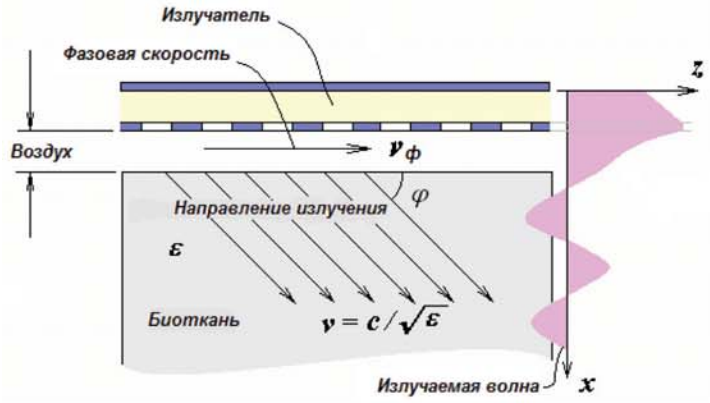


Рис. 6. Излучение замедленной волны в диэлектрическую среду

В этом случае $N < \sqrt{\varepsilon}$, где ε - о носительная диэлектрическая проницаемость биоткани, а угол φ направления излучения к продольной координате z определяется по формуле $\cos\varphi = N/\sqrt{\varepsilon}$. Тем самым, будучи независимым от геометрических размеров и периода ЗС, эффект излучения достигается в широком диапазоне частот [5].

Проанализированные особенности ЗС открывают широкие перспективы их использования в биологии и медицине [6]. Уменьшение резонансных размеров электродов и отсутствие излучения в окружающее пространство позволяет сконцентрировать эффект терапии на заданную область биологического объекта, обеспечивая одновременно безопасность медперсонала. Одна из конструкций спирального электрода для внутриполостной физиотерапии, предложенная профессором Пчельниковым Ю.Н., показана на рис. 7 [3, 4].

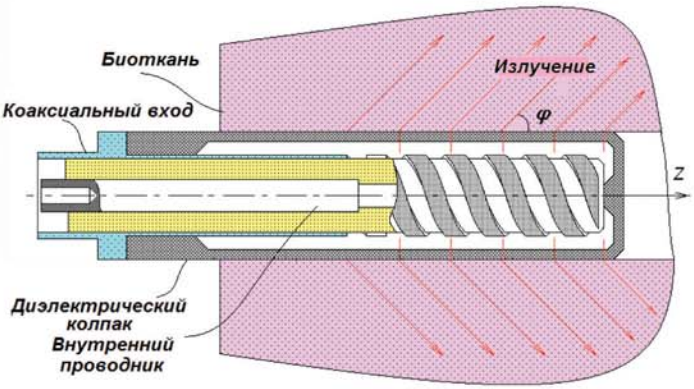


Рис. 7. Спиральный электрод для внутриполостной физиотерапии

Несмотря на очевидные преимущества спиральных электродов и излучателей, они имеют и отдельные недостатки. Так равномерное распределение излучения по поперечному сечению электрода не позволяет оказывать локальное воздействие на определенный орган (например, на предстательную железу).

Компенсировать указанный недостаток удается, заменив спиральный проводник ребристым стержнем с азимутально неоднородным экраном [7-9]. При этом некоторое уменьшение коэффициента замедления приводит к пропорциональному снижению излучения в азимутальном направлении. На рис. 8 показан вариант выполнения такого излучателя с конструкцией внешнего экрана в виде цилиндра с продольным щелевым разрезом, угол раскрыва которого равномерно увеличивается от нуля со стороны коаксиального ввода до угла 180-360^0 на рабочем конце излучателя [10].

Наличие щелевого разреза у внешнего проводника приводит к росту волнового сопротивления излучателя с увеличением углового размера щели. При этом равномерное увеличение угла раскрыва позволяет обеспечить плавное изменение волнового сопротивления излучателя, что с учетом поглощения волны в тканях

тела обеспечивает его хорошее согласование с генератором. Поскольку внешний проводник оказывает экранирующее действие, интенсивность излучения неравномерна по окружности и длине излучателя. Вне зависимости от величины углового размера продольной щели, интенсивность излучения максимальна в плоскости симметрии, проходящей через ее середину. Это позволяет, выбирая закон изменения размера щели, получать требуемое распределение интенсивности электромагнитного поля, как по окружности, так и по длине излучателя.

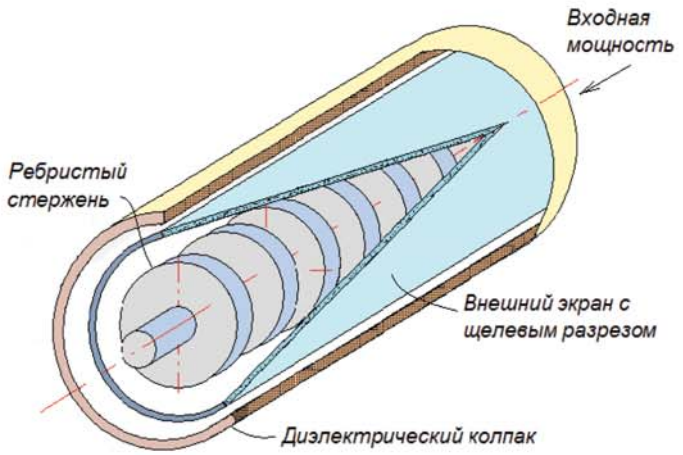


Рис. 8. Вариант внутриполостного излучателя для урологии

Практическая реализация описанного выше эффекта излучения возможна благодаря относительно большой диэлектрической проницаемости тела пациента (около 80) при замедлениях электромагнитной волны в структуре порядка 3...6. Геометрическая длина электрода выбрана равной 30 мм (рабочая частота 2450 МГц), диаметр электрода – 12 мм. Количество ребер, укладывающихся на данной длине, при равенстве ширины ребра и расстояния между ними, выбрано равным восьми.

Наличие зазора между внешним проводником резонатора и поверхностью облучаемого участка тела пациента может приводить к существенному уменьшению интенсивности излучения, вызванному как резким спадом амплитуды поля электромагнитной волны от поверхности внешнего проводника, так и экранирующим действием поверхности тела. При заполнении внутреннего пространства излучателя многослойной диэлектрической средой с линейно уменьшающимся от поверхности ребристого стержня до поверхности внешнего экрана волновым сопротивлением, достигается его согласование с телом пациента, что увеличивает эффективность облучения [11, 12].

Результаты компьютерного моделирования излучателя в программе Ansoft HFSS v.12 приведены в виде распределений магнитного (рис. 9) и электрического (рис. 10) полей вблизи его поверхности. Полученные зависимости наглядно демонстрируют снижение излучения в азимутальном направлении, что обеспечивает возможность эффективного локального облучения определенного участка тела пациента [13, 14].

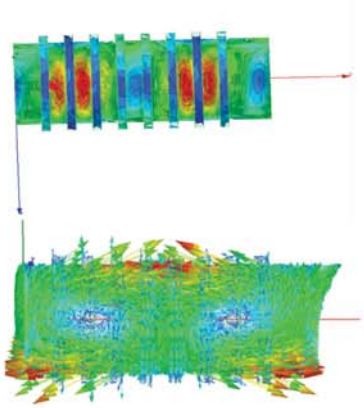


Рис. 9. Распределение магнитного поля вблизи поверхности электрода

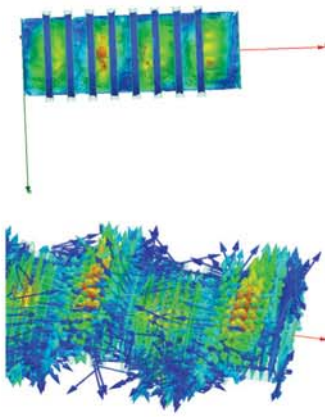


Рис. 10. Распределение электрического поля вблизи поверхности электрода

Диаграмма направленности модели электрода на частоте 2450 МГц, полученная с помощью программы CST Microwave Studio 2011, приведена на рис. 11 [15]. Анализ полученной характеристики показывает, что такая структура обладает интенсивным поперечным излучением конусообразной формы, обладающим симметрией вращения, с радиальным направлением вектора электрического поля.

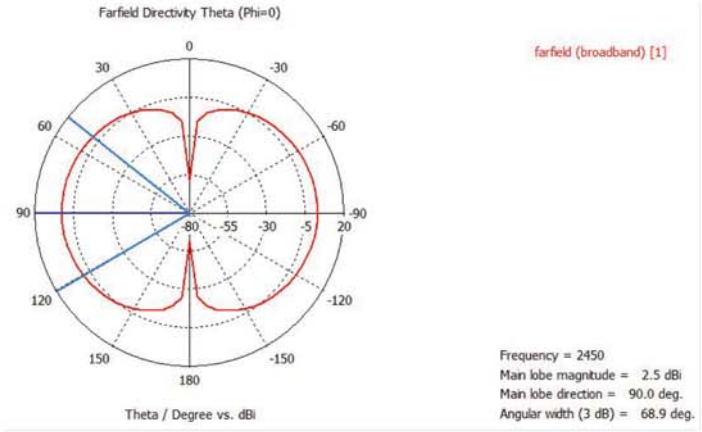


Рис. 11. Диаграмма направленности модели электрода на частоте 2450 МГц

Полученные результаты моделирования подтверждают возможность эффективного применения предложенной конструкции электрода для ТУМТ при лечении доброкачественной гиперплазии простаты. Кроме того, возможно ее использование в качестве источника излучения для микроволнового томографа при исследовании крупных кровеносных сосудов или пищевода, а также как миниатюрной приемной антенны при радиометрии и термографии.

Таким образом, на основе проанализированных свойств замедленных электромагнитных волн и конструктивных особенностей ЗС, возможно создание новых электродов и излучателей для микроволновой термотерапии, обладающих перспективными функциональными возможностями и обеспечивающих высокую эффективность терапевтического воздействия благодаря локальной концентрации энергии вблизи структуры, и ее направленного излучения в заданную область биологического объекта.

Литература

1. *Елизаров А.А., Пчельников Ю.Н.* Радиоволновые элементы технологических приборов и устройств с использованием электродинамических замедляющих систем. – М.: Радио и связь, 2002. – 200 с.
2. *Елизаров А.А.* Технологические процессы и устройства на замедленных электромагнитных волнах: современное состояние и тенденции развития // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 1998. – Т.1.- №1. – С.41-49.
3. Medical application of slow-wave structures / *Yu.N. Pchelnikov* // 40th Annual Microwave Symposium Proceedings. August 9-11, 2006. – Pp. 1-5.
4. Medical application of slow electromagnetic waves / *Yu.N. Pchelnikov, A.A. Yelizarov* // Proceedings International University Conference "Electronics and Radiophysics of Ultra-High Frequencies (UHF-99)". St.Petersburg, May 24-28, 1999. – Pp. 464-467.
5. *Пчельников Ю.Н.* Излучение замедленной электромагнитной волны в магнитодиэлектрик / Радиотехника и электроника. 1995. – Т.40. – № 4. – С.532-538.
6. *Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В.* Особенности применения замедленных электромагнитных волн в биологии и медицине // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2012. Материалы 10-й юбилейной Международной научно-технической конференции, 19-20 сентября 2012 г. Саратов: Саратовский государственный технический университет, 2012. – С. 219-227.
7. *Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В.* Исследование электрода для трансуретральной микроволновой термотерапии на основе замедляющей системы типа коаксиальный ребристый стержень // Труды LXVII Научной сессии , посвященной Дню радио. – Москва, 2012. – С. 369-372.
8. *Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В., Нестерова Д.А.* Исследование электрода на основе коаксиальной ребристой линии для лечения доброкачественной гиперплазии простаты // Медицинская физика и инновации в медицине: материалы V Троицкой конф. ТКМФ-5. Троицк, 2012. – Т.2. – С. 294-296.
9. *Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В.* Электродинамический анализ резонатора на основе коаксиальной ребристой линии // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. – № 10. – С. 54-55.
10. *Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В.* Патент РФ на изобретение № 2 525 273. Внутриполостной микроволновый излучатель (варианты) // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. 2014. № 22.
11. *Пчельников Ю.Н., Елизаров А.А., Нестерова Д.А., Шаймарданов Р.В.* Перспективы создания новых микроволновых излучателей и электродов для физиотерапии на замедляющих системах // Innovative information technologies: Materials of The International Scientific-Practical Conference, Prague, 2013, April 22-26. – 2013. – Part 2. – С. 233-238.
12. *Елизаров А.А., Шаймарданов Р.В.* Исследование электродов для внутриполостной микроволновой физиотерапии с экранировкой магнитного поля // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. – № 9. – С. 82-84.
13. *Yelizarov A., Pchelnikov Y., Shaymardanov R.* Electro-Dynamic Analysis of the Slow-Wave Structure Formed by the Ribbed Coaxial Line // *Proceedings of the 15th IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC-2014).* Monterey: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014. – Pp. 297-298.
14. *Elizarov A.A., Shaymardanov R.* Medical electrod developing based on slow-wave system in case of prostate gland disease // *Proceedings 2014 International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering (ISEEE – 2014), April 26-28, 2014, Sapporo City, Hokkaido, Japan* Vol. 2. Sapporo City: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014. – Pp. 702-707.
15. *Елизаров А.А., Каравашкина В.Н., Нестерова Д.А., Шаймарданов Р.В.* Моделирование микроволнового излучателя на основе коаксиального ребристого стержня // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. – Т.8. – №10. – С. 24-26.

THE ANALYSIS OF METHODS AND DEVICES FOR BIOFABRICS TRANSURETHRAL MICROWAVE THERMOTHERAPY

A. Yelizarov, R. Shaymardanov, *Moscow, Russia*

Abstract

Now the electronic devices based on slow wave systems and electromagnetic waves excited in them were widely adopted in microwave electronics. They are also successfully applied at creation new elements of radio-frequency and microwave paths, instrumentations and devices, materials electromagnetic heating and etc. One of the perspective directions of slow wave systems usage is possibility of their implementation in biology and medicine as antennas and radiators for radio-frequency and microwave physical therapy, a radio-thermy and a tomography, sensitive elements for medical diagnostics, devices for sterilization and heat treatment. Advantages of usage slow wave systems in biology and medicine are based on electrodynamic and design features of structures which follow from distribution of an electromagnetic field near their surfaces. In this we are looking for features of usage slow wave systems in relation to area with high value of dielectric permeability, in particular to biofabrics, and also the problems connected with creation of electrodes for intracavitary microwave physical therapy on slow wave systems with primary concentration of electric field in biofabrics, adjacent to electrode surface. In this work the results of modeling microwave radiator on the basis of a ribbed coaxial line were received on Ansoft HFSS v.12 and CST Microwave Studio 2011 software. The theoretical ratios whice were received as a result of the electrodynamic analysis allow to calculate change of phase speed of slowed-down electromagnetic wave in the coaxial line with ridge conductors and are in good compliance with results of physical experiment. Application of such structure represents practical interest as allows to reduce its longitudinal geometrical sizes with preservation of electric wavelength. Except urological procedures of transurethral microwave thermotherapy, the offered electrode on the basis of a ribbed line can be used also as a radiation source for the microwave tomograph at research of large blood vessels or a gullet. Besides, its application as the tiny reception antenna at radiometry and a termografiya is possible.

Keywords: *slow wave system, ribbed coaxial rod, slowing down coefficient, dispersion characteristic, wave resistance, prostate gland hyperplasia.*

References

1. *Yelizarov A.A., Pchelnikov Yu.N.* Radio wave elements of technological devices and devices with use of the electrodynamic slow wave systems. M.: Radio and communication, 2002. 200 p. [*in Russian*]
2. *Yelizarov A.A.* Technological processes and devices on the slowed-down electromagnetic waves: current state and tendencies of development / Physics of wave processes and radio engineering systems. 1998. Vol.1. No.1. Pp. 41-49. [*in Russian*]
3. *Pchelnikov Yu.N.* Medical application of slow-wave structures. 40th Annual Microwave Symposium Proceedings. August 9-11, 2006. Pp. 1-5. [*in Russian*]
4. *Pchelnikov Yu.N., Yelizarov A.A.* Medical application of slow electromagnetic waves. Proceedings International University Conference "Electronics and Radiophysics of Ultra-High Frequencies (UHF-99)". St.Petersburg, May 24-28, 1999. Pp. 464-467.
5. *Pchelnikov Yu.N.* Radiation of the slowed-down electromagnetic wave in magnetodielectric. Journal of Communication Technology and Electronics. 1995. Vol.40. No. 4. Pp. 532-538. [*in Russian*]
6. *Yelizarov A.A., Shaymardanov R.V.* Features of application of slow electromagnetic waves in biology and medicine. Actual Problems of Electron Devices Engineering APEDE-2012. Materials of the 10th jubilee International scientific and technical conference, September 19-20, 2012, Saratov: Saratov State Technical University, 2012. Pp. 219-227. [*in Russian*]
7. Yelizarov A.A., *Shaymardanov R.V.* Research of an electrode for transurethral microwave thermotherapy based on coaxial ridge core slowing-down system. Works LXVII of the Scientific session devoted to Day of radio. Moscow, 2012. Pp. 369-372. [*in Russian*]
8. *Yelizarov A.A., Shaymardanov R.V., Nesterova D.A.* Research of an electrode on the basis of the coaxial ribbed line for prostate gland hyperplasia treatment/ Medical physics and innovations in medicine: Materials V Troitsk conf. TKMF-5. Troitsk, 2012. Part 2. Pp. 294-296. [*in Russian*]
9. *Yelizarov A.A., Shaymardanov R.V.* Electrodynamic analysis of resonator-based coaxial ribbed lines. T-Comm. 2012. No. 10. Pp. 54-55. [*in Russian*]
10. Yelizarov A.A., *Shaymardanov R.V.* Patent RU No. 2 525 273. Intracavitary microwave radiator (options). Invention. Utility model. Official Bulletin of the Federal service for intellectual property, patents and trademarks. 2014. No. 22. [*in Russian*]
11. *Pchelnikov Yu.N., Yelizarov A.A., Nesterova D.A., Shaymardanov R.V.* The prospects of creating a new radiators and electrodes for physiotherapy on slow wave systems // Innovative information technologies: Materials of The International Scientific-Practical Conference, Prague, 2013, April 22-26. 2013. Part 2. Pp. 233-238. [*in Russian*]
12. *Yelizarov A.A., Shaymardanov R.V.* The study of electrodes for intracavitary microwave physiotherapy shielding magnetic field. T-Comm. 2013. No. 9. Pp. 82-84. [*in Russian*]
13. *Yelizarov A., Pchelnikov Y., Shaymardanov R.* Electro-Dynamic Analysis of the Slow-Wave Structure Formed by the Ribbed Coaxial Line. Proceedings of the 15th IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC-2014). Monterey: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014. Pp. 297-298.
14. *Elizarov A. A., Shaymardanov R.* Medical electrod developing based on slow-wave system in case of prostate gland disease. Proceedings 2014 International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering (ISEEE - 2014), April 26-28, 2014, Sapporo City, Hokkaido, Japan Vol. 2. Sapporo City: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014. Pp. 702-707.
15. *Yelizarov A.A., Karavashkina V.N., Nesterova D.A., Shaymardanov R.V.* Modeling of microwave radiator on the basis of coaxial ribbed rod. T-Comm. 2014. Vol. 8. No. 10. Pp. 24-26. [*in Russian*]

Information about authors:

Andrey Yelizarov, Ph. D., professor, National Research University "Higher School of Economics", Russia, Moscow, **a.yelizarov@hse.ru**

Ruslan Shaymardanov, post-graduate student, National Research University "Higher School of Economics", Russia, Moscow, **ruslan.shaymardanov@bk.ru**

РАСЧЕТ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПЛОСКОЙ ПЕЧАТНОЙ ДВУХСЛОЙНОЙ АНТЕННЫ

Корнюхин Владимир Ильич,
к.т.н., доцент, МТУСИ, Москва, Россия,
kvi@mtuci2.ru

Седов Владимир Михайлович,
к.т.н., доцент, МТУСИ, Москва, Россия,
tedia@mtuci.ru

Ключевые слова: *печатная антенна, антенна вытекающей волны, двумерно-периодическая структура, реактивные нагрузки, импедансные граничные условия.*

Приведен расчет и результаты экспериментальной проверки макета плоской печатной двухслойной антенны. Расчет антенны проведен методом синтеза по заданному полю с использованием граничных условий импедансного типа для двумерно-периодических нагруженных структур. Исследуемая антенна, построена по схеме антенны вытекающий волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в активную двумерно-периодическую нагруженную структуру, расположенную на высоте h1 и характеризующуюся периодами T и T1, и нагрузками ZH1. Отличие состоит в том, что параллельно активной излучающей структуре над ней, на высоте h2 от металлической подложки расположена вторая пассивная двумерно-периодическая нагруженная структура, характеризующаяся периодами T2, T3 и нагрузками ZH2. Использование при расчете антенн усредненных полей, удовлетворяющих волновому уравнению, позволило учесть взаимные связи между излучающими элементами, а прямая связь усредненных полей с величинами нагрузок в двумерно-периодической структуре позволило создать регулируемую связь излучающих элементов с линией питания и осуществить преобразование энергии волны питания в энергию волны излучения. Под заданную длину антенны, направление максимального излучения и входное сопротивление антенны был рассчитан, изготовлен и экспериментально исследован макет антенны. Приведены результаты расчетов параметров двумерно-периодических структур. При этом нагрузки верхней пассивной структуры постоянны по длине и имеют индуктивный характер, а нагрузки нижней активной структуры так же постоянны по длине, но имеют емкостной характер. Результаты расчетов и экспериментальной проверки показали, что введение дополнительной двумерно-периодической полупрозрачной нагруженной структуры позволило осуществить синтез плоских печатных антенн большой длины (L>λ), а реализация рассчитанных двумерно-периодических структур с реактивными нагрузками на основе использования прогрессивной технологии изготовления печатных схем значительно упростила конструкцию антенны и открыла широкие возможности для ее практического использования, как в качестве отдельной самостоятельной антенны, так и в качестве элемента антенной решетки.

Для цитирования:
Корнюхин В.И., Седов В.М. Расчет и экспериментальные исследования плоской печатной двухслойной антенны // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 44-47.

For citation:
Kornyukhin V.I., Sedov V.M. Calculation and pilot studies of the flat printing two-layer aerial. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 44-47. (*in Russian*).

Известна методика синтеза антенны вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в полупрозрачную двумерно-периодическую нагруженную структуру, характеризующуюся периодами T, T_1 и нагрузками Z_H (рис. 1). Однако, предложенная в [1] методика позволяет реализовать только короткие антенны ($L < \lambda$), (L – длина антенны, λ – длина волны на расчетной частоте), так как неизвестная функция распределения величин чисто реактивных нагрузок $Z_H(y) = i\ X_H(y)$ представляется в виде двучленной формулы ряда Тейлора по y и точность расчета будет тем выше, чем меньше длина антенны (точность решения определяется величиной первого отброшенного члена ряда).

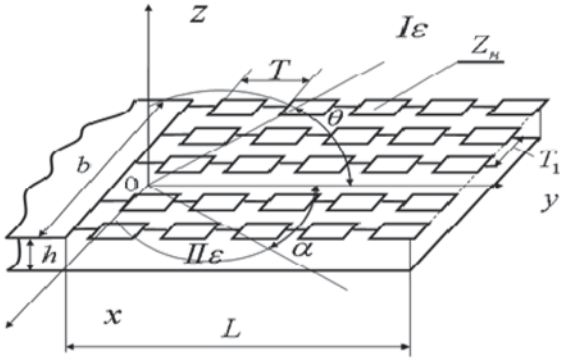


Рис. 1. Схема антенны вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую нагруженную структуру

Известна также методика синтеза антенн вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в полупрозрачную двумерно-периодическую нагруженную структуру, а нижняя пластина в рельефную импедансную подложку (рис. 2) [2, 3], которая позволяет реализовать плоские печатные антенны большой длины ($L > \lambda$), но наличие рельефной импедансной подложки, реализованной в виде ребристой структуры из дюрали усложняет конструкцию антенны и ограничивает возможности ее практического использования.

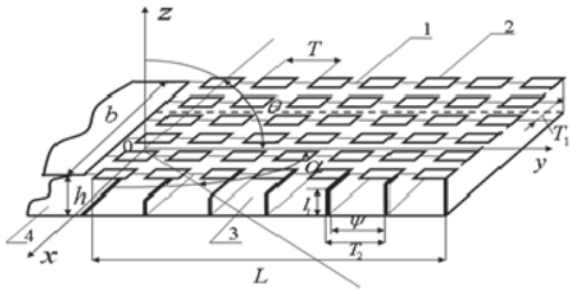


Рис. 2. Схема антенны вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую нагруженную структуру, а нижняя – в рельефную импедансную подложку

В качестве математического аппарата для расчета этих антенн использовались известные граничные условия двух типов: односторонние импедансные граничные условия на ребристой структуре, а также двухсторонние граничные условия импедансного типа для нагруженной полупрозрачной двумерно-периодической структуры [4]. Указанные граничные условия позволяют связать среднее ближнее поле около антенны либо с геометрией ребристой структуры, либо с величинами нагрузок включаемых в полупрозрачную двумерно-периодическую структуру.

Использование при расчете антенн усредненных полей, удовлетворяющих волновому уравнению, позволило учесть взаимные связи между излучающими элементами, а прямая связь усредненных полей с величинами нагрузок в двумерно-периодической структуре позволило создать регулируемую связь излучающих элементов с линией питания и осуществить преобразование энергии волны питания в энергию волны излучения.

В настоящее время известна также и методика синтеза плоской печатной двухслойной антенны [5]. Предлагаемая антенна, также как и антенна на рис. 1, построена по схеме антенны вытекающий волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в активную двумерно-периодическую нагруженную структуру, расположенную на высоте h_1 и характеризующуюся периодами T и T_1, нагрузками Z_{H1}.

Отличие состоит в том, что параллельно активной излучающей структуре на высоте h_2 от металлической подложки расположена вторая пассивная двумерно-периодическая нагруженная структура, характеризующаяся периодами T_2, T_3 и нагрузками Z_{H2} (рис. 3).

Полупрозрачные нагруженные структуры расположенные на высоте $Z = h_1$ и $Z = h_2$ осуществляют преобразование энергии волны поступающей по линии питания в область III в энергию волны излучения уходящей от антенны (область I).

Расчет предлагаемой антенны ведется также методом синтеза по заданному полю с использованием известных импедансных граничных условий для двумерно-периодических нагруженных структур.

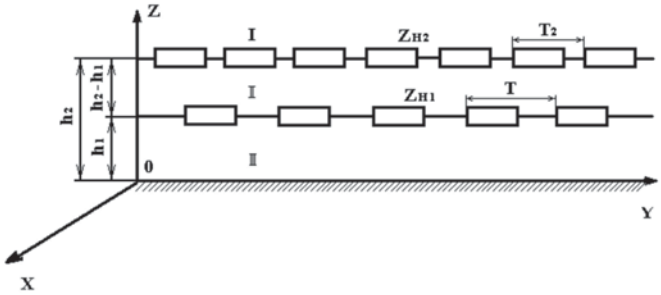


Рис. 3. Схема плоской двухслойной печатной антенны на основе полупрозрачных двумерно-периодических нагруженных структур

Поле излучения антенны в области I задается магнитной составляющей в виде:

$$H_{x1} = A_1 e^{pz} e^{qy}, \quad (1)$$

где $p = -n\cos\theta - im\sin\theta$; $q = -im\cos\theta + n\sin\theta$

Поле в области II задается в виде

$$H_{x2} = \left(A_2 e^{pz} + B_2 e^{-pz}\right) e^{qy}. \quad (2)$$

Поле в области III задается в виде

$$H_{x3} = A_3 e^{qy} chpz. \quad (3)$$

Основные соотношения для расчета антенны были получены на основе следующих выражений:

– граничные условия для двумерно-периодической структуры, расположенной в плоскости Z = h_2 имеют следующий вид:

$$Ey_{1_{z=h_2}} = Ey_{2_{z=h_2}}, \quad (4)$$

$$Z_{H2} = iX_2 = \frac{T_2}{T_3}\frac{E_{y1_{z=h_2}}}{H_{x1_{z=h_2}} - H_{x2_{z=h_2}}}, \quad (5)$$

– граничные условия для двумерно-периодической структуры, расположенной в плоскости Z = h_1 имеют следующий вид:

$$Ey_{2_{z=h}} = Ey_{3\,z=h_1} \quad (6)$$

$$Z_{H1} = y_1 + ix_1 = \frac{T}{T_1}\frac{Ey_{2_{z=h_1}}}{Hx_{2\,z=h_1} - Hx_{3_{z=h_1}}} \quad (7)$$

Поскольку построение антенны предполагает чисто реактивные сопротивления нагрузок и отсутствие потерь в металлических проводниках, то должно быть справедливо уравнение энергетического баланса, связывающее активную мощность, поступающую в область III с активной мощностью, уходящей в полупространство I:

$$\mathrm{Re}\int_0^h \dot{E}z_{3_{y=0}}\,\overset{*}{Hx}_{3_{y=0}}\,dz = -\mathrm{Re}\int_0^L \dot{E}y_{2_{z=h_1}}\,\overset{*}{Hx}_{2_{z=h_1}}\,dy \quad (8)$$

Связь между длиной антенны *L* и величиной реактивных нагрузок X_2 может быть установлена из этого уравнения.

Входное сопротивление антенны может быть вычислено по формуле

$$Z_{вх} = \frac{P_{вх}}{|I|^2}, \text{ где: } I = b\cdot Hx_3 / y = 0$$

$$P_{вх} = b\int_0^{h_1} \dot{E}\,z_{3_{y=0}}\,\overset{*}{Hx}_{3_{y=0}}\,dz, \; b - \text{ширина антенны.}$$

Для заданных значений $R_{вх}$ и h_1 из этого уравнения определяется ширина антенны b.

Диаграмма направленности рассматриваемой антенны при *n=0* в плоскости *E* (плоскость *ZOY*) определяется следующим выражением

$$f(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{kL}{2}(\cos\theta - \cos\theta_1)\right]}{\frac{kL}{2}(\cos\theta - \cos\theta_1)}\cdot\left(\frac{1+\cos(90^\circ - \theta)}{2}\right) \quad (9)$$

Где θ – угол отсчитываемый от плоскости антенны (плоскость XOY), θ_1 – направление максимума излучения.

Ненормированная диаграмма направленности антенны в плоскости *H* (плоскость XOZ) может быть записана в виде

$$f(\alpha) = \frac{\sin\left(\frac{кв}{2}\sin\alpha\right)}{\frac{кв}{2}\sin\alpha}\cdot\left(\frac{1+\cos\alpha}{2}\right) \quad (10)$$

где α – угол, отсчитываемый от нормам к плоскости XOY.

Результаты расчета и эксперимента.

По полученным расчетным соотношениям для выбранных L = 2λ, $R_{вх}$, $\theta_1 = 75^\circ$, $h_1 = 0.12\,\lambda$, $h_2 \approx 0.25\,\lambda$ были рассчитаны величины реактивных нагрузок X'_2, X'_1, ширина антенны b и диаграммы направленности в плоскостях *E* и *H*:

$$X'_2 = 0.144;\; X'_1 = -0.541;\; b = 0.5\lambda.$$

Рассчитанные диаграммы направленности по мощности представлены на рис. 4.

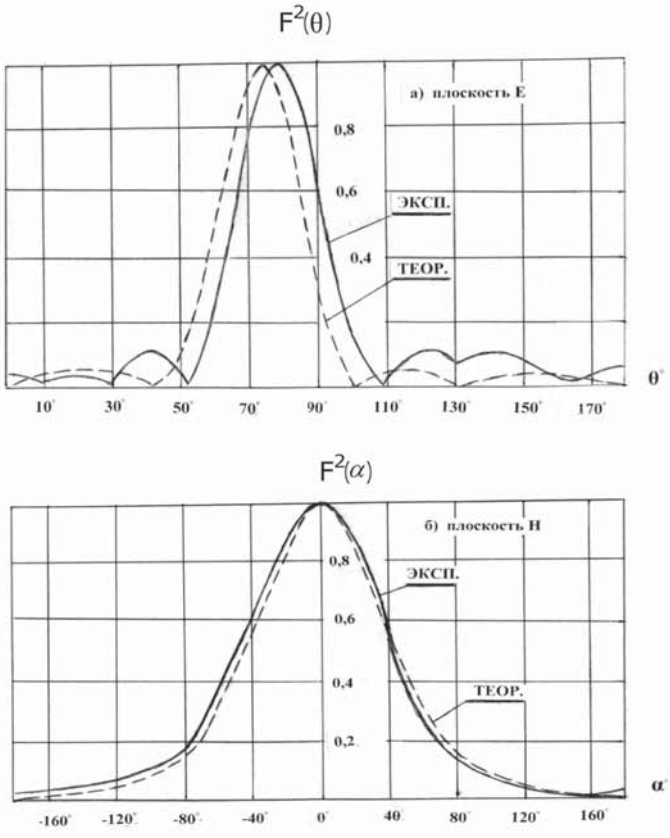


Рис. 4. Рассчитанные и экспериментальные диаграммы направленности по мощности: а) в плоскости *E* б) в плоскости *H*

По результатам расчетов был изготовлен макет антенны, в котором емкостные нагрузки X_1 были рассчитаны по формулам плоского конденсатора и реализованы с использованием технологии изготовления печатных схем из фольгированного с двух сторон стекло-

текстолита, а индуктивные нагрузки X_2 были рассчитаны и реализованы в виде короткозамкнутых отрезков двухпроводной линии и реализованы так же с использованием технологии изготовления печатных схем из фольгированного с одной стороны стеклотекстолита.

Как показали результаты испытаний, входное сопротивление исследуемой антенны при $h_2 \approx 0.25\ \lambda$ является чисто активным и его величина зависит от высоты h_1 и ширины b. Экспериментальные диаграммы направленности макета антенны представленные на рис. 4 соответствуют расчетным.

Выводы

Как показали результаты расчетов и экспериментальной проверки макета антенны, введение дополнительной двумерно-периодической полупрозрачной нагруженной структуры позволило осуществить синтез плоских печатных антенн большой длины ($L > \lambda$), а реализация рассчитанных двумерно-периодических структур с реактивными нагрузками в дециметровом диапазоне на основе использования прогрессивной технологии изготовления печатных схем значительно упростила конструкцию антенны и открыла широкие возможности для ее практического использования, как в качестве отдельной самостоятельной антенны, так и в качестве элемента антенной решетки, например, в качестве антенны базовых станций для систем сотовой связи.

Литература

1. *Терешин О.Н., Корнюхин В.И.* Расчет малодобротных антенн вытекающей волны на базе полосковой линии методом последовательных приближений. – Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника, 1981, т. XXIV, №1. С. 40-45.
2. *Терешин О.Н., Корнюхин В.И.* Расчет антенн, построенных на базе различных линий питания и работающих в режиме вытекающей волны. – М.: ВЗЭИС, 1985, 74 с.
3. *Корнюхин В.И., Седов В.М.* Синтез антенн вытекающей волны на основе полосковых линий – Сборник «Антенны», №2 (129) 2008. С. 3-10.
4. *Терешин О.М., Седов В.М., Чаплин А.Ф.* Синтез антенн на замедляющих структурах. – М.: Связь, 1980. 136 с.
5. *Корнюхин В.И.* Синтез плоской двухслойной печатной антенны на основе полупрозрачных двумерно-периодических нагруженных структур // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, Спецвыпуск по итогам 3-й отраслевой НК «Технологии информационного общества» Ч.2, 2009. С. 16-17.

CALCULATION AND PILOT STUDIES OF THE FLAT PRINTING TWO-LAYER AERIAL

Kornyukhin V.I., Sedov V.M., *Moscow, Russia*

Abstract

Calculation and results of experimental check of the model of the flat printing two-layer aerial is given. Calculation of the aerial is carried out by a synthesis method on the set field with use of boundary conditions of impedance type for the two-dimensional and periodic loaded structures. The studied aerial, is constructed according to the aerial scheme following waves on the basis of the strip line which top plate passes to the active two-dimensional and periodic loaded structure located at height of h1 and which was characterized by the periods T and T1, and loadings Zl1. Difference consist that parallel to active radiating structure over it, at h2 height from a metal substrate the second passive two-dimensional and periodic loaded structure, which was characterized by the periods T2 and T3 and loadings Zl2 is located. Use at calculation of aerials of the average fields, satisfying to the wave equation, allowed to consider an interconnection between radiating elements, and direct link of average fields with sizes of loadings in two-dimensional and periodic structure allowed to create adjustable communication of radiating elements with the line of a feed and to carry out transformation of energy of a wave of a feed to energy of a wave of radiation. Under the set length of the antenna, the direction of the maximum radiation and input resistance of the antenna the model of antenna was calculated and created, and experimentally investigated. Results of calculations of parameters of two-dimensional and periodic structures are given. Thus loadings of the top passive structure are constant on length and have inductive character, and loadings of the bottom active structure as are constant on length, but have capacitor character. Results of calculations and experimental test showed that introduction of the additional two-dimensional and periodic translucent loaded structure allowed to carry out synthesis of flat printing antennas of big length ($L>\lambda$), and realization of the calculated two-dimensional and periodic structures with reactive loadings on the basis of use of progressive manufacturing techniques of printed circuits considerably simplified a design of the aerial and opened ample opportunities for its practical use, both as the separate independent aerial, and as an element of an antenna lattice.

Keywords: *the printing antenna, the antennal of a flowing wave, two-dimensional and periodic structure, reactive loadings, impedance boundary conditions.*

References

1. *Tereshin O. N., Kornyukhin V. I.* Calculation of low-sound aerials of a following wave on the basis of the strip line a method of consecutive approach. Kiev, USSR, 1981, News of high education university. Ser. Radio Electronics XXIV, No. 1, Pp 40-45. [*in Russian*]
2. *Tereshin O. N., Kornyukhin V. I.* Calculation of the antennas, constructed on the basis of various lines of a food and working in a mode of the following wave. Moscow, USSR, 1985, 74 p. [*in Russian*]
3. *Kornyukhin V. I., Sedov V.M.* Sintez's sets of antennas of a following wave on the basis of strip lines - the Collection. Antennas, No. 2 (129) 2008, pp 3-10. [*in Russian*]
4. *Tereshin O. M., Sedov V. M., Chaplin A.F.* Synthesis of antenna, on slowing-down structures Moscow, USSR, 1980, 136 p. [*in Russian*]
5. *Kornyukhin V. I.* Synthesis of the flat two-layer printing aerial on the basis of the translucent two-dimensional and periodic loaded structures. T-Comm, Vol.2, 2009, pp 16-17. [*in Russian*]

Information about authors:
Kornyukhin Vladimir Ilyich, MTUCI, docent, **kvi@mtuci2.ru**; *Sedov Vladimir Mikhaylovich*, MTUCI, docent, **tedia@mtuci.ru**

ДВУХЗВЕННОЕ СОГЛАСУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ДЛИННОВОЛНОВЫХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ АНТЕНН

Гайнутдинов Тимур Аншарович,
к.т.н., доцент кафедры ТЭДиА МТУСИ, Москва, Россия,
tedia@mtuci.ru

Гаранкина Наталья Ильинична,
соискатель кафедры ТЭДиА МТУСИ, Москва, Россия

Кочержевский Вадим Георгиевич,
доцент кафедры ТЭДиА МТУСИ, Москва, Россия

Ключевые слова: *широкополосное согласование, добротность антенны, Г-цепь, параллельный контур, последовательный контур.*

В связи с переходом на стандарты цифрового радиовещания в нашей стране возникает проблема модернизации действующих антенно-фидерных устройств для работы в данных стандартах. Одним из ключевых требований к антеннам цифрового радиовещания является высокое качество согласования во всей полосе радиосигнала – 9 кГц. Учитывая размеры нашей страны, наиболее интересным представляется освоение цифровыми стандартами длинноволнового диапазона, так как это позволит в кратчайшее время покрыть всю территорию высококачественным радиосигналом. Однако, для этого диапазона весьма узкая полоса 9 кГц уже является широкой из-за малости частоты несущей, в связи с чем использование стандартных схем узкополосного согласования, апробированных на практике аналогового радиовещания, не представляется возможным. Целью данной работы является описание способов построения сравнительно простых, широкополосных согласующих устройств, обеспечивающих высокое качество согласования в полосе 9 кГц ДВ радиовещательных антенн.

На практике, в современном аналоговом ДВ радиовещании в качестве согласующих устройств используются Г-цепи, представляющие параллельно-последовательное включение катушки и конденсатора. В работе показано, что использование подобной цепи для требований цифрового радиовещания невозможно из-за малости полосы согласования. Для расширения полосы согласования предлагается использовать либо однозвенные цепи согласования, состоящие из цепи уменьшения добротности в виде параллельного контура и цепи трансформации – Г-цепи, либо двухзвенные цепи, состоящие из составной цепи уменьшения добротности в виде комбинации параллельного и последовательного контура и цепи трансформации в виде Г-цепи. При этом по количеству катушек и конденсаторов двухзвенная цепь превосходит однозвенную всего на один конденсатор Приводятся численные результаты по согласованию различных длинноволновых радиовещательных антенн как с однозвенной так и с двухзвенной цепью согласования. Показано, что переход от однозвенной схемы к двухзвенной позволяет увеличить полосу согласования по КСВ не хуже 1.1 на 25-45%, причем чем больше добротность согласуемой антенны, тем больше выигрыш.

Для цитирования:
Гайнутдинов Т.А., Гаранкина Н.И., Кочержевский В.Г. Двухзвенное согласующее устройство длинноволновых радиовещательных антенн // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 48-56.

For citation:
Gainutdinov T.A., Garankina N.I., Kocherzhewski V.G. Two-unit matching device of the long-wave broadcasting antenna.s T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 48-56. (*in Russian*).

Переход к цифровым стандартам радиовещания является одной из главных задач развития индустрии радио в нашей стране. Учитывая большие размеры ее территории для организации быстрого и коммерчески эффективного перехода к «цифре» было бы желательно начать его с длинноволнового (ДВ) радиовещательного диапазона. Действительно [1], поверхностные волны, огибающие землю, испытывают меньшее затухание в ДВ диапазоне, по сравнению со средневолновым (СВ) диапазоном. Кроме того, в России существует мощный парк ДВ радиовещательного оборудования, который сейчас практически не используется, в силу чего его модернизация может быть экономически более оправдана, чем фактически построение заново огромного количества высокомощных СВ передатчиков и антенно-фидерных устройств. Одной из ключевых проблем при переходе на цифровое радиовещание является улучшения качества согласования во всей полосе вещательного сигнала. Так, вопросы работы вещательных передатчиков в одном из самых популярных стандартов цифрового вещания DRM на относительно узкополосные ДВ антенны и требования к их качеству согласования обсуждались в [2, 3]. В частности, в [2] показано, что при работе современного передатчика с ШИМ модулятором в режиме DRM на узкополосную антенну возможно существенное (до 15 дБ) превышение его выходного спектра над ограничительной линией (маской) допустимых внеполосных радиоколебаний.

Для устранения данного эффекта в [3] сформулированы требования к КСВ антенны при работе передатчика в цифровом режиме стандарта DRM:

– величина КСВ должна быть ≤1.05 в полосе частот ± 5 кГц от несущей;

– величина КСВ должна быть ≤1.1 в полосе частот ± 10 кГц от несущей.

Следует отметить, что перечисленные требования к допустимому КСВ нагрузки относятся только к конкретному, исследованному в [2] типу передатчиков с применяемым в них методом высокоэффективного усиления, выбранной тактовой частотой ШИМ и т.д. Так, например, передатчики фирмы Nautel (с более высокой тактовой частотой ШИМ) допускают КСВ ≤ 1.1 в полосе частот ± 4.5 кГц от несущей для сигнала DRM с полосой 9 кГц.

Как показывает анализ [4, 5], входной КСВ реальных, используемых в настоящее время длинноволновых антенн в полосе цифрового сигнала существенно превышает вышеуказанные, требуемые значения. Естественно, этот КСВ зависит как от конструкции действующих ДВ антенн, так и от типа используемых согласующих устройств. В настоящее время в качестве согласующих устройств ДВ диапазона используются [6] Г-цепи (рис. 1а,б) или их модификации, так называемые П- и Т-цепи (рис. 2а,б).

Модификации Г-цепей используются, как правило, в тех случаях, когда номиналы настроечных индуктивностей и/или емкостей получаются такими большими, что их реализация является экономически неоправданной.

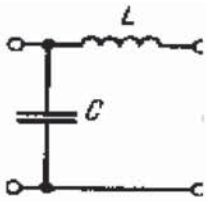


Рис. 1а. LC-цепь

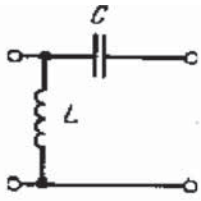


Рис. 1б. CL-цепь

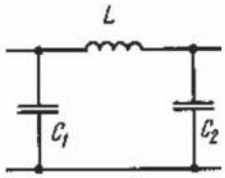


Рис. 2а. П-цепь

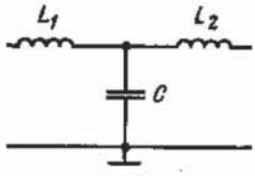


Рис. 2б. Т-цепь

Никаким выигрышем по широкополосности согласования ни П-, ни Т-цепи не обладают [6]. Методы расчета, практической реализации и настройки подобных схем хорошо апробированы за более чем 50-летний опыт эксплуатации ДВ радиовещания, поэтому желательно вести разработку новых более широкополосных устройств на основе Г-цепей или их модификаций. Изначально, Г-цепь была разработана как узкополосное устройство, обеспечивающее практически идеальное (КСВ ≤ 1.03) согласование любой нагрузки с ненулевым активным сопротивлением на фиксированной частоте. При этом КСВ на границе полосы вещательного сигнала мог достигать величины 1.8-2 [4], что было вполне приемлемо для аналогового вещания, но абсолютно недопустимо для цифрового. В [5] было показано, что Г-цепи при любой практически реализуемой модификации действующих ДВ антенн не способны обеспечить требуемое качество согласования в нужной полосе.

Однако Г-цепи успешно справляются с трансформацией чисто активного сопротивления нагрузки в чисто активное сопротивление в весьма широкой полосе частот, заведомо превосходящей требования цифрового радиовещания, поэтому возможно [5] создание сравнительно простых согласующих устройств состоящих из звена компенсации реактивной составляющей входного сопротивления антенны – последовательный или параллельный колебательный контур, а также цепи трансформации активного сопротивления – Г-цепи. Естественно, использование такого согласующего устройства возможно лишь при весьма специфическом характере частотного поведения входного сопротивления антенны, но как было указано в [4, 7] подобным поведением при весьма несложных модификациях удовлетворяют практически все антенны-мачты ДВ диапазона. Другой метод согласования таких антенн в сравнительно широкой полосе с помощью частотно-расширительной цепи (ЧРЦ) с балластным активным сопротивлением приведен в [8]. В этой работе показано, что для антенн с малой добротностью при использовании такой ЧРЦ можно обеспечить весьма широкую полосу согласования при приемлемом уменьшении КПД.

Неизбежное наличие в составе согласующего устройства Г-цепи позволяет составлять чуть более сложные схемы согласования, позволяющие расширить рабочую полосу по сравнению с результатами, приведенными в [4, 5]. Необходимость такого расширения обусловлена, как сложностью согласования высоко добротных антенн в пределах нужной полосы, так и возможностью еще большего ужесточения требований к качеству согласования в требуемой полосе. Прежде чем перейти к непосредственному описанию согласующих схем кратко остановимся на особенностях широкополосного согласования нагрузок в виде последовательного контура с небольшим активным сопротивлением. Типичная картина [4] частотного поведения входного сопротивления ДВ радиовещательной антенны приведена на рис. 3.

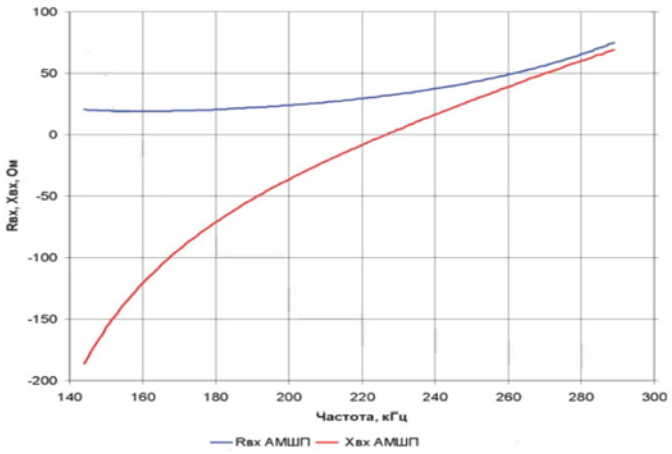


Рис. 3. Входное сопротивление ДВ антенны мачты шунтового питания

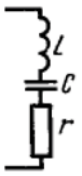


Рис. 4. Эквивалентная схема антенны

В пределах полосы радиовещательного сигнала (± 5 кГц) и даже в пределах нормируемой полосы внеполосных радиоколебаний (± 10 кГц) с некоторой неточностью такое поведение может быть представлено в виде простейшей эквивалентной схемы, изображенной на рис. 4. Параметры такой схемы (r, L, C) и ее добротность Q могут быть рассчитаны на основе следующего простого алгоритма [4].

Исходные данные: нижняя частота – $f_н$ (нижняя круговая частота $\omega_н$), центральная частота – f_0 (центральная круговая частота ω_0), верхняя частота – $f_в$ (верхняя круговая частота $\omega_в$), входное сопротивление антенны на нижней частоте – $R_н+iX_н$, на центральной частоте R_0+iX_0, на верхней $R_в+iX_в$.

Порядок расчета

1. Определяется знак X_0. Если знак положительный то п.5
2. $L_1 = -X_o / \omega_0$
3. $X_н^{'} = X_н + \omega_н L_1 ; X_в^{'} = X_в + \omega_в L_1$
4. Идем в пункт 7.
5. $C_1 = 1/(X_0 \omega_0)$
6. $X_н^{'} = X_н - \frac{1}{\omega_н C_1} ; X_в^{'} = X_в - \frac{1}{\omega_в C_1}$
7. $C_н = \frac{1}{X_н^{'}}\left(\frac{1}{\omega_н} - \frac{\omega_н}{\omega_0^2}\right); C_в = \frac{1}{X_в^{'}}\left(\frac{1}{\omega_в} - \frac{\omega_в}{\omega_0^2}\right)$
8. $C = \frac{C_н + C_в}{2}; L = 1 \Big/ \omega_0^2 C$
9. Добротность $Q = \frac{1 \Big/ \omega_0 C_0}{R_0}$

Механизмы согласования нагрузок, описанных с помощью эквивалентной схемы на рис. 4 хорошо известны [9,10]. Главной неточностью такого эквивалента является фактическое пренебрежение изменением активного сопротивления антенны по частоте. В связи с этим наиболее эффективно результаты, полученные в вышеприведенных классических работах, могут быть использованы в случаях, когда активное сопротивление практически не меняется по частоте. В общем же случае, как наглядно видно из рис.3 частотное поведение активной части входного сопротивления может быть представлено в виде полинома второй степени с положительными коэффициентами

$$R_{вх}(f) = R_0 + R_1 f + R_2 f^2, \quad (1)$$

где R_0,R_1,R_2 – коэффициенты, определяемые для каждой антенны индивидуально. Создание методов согласования даже чисто активных нагрузок с подобным частотным поведением является абсолютно неизвестным в области теории согласования вопросом, решение которого могло бы существенно увеличить полосы согласования и соответственно, рабочие полосы весьма широкого круга антенн.

Перейдем теперь непосредственно к краткому изложению методов широкополосного согласования нагрузок, которых можно представить в виде эквивалента, представленного на рис.4 Проблема широкополосного согласования комплексных нагрузок в общем виде была исследована и решена Р. Фано в его докторской диссертации, защищённой в 1947 году. Часть этой диссертации, посвященная вопросам широкополосного согласования, опубликована в виде статьи в 1950 г. Русский перевод [9] опубликован в виде книги в 1965 г. В этой книге в качестве частного случая была решена задача широкополосного согласования нагрузки в виде последовательного контура с омическими потерями. Для согласования такой нагрузки в предельной по Фано полосе предлагалась следующая схема

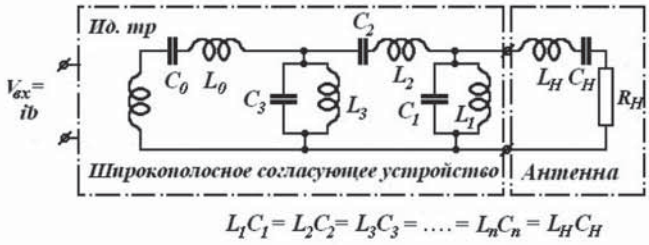


Рис. 5. Схема широкополосного согласования по Фано

Фактически схема согласования представляет полосовой фильтр с бесконечным числом звеньев. Звеном называется пара из двух контуров, один из которых параллельный включается параллельно относительно антенны-нагрузки, а второй последовательный включается последовательно. Общее число элементов в звене 4 (2 емкости и 2 катушки). При этом даже при бесконечным числе звеньев, т.е. бесконечной длине согласующей цепи полоса согласования конечна и удовлетворяет следующему предельному равенству

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{\pi}{Q \ln \frac{KCB_{доп}+1}{KCB_{доп}-1}} \qquad (2)$$

Естественно, при реальном, конечном числе звеньев полоса согласования меньше предельной. Дальнейшее развитие идей Фано, применительно к интересующему нас случаю широкополосного согласования резонансных нагрузок, получило в работах советского ученого Д.М.Сазонова. В работе [10] были приведены численные результаты показывающие крайне медленный рост реальной полосы согласования при увеличении числа звеньев в согласующей цепи. Отметим, что при реальной практике согласования ДВ радиовещания число элементов в согласующей цепи не должно [4] превосходить 4-6. При большом количестве элементов помимо очевидного увеличения стоимости наблюдается усложнение настройки цепи и увеличение потерь в ней, что весьма нежелательно для высокомощных систем. Такое жесткое ограничение на число элементов делает неудобным определение одного звена как совокупности параллельного и последовательного контура, как принято в теории фильтров, поскольку фактически всего одно звено 'съедает" почти весь доступный лимит на количество сосредоточенных элементов. Поэтому, в дальнейшем мы будем называть звеном всего один контур (либо последовательный, либо параллельный), и соответственно число элементов в звене равняется 2. В работе [11] была исследована следующая схема согласования.

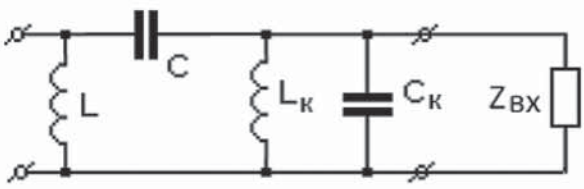


Рис. 6. Однозвенная схема согласования

Схема состоит из одного параллельного контура, служащего для компенсации реактивной части входной проводимости антенны в максимально широкой полосе частот и Г-цепи, играющей роли трансформатора активных сопротивлений. Общее число элементов – 4. В данной работе мы покажем, что небольшое увеличение числа элементов в подобной схеме может существенно повысить полосу согласования. В схему на рис.6 предлагается добавить еще одно звено в виде последовательного контура и поменять местами L и C в Г-цепи. Тогда схема примет вид изображенный на рис.7.

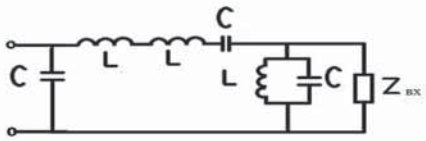


Рис. 7. Двухзвенная схема промежуточный вид

Из схемы на рис.7 легко видно, что в двухзвенной схеме возможно объединение двух включенных последовательных индуктивностей и соответственно окончательный вид двухзвенной схемы имеет вид, представленный на рис 8.

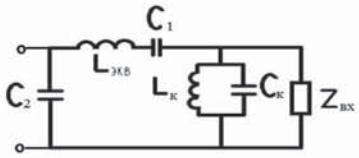


Рис. 8. Двухзвенная схема согласования

Нетрудно видеть, что число элементов в двухзвенной схеме равно 5 (три емкости и две катушки), что всего на 1 элемент превосходит однозвенную схему. В то же время мы имеем полноценное в обозначениях Фано и Сазонова звено цепи согласования. Фактически, в обозначениях числа звеньев, приведенных в [10] мы перешли от 0.5 звена к 1 звену. Численные результаты по оценке выигрыша по полосе согласования в [10] отсутствуют, так как автор оперировал только натуральными значениями чисел звеньев, поэтому мы их приведем ниже на примере согласования ряда известных [7] ДВ радиовещательных антенн.

В качестве исследуемых антенн были выбраны; шунтовая антенна с регулируемом распределением тока (ШАРРТ) – центральная частота 171 кГц, высота мачты 254 м, антенна-мачта шунтового питания (АМШП) – центральная частота 180 кГц, высота мачты 254 м, антенна-мачта верхнего питания (АМВП) – центральная частота 252 кГц, высота мачты 152 м. Графики частотного поведения входного сопротивления этих антенн приведем ниже.

Полоса согласования этих антенн по уровню КСВ не хуже 1,1 на 60-омный фидер при использовании согласующего устройства в виде Г-цепи составляет от 0,5 до 2 кГц, что абсолютно не удовлетворяет требованиям цифрового радиовещания.

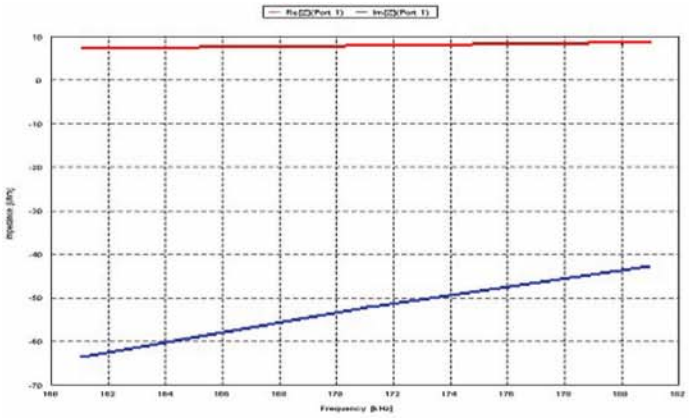


Рис. 9. Входное сопротивление антенны ШАРРТ

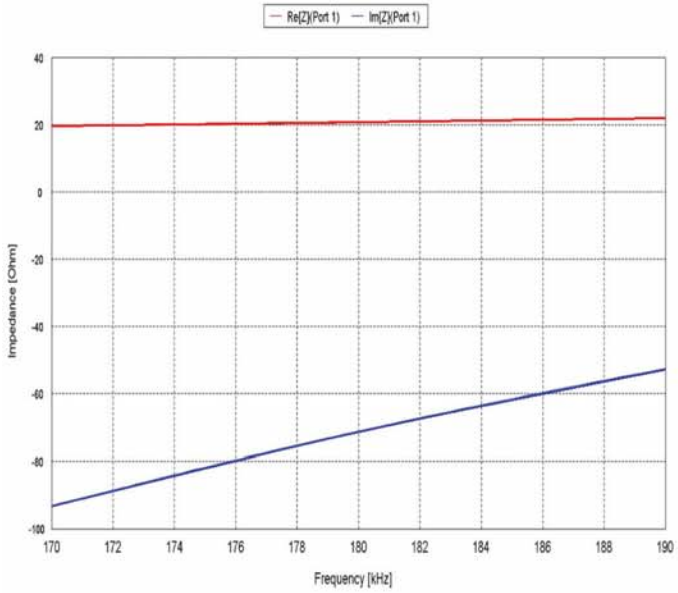


Рис. 10. Входное сопротивление антенны АМШП

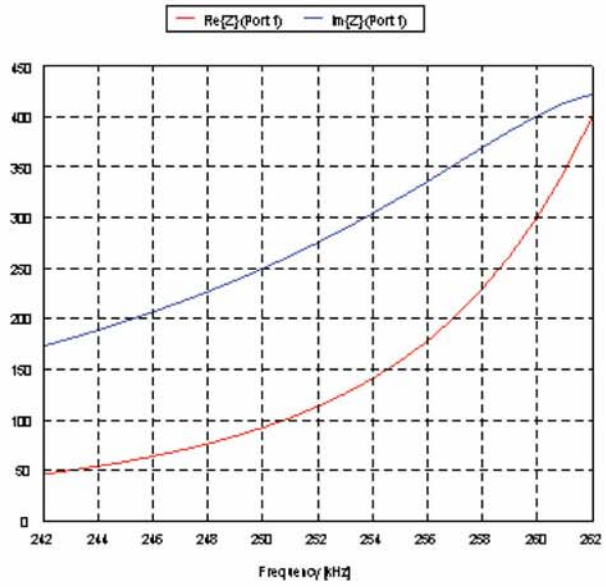


Рис. 11. Входное сопротивление антенны АМВП

Добротность антенн равняется: антенна ШАРРТ – 14.4, антенна АМШП – 10.6, АМВП – 14.6. Нужно отметить, что к определению величины добротности антенны АМВП нужно относится весьма осторожно, т.к как уже было сказано выше методика определения добротности справедлива при мало меняющемся по частоте активном сопротивлением антенны. Как видно из 11 у антенны АМВП это приближение абсолютно неправомерно. Со всеми антеннами был произведен расчет модификаций антенного полотна с целью уменьшения их добротности и. применительно к антенне АМВП снижению частотной зависимости активной части входного сопротивления. Методика подобной модификации на примере антенны АМШП подробно описана в [11]. Модификация антенного полотна является весьма трудоемкой и затратной операцией. Во всех случаях, где ее можно избежать, ее следует избегать. На наш взгляд, можно использовать следующий критерий для оценки необходимости выполнения этой операции:

А) У антенны должно быть практически не меняющееся (отклонение не более 10%) по частоте внутри требуемого диапазона активное сопротивление

В) Антенна должна иметь хотя бы 1.5 кратный запас по добротности по сравнению с добротностью идеальной схемы Фано, определяемую по (2), т.е. если, например, центральная частота работы антенны 171 кГц, требуемая полоса по КСВ не хуже 1.1 составляет ± 10 кГц, тогда согласно (2) добротность антенны при бесконечной длине схемы согласования равняется $Q_{ид}$=(п/ln21)x(171/20)=8.82, реальная добротность антенны должна быть не более $Q_{ид}$/1.5=8.82/1.5=5.88

Отметим, что выполнение обоих требований является необходимым условием, т.е. если антенна имеет малую добротность, но ее активное сопротивление меняется по частоте сравнительно быстро, то малость добротности отнюдь не гарантирует широкополосности, так как само понятие добротности теряет смысл. В нашем случае все три антенны не удовлетворяли требованиям А) и В) поэтому была проведена модификация антенного полотна этих антенн. Графики входного сопротивления модифицированных антенн представлены на рис. 12, 13, 14. Добротность модифицированных антенн равняется: антенна ШАРРТ – 5.7, антенна АМШП – 7.1, АМВП – 13.1. Для антенны АМВП фактически главной задачей модификации стало сглаживание частотного поведения ее активного сопротивления. После модификации антенного полотна все 3 антенны согласовывались на 60-омный фидер с помощью однозвенной схемы согласования (рис.7) и двухзвенной схемы (рис. 8). Величины катушек и конденсаторов подбирались вручную с целью обеспечить максимум полосы согласования по КСВ не хуже 1.1. Графики зависимости КСВ от частоты для согласования модифицированной антенны ШАРТ приведены на рис. 15 и 16. Параметры реактивных элементов в однозвенной схеме: Lк = 8 мкГн, Ск = 115 нФ, L =80 мкГн, С = 30 нФ. Параметры реактивных элементов в двухзвенной схеме: Lк = 4 мкГн, Ск = 220 нФ, $L_{экв}$ =185 мкГн, C_1 = 5 нФ, C_2 = 12 нФ.

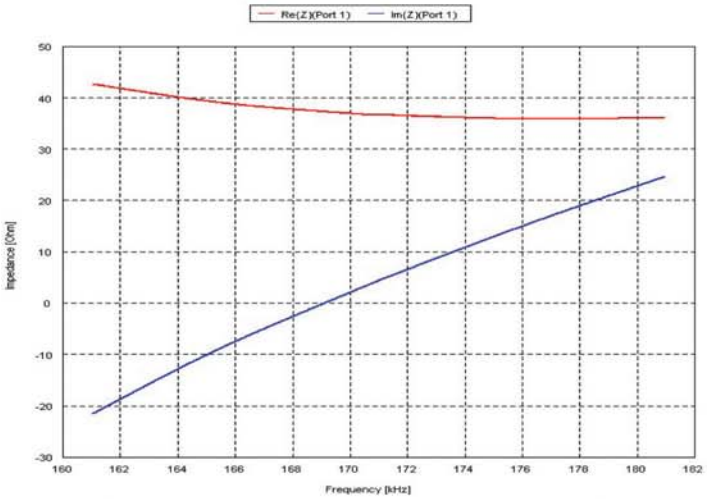


Рис. 12. Входное сопротивление модифицированной антенны ШАРРТ

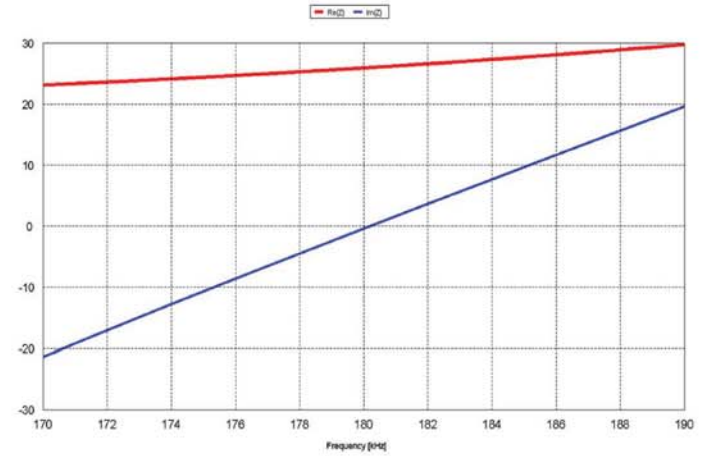


Рис. 13. Входное сопротивление модифицированной антенны АМШП

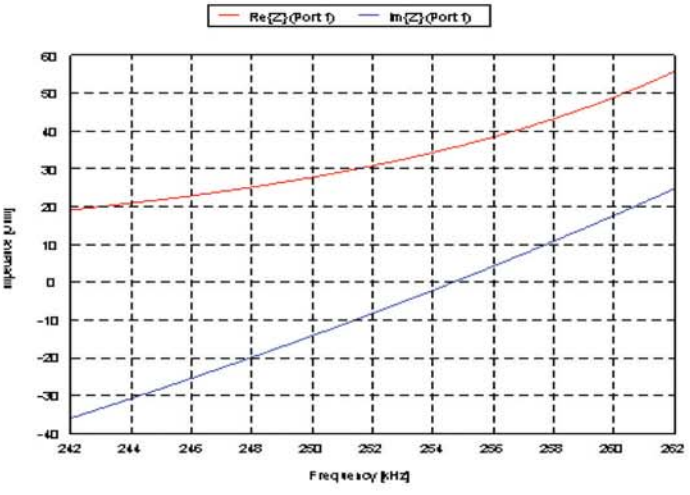


Рис. 14. Входное сопротивление модифицированной антенны АМВП

Полоса согласования по КСВ не хуже 1.1 у однозвенной цепи 13.5 кГц, у двухзвенной цепи 17 кГц. Таким образом, переход от однозвенной цепи к двухзвенной обеспечивает выигрыш на 27% по полосе согласования для антенны ШАРРТ (антенны с весьма малой добротностью).

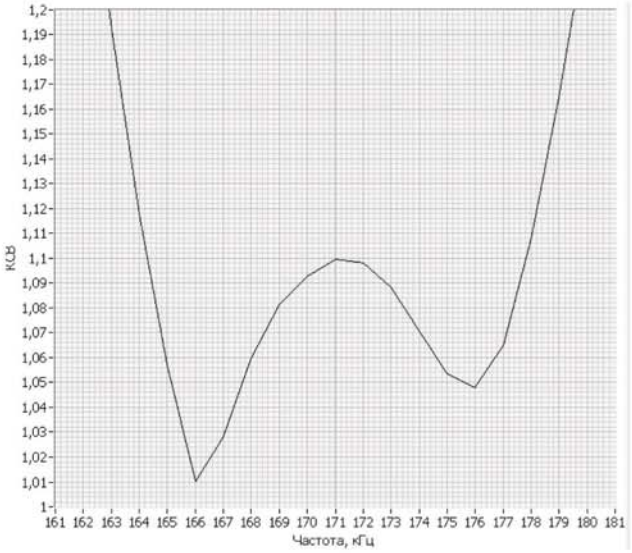


Рис. 15. Однозвенная схема

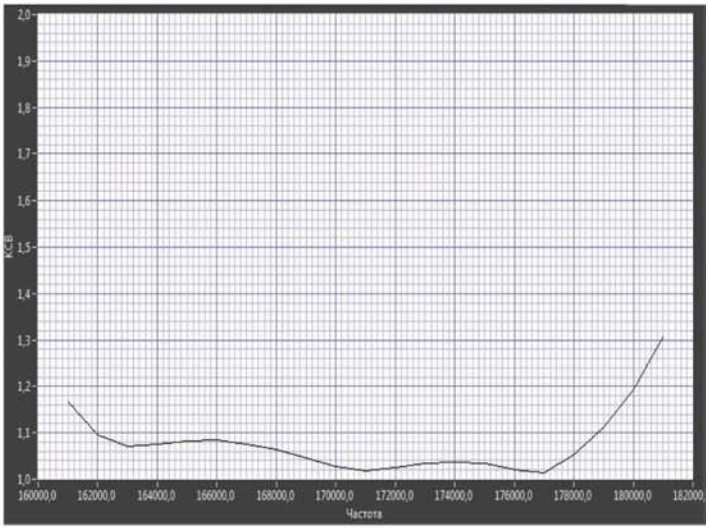


Рис. 16. Двухзвенная схема

На рис.17 и 18 представлены аналогичные зависимости для модифицированной антенны АМШП. Параметры реактивных элементов в однозвенной схеме: Lк = 5 мкГн, Cк = 160 нФ, L =26 мкГн, C = 15 нФ.

Параметры реактивных элементов в двухзвенной схеме: Lк = 2 мкГн, Cк = 390 нФ, $L_{экв}$ =180 мкГн, C_1 = 5 нФ, C_2 = 17 нФ.

Полоса согласования по КСВ не хуже 1.1 у однозвенной цепи 10 кГц, у двухзвенной цепи 14 кГц. В этом случае переход от однозвенной цепи к двухзвенной обеспечивает выигрыш на 40% по полосе согласования для антенны АМШП (антенны со средней добротностью).

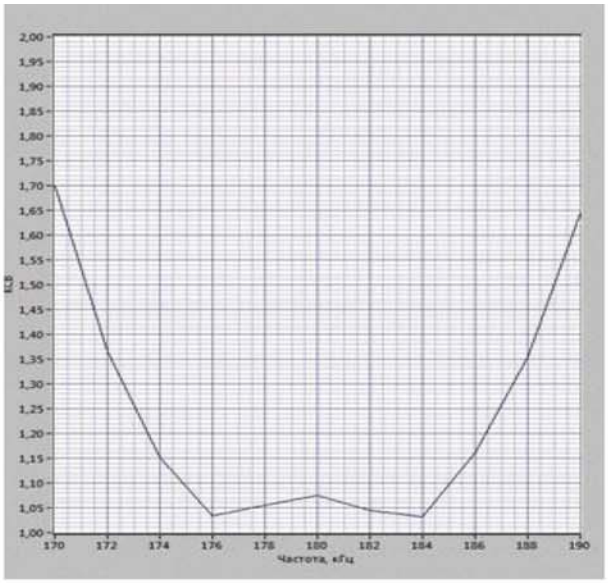


Рис. 17. Однозвенная схема

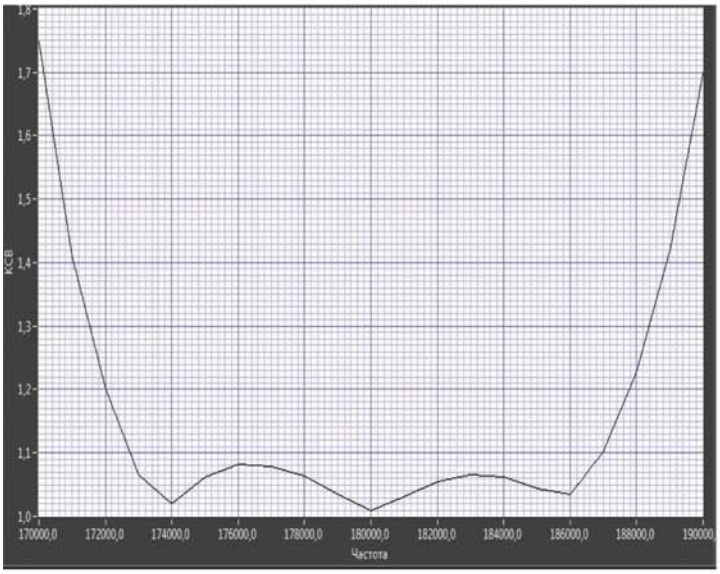


Рис. 18. Двухзвенная схема

На рис. 19 и 20 изображены результаты согласования модифицированной антенны АМВП.

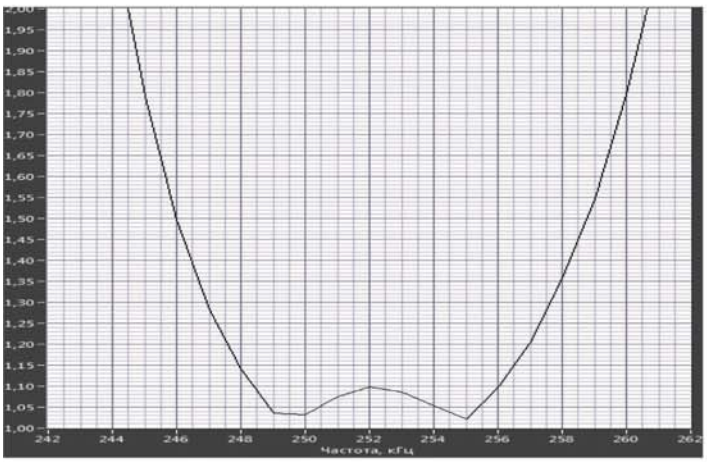


Рис. 19. Однозвенная схема

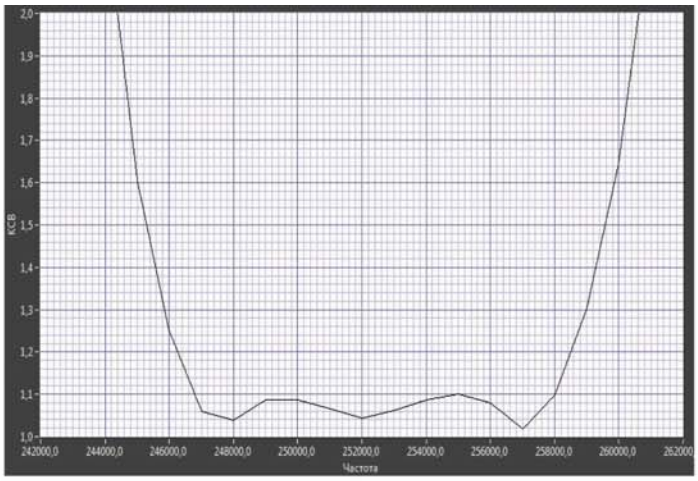


Рис. 20. Двухзвенная схема

Параметры реактивных элементов в однозвенной схеме: Lк = 1.5 мкГн, Cк = 240 нФ, L =20 мкГн, C = 8 нФ. Параметры реактивных элементов в двухзвенной схеме: Lк = 1 мкГн, Cк = 390 нФ, $L_{экв}$ =292 мкГн, C_1 = 1.5 нФ, C_2 = 9 нФ.

Полоса согласования по КСВ не хуже 1.1 у однозвенной цепи 7.5 кГц, у двухзвенной цепи 11 кГц. Таким образом, переход от однозвенной цепи к двухзвенной обеспечивает выигрыш на 46% по полосе согласования для антенны АМВП (антенны с большой добротностью). Сведем полученные численные результаты в таблицу.

Название антенны	f_0 [кГц]	Добротность Q	Предельная полоса по Фано [кГц] (КСВ не хуже 1.1)	Полоса согласования однозвенной схемы [кГц] (процент от предельной)	Полоса согласования двухзвенной схемы [кГц] (процент от предельной)
ШАРТ	171	5.7	30.95	13.5 (43.6%)	17 (55%)
АМШП	180	7.1	26.16	10 (38.2%)	14 (53.5%)
АМВП	252	13.1	19.85	7.5 (37.8%)	11 (55.4%)

Из таблицы видно, что применение двухзвенной схемы согласования, схемы состоящей из 5 сосредоточенных элементов (3 конденсатора и 2 катушки индуктивности) позволяет получить полосу согласования всего лишь в два раза меньшую, чем при использовании предельной схемы согласования, состоящей из бесконечного числа элементов. Кроме того, наибольшую эффективность подобная схема показывает в тех случаях, когда согласуемая антенна является весьма высокодобротной, т.е. весьма узкополосной. В заключении статьи еще раз отметим, что решение задач широкополосного согласования резонансных нагрузок с плавающей активной частью может существенно расширить область применения антенн с аналогичным поведением входного сопротивления.

Литература

1. *Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д, Кочержевский В.Г.* Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. – М. Горячая линия Телеком, 2004. – 491 с.

2. *Thomas Walz.* DRM Aspects of LW/MW Antenna Systems. Международный симпозиум по цифровому радиовещанию. Москва, 14-16 октября 2009.

3. *Йохен Хубер.* DRM в СВ и ДВ диапазонах, зоны покрытия и технические требования. Международный симпозиум по цифровому радиовещанию. Москва, 14-16 октября 2009.

4. *Варламов О.В., Горегляд В.Д.* Расширение полосы согласования передающих вещательных антенн диапазона ДВ для работы в стандарте DRM // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. № 1. 2013. – С.18-22.

5. *Гайнутдинов Т.А., Гаранкина Н.И., Кочержевский В.Г., Гусева А.С.* Простые широкополосные согласующие устройства длинноволновых радиовещательных антенн // T-Comm Телекоммуникации и транспорт. № 11. 2014. –С.18-22.

6. *Фуско В.* СВЧ цепи и сигналы. Анализ и автоматизированное проектирование. – М.: Радио и связь, 1990. –288 с.

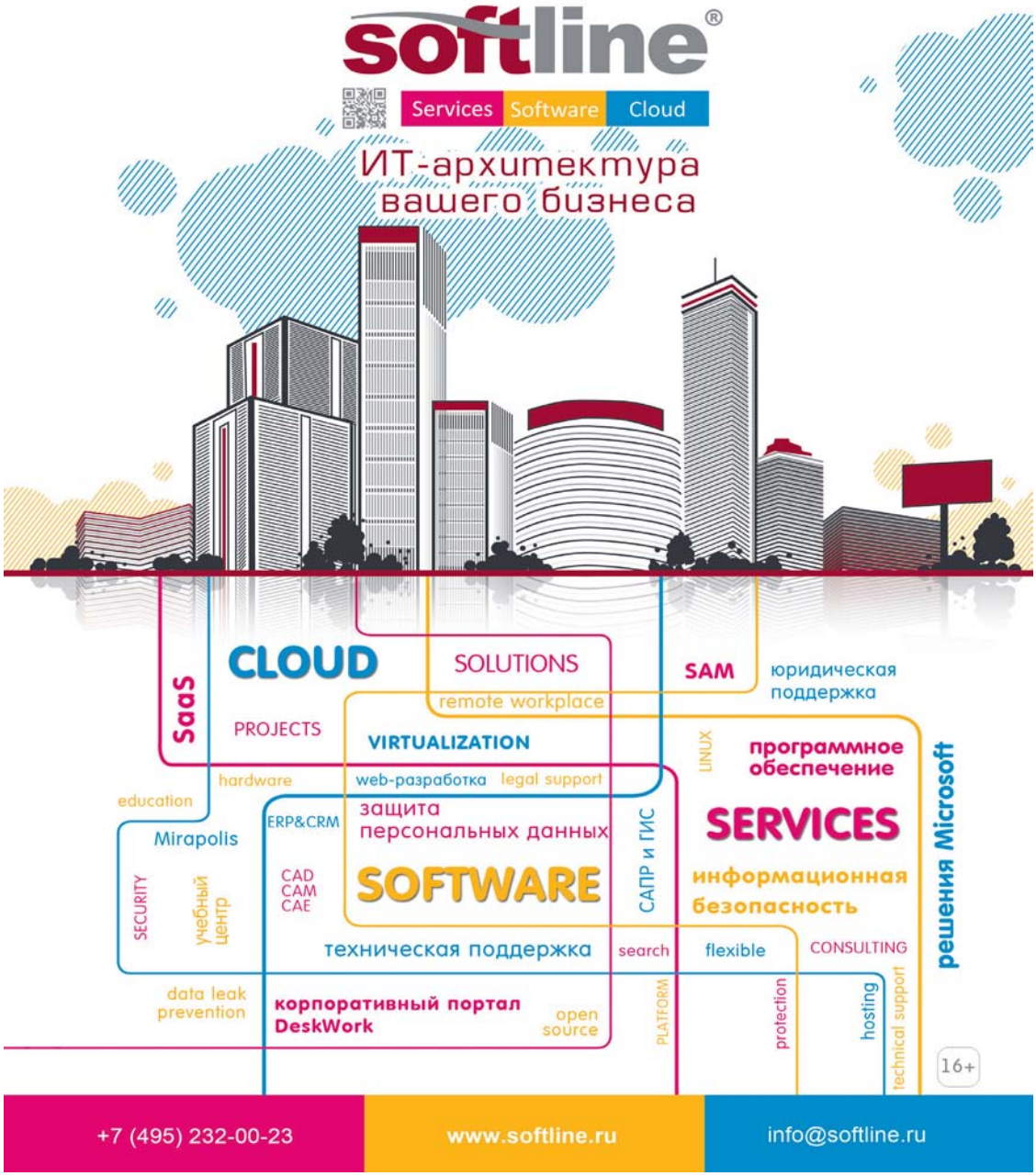
7. *Белоусов С.П., Гуревич Р.В.,Клигер Г.А., Кузнецов В.Д.* Антенны для радиосвязи и радиовещания. Часть 2 Средневолновые и длинноволновые антенны. – М.: Связь, 1980. – 120 с.

8. *Варламов О.В.* Разработка алгоритма и программных средств проектирования антенно-согласующих цепей цифровых радиовещательных передатчиков стандарта DRM // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. № 2. 2013. – С. 47-50.

9. *Фано Р.* Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов. – М.: Сов. радио, 1965. – 72 с.

10. *Сазонов Д.М.* Инженерный расчет широкополосного согласования резонансных антенн // Радиотехника №2. 1958. – С. 42-46.

11. *Гайнутдинов Т.А., Гаранкина Н.И., Кочержевский В.Г.* Исследование способов модернизации действующей передающей радиовещательной антенны АМШП для работы в стандарте DRM // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. № 9. 2013. – С. 51-57.



TWO-UNIT MATCHING DEVICE OF THE LONG-WAVE BROADCASTING ANTENNAS

Gainutdinov T.A., Garankina N.I., Kocherzhewski V.G., *Moscow, Russia*

Abstract

In connection with the transition to the standards of digital radio broadcasting in our country the problem of the modernization of the acting mast-antenna for the work in the stated standards arises. One of the key requirements for the antennas of digital radio broadcasting is the high quality of matching in the radio signal whole band of 9 kHz. Taking into consideration the dimensions of our country it is seemed most interesting to master of the long-wave range digital broadcasting since this will make it possible in the short time to cover entire territory with high-quality radio signal. However for this frequency range seemingly narrow band of 9 kHz is still too much wide because of the smallness carrier frequency. In connection with this the use of standard schemes of narrow-band matching approved by practice of analog radio broadcasting is impossible. In practice for analog LW radio broadcasting, the L- circuits are used as the matching devices. L-circuit is the parallel-series connection of coil and capacitor. It was shown that the using of similar circuits for the digital radio broadcasting is useless because of the achievable matching band smallness. For expanding the band of the matching it is proposed to use either the single-section matching scheme, which consist of the parallel-resonant circuit compensating susceptance of antenna and L- circuit for impedance transformation or the two-link chain device consisting of the compound circuit of the decreasing of the quality factor in the form of the combination of parallel and series LC circuit and the L-circuit as transforming one. It is to be noted that in re of the quantity of coils and capacitors two-unit chain exceeds single-section one in all to one capacitor.

The purpose of this work is the description of the methods of constructing comparatively simple, wide-band matching devices which ensure the high quality of antenna matching in the band of 9 kHz in LW diapason. In the paper are presented numerical results concerning to the matching of different long-wave broadcasting antennas both with the single-section matching circuit and with the two-link chain devices of matching. It is shown that the passage from the single-section circuit to the two-link chain devices makes it possible to increase the band of the matching after criterion of VSWR < 1.1 on 25-45%, moreover the greater the quality-factor of the antenna, the broader achievable band.

Keywords: *wide-band matching, VSWR, L- circuit, parallel resonant circuit, the series circuit.*

References

1. *Erokhin G.A.* Chernyshev O.V. et al. Antenna Devices and Radio wave Propagation. Hot Line Telecom, 2007, 491 p. [*in Russian*]
2. *Thomas Walz.* DRM Aspects of LW/MW Antenna Systems. International Symposium on DRM Broadcasting. Moscow, 14-16 October, 2009.
3. *Jochen Huber*. DRM on MF and LF, coverage and technical requirements. EBU-DRM Conference. 26 Nov. 2009. Geneva (CH). [*in Russian*]
4. *Varlamov O.V., Goreglyad V.D.* Bandwidth Extension LW Transmitting Broadcasting Antenna Systems for Operating in DRM Mode. T-comm, 2013, No 1, pp. 18-23. [*in Russian*]
5. *Gainutdinov T.A., Garankina N.I., Kocherzhewskiy V.G., Guseva A.S.* The simple wideband matching shemes for long wave broadcasting antennas. T-comm, 2014, No 11, pp. 33-40. [*in Russian*]
6. *Fusco V.* Microwave circuits and signals. Analysis and computer-aided design. Moscow, 1990. 288 p. [*in Russian*]
7. *Belowsov S.P., Gurevich R.V.* et al. Antennas for Radiocommunications and Broadcasting. Pt. 2, Medium and Long Wave Antennas. Moscow, 1980. 120 p. [*in Russian*]
8. *Varlamov O.V.* Development of Algorithm and Software Tools for Antenna-Matching Circuit Design of DRM Digital Broadcast Transmitters. T-comm, 2013, No 2, pp. 47-50. [*in Russian*]
9. *Fano R.M.* Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances. Moscow, 1965, 68 p. [*in Russian*]
10. *Sazonov D.M.* Engineer Calculating of the Resonant Antenna Broadband Matching. NDVSh, Radiotechnika and Electronica. 1958, No 2, pp. 58-62. [*in Russian*]
11. *Gainutdinov T.A., Garankina N.I., Kocherzhewskiy V.G.* The research of ways of modernization AMSHC for work in DRM standard. T-comm, 2013, No 9, pp. 51-57. [*in Russian*]

Information about authors:

Gainutdinov T.A.., docent, Cathedra of Technical Electrodynamics and Antennas, MTUCI, **tedia@mtuci.ru**
Garankina N.I. post-graduated Cathedra of Technical Electrodynamics and Antennas, MTUCI, Moscow. Russia
Kocherzhewskiy V.G. docent, Cathedra of Technical Electrodynamics and Antennas, MTUCI, Moscow, Russia

ЗАМЕДЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Кравченко Наталья Павловна,
доцент, к.т.н., Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики" (НИУ ВШЭ), Москва, Россия, ***natkrav@inbox.ru***

Мухин Сергей Владимирович,
профессор, д.т.н., Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики" (НИУ ВШЭ), Москва, Россия, ***mukhin_sergey@yahoo.com***

Пресняков Семен Андреевич,
Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики" (НИУ ВШЭ), Москва, Россия, ***pressnyak@gmail.com***

Ключевые слова: *замедляющие системы, волноводно-резонаторная модель, электродинамические характеристики, лампа бегущей волны, программа HFSS, миллиметровый диапазон волн.*

Рассматривается модель усиления электромагнитных волн миллиметрового диапазона нерелятивистскими электронными потоками в одномерно периодических электродинамических системах. В качестве замедляющих систем исследуются системы типа "петляющий волновод" и типа "встречные штыри", пригодные для работы в миллиметровом диапазоне. Основными направлениями исследования являются:
– разработка модели лампы бегущей волны на основе разностной теории возбуждения электродинамических систем токами;
– моделирование и расчет по упрощённым волноводно-резонаторным моделям электродинамических свойств замедляющих систем типа "петляющий волновод" в миллиметровом диапазоне;
– представление волноводно-резонаторной модели замедляющей системы типа "петляющий волновод", составленной из отрезков прямоугольного и П-образного волновода;
– получение с помощью волноводно-резонаторной модели коэффициентов матрицы передачи, позволяющей провести анализ дисперсии и сопротивления связи в полосе усиливаемых частот;
– исследование замедляющей системы типа "петляющий волновод" с учетом геометрического поворота фазы поля в соседних зазорах с помощью линейной волноводно-резонаторной модели, представляемой цепочкой четырехполюсников, путем противоположного включения наведенного тока в соседних зазорах взаимодействия и с учетом первой пространственной гармоники, используемой в лампах бегущей волны при расчете дисперсии;
– расчет ряда вариантов, характеризующих основные закономерности изменения свойств замедляющей системы "петляющий волновод";
– моделирование свойств замедляющих систем типа "петляющий волновод" с использованием 3D-кодов;
– применение результатов, полученных с использованием 3D кодов, в качестве численного эксперимента для настройки волноводно-резонаторной модели;
– построение моделей штыревых замедляющих систем с использованием волноводно-резонаторной модели, настраиваемой по экспериментальным опорным точкам.
Показано, что для моделирования замедляющих систем типа "петляющий волновод" и "встречные штыри" могут использоваться волноводно-резонаторные модели, настраиваемые по полученным экспериментально опорным точкам. В качестве опорных точек могут также использоваться значения замедления и сопротивления связи, полученные численным экспериментом с помощью программы HFSS. Построенные таким образом волноводно-резонаторные модели достаточно точны и просты. Показано, что эти модели могут успешно применяться при расчете ламп бегущей волны, работающих в миллиметровом диапазоне.

Для цитирования:
Кравченко Н.П., Мухин С.В., Пресняков С.А. Замедляющие системы миллиметрового диапазона // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 57-63.

For citation:
Kravchenko N.P., Mukhin S.V., Presnyakov S.A. Millimeter-band slow-wave structures. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 57-63. (*in Russian*).

1. Введение

В последние годы наблюдается быстрое расширение области применения электромагнитных полей миллиметрового диапазона, что стимулирует появление новых типов миллиметровых устройств, развитие компьютерных методов их расчета и проектирования. В свою очередь, появление новых микроволновых генераторов, усилителей, преобразователей, разработка новых материалов, линий передачи, фильтров и других устройств позволяет продвигать миллиметровые технологии в новые области науки и техники.

Для описания ЛБВ (ламп бегущей волны) с дискретным взаимодействием, в которых фаза поля в зазорах взаимодействия в продольном направлении остается постоянной, электродинамически обоснованным является использование разностного уравнения [1]:

$$V_{k+1} - (A_{11} + A_{22})V_k + V_{k-1} = -A_{12}J_k \qquad (1)$$

Этому уравнению соответствует шестиполюсник, у которого входы возбуждения полем и током объединены. Секция ЛБВ, возбуждаемая заданным током, в этом случае моделируется цепочкой таких шестиполюсников (рис. 1), что позволяет легко учитывать граничные условия на концах секции и отражения, возникающие при объединении в секцию неидентичных ячеек.

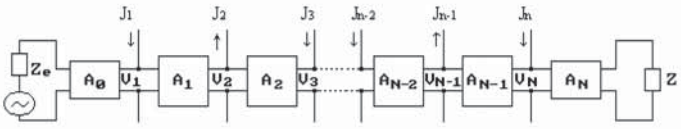


Рис. 1. Модель секции ЛБВ, составленная из шестиполюсников

Адекватность математической модели дискретного взаимодействия определяется точностью задания коэффициентов конечно-разностного уравнения, имеющих определенный электродинамический смысл и задаваемых через коэффициенты матрицы передачи четырехполюсника, который получается из шестиполюсника при отсутствии возбуждающего тока. Этот четырехполюсник, в свою очередь, является математической моделью ячейки резонаторной ЗС. Его коэффициенты определяют точность восстановления электродинамических характеристик моделируемой резонаторной замедляющей системы. Таким образом, их правильный выбор обеспечивает одновременно адекватное описание процессов дискретного взаимодействия в ЛБВ и электродинамических процессов в замедляющей системе.

Поэтому разработка простых и точных моделей ЗС, используемых при моделировании приборов, является актуальной задачей.

При моделировании могут использоваться как волноводно-резонаторная модель, так и результаты трехмерного моделирования с помощью программы HFSS.

2. Расчет дисперсии и сопротивления связи замедляющих систем типа «петляющий волновод» и «встречные штыри» с помощью волноводно-резонаторной модели

Согласно предложенной в [2] волноводно-резонаторной модели (ВРМ) замедляющая система заменяется эквивалентной системой, составленной из отрезков волноводов. В отличие от [3], в ВРМ отрезки волноводов могут быть направлены вдоль и поперек оси ЗС, соответственно направлению потока энергии на данном участке ЗС. Опыт применения ВРМ для моделирования ЛБВ показал возможность хорошего качественного, а при надлежащем выборе размеров волноводов по опорным точкам и количественного описания свойств ЗС [4]. В данной работе дисперсионные свойства, а именно, импеданс связи и дисперсионные характеристики в полосах прозрачности и непрозрачности ЗС рассмотрены с помощью ВРМ для простейшего вида замедляющей системы типа «петляющий волновод», состоящего из трех отрезков волноводов (рис. 2) при учете в каждом из них только одной волны с волновым числом *h* и волновым сопротивлением *Z*.

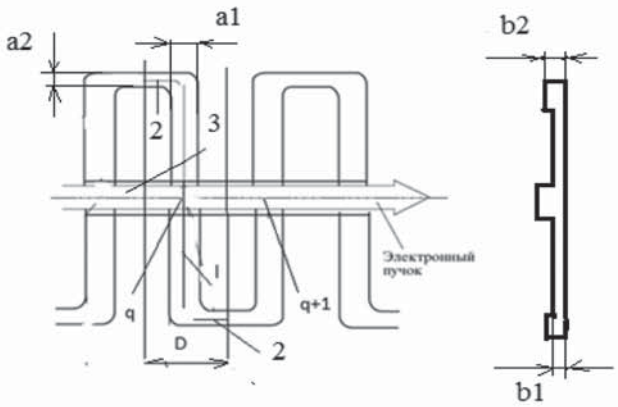


Рис. 2. Схематическое изображение замедляющей системы типа «петляющий волновод» с электронным потоком:
1 – о резок волновода длины l1,шириной a1 и толщиной b1;
2 – отрезок волновода длиной l2, соответствующий половине щели связи, шириной a2 и толщиной b2;
3 – электронный пучок.

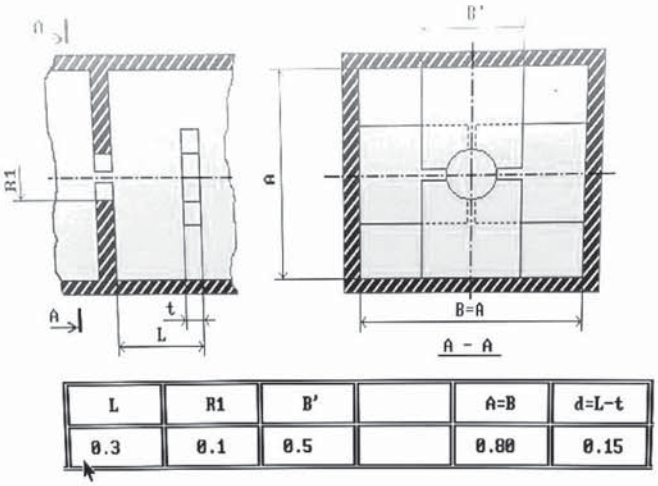
Проведено также исследование и расчет дисперсионных свойств замедляющей системы типа «встречные штыри», представленной на рис. 3.

Для моделирования этой ЗС также используется волноводно-резонаторная модель, но более сложная, составленная из большего числа отрезков волноводов.

Для прямоугольного волновода традиционным является представление волной типа H_{10} с компонентами электрического поля:

$$H_z = C\cos k_{кр}x\exp(ihz),\ H_x = -i\frac{h}{k_{кр}}C\sin k_{кр}x\exp(ihz),$$
$$E_y = iC\frac{k}{k_{кр}}Z_0\sin k_{кр}x\exp(ihz),\ E_x = E_z = 0,\ H_y = 0 \qquad (2)$$

где $k = \omega/c, Z_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ – волновое число и импеданс в свободном пространстве, $k_{кр} = \pi/a$ – критическое волновое число волны H_{10} волновода, $h = \sqrt{k^2 - k_{кр}^2}$, оси *x,y,z* направлены соответственно вдоль широкой стенки размером "a", узкой стенки размером "b" и продольной оси рассматриваемого отрезка волновода.



L	R1	B'		A=B	d=L-t
0.3	0.1	0.5		0.80	0.15

Рис. 3. Замедляющая система типа «встречные штыри» и ее геометрические размеры

В общем случае для составления ВРМ можно использовать отрезки волноводов любого сечения, Н, П-образных или др. Такая волноводно-резонаторная модель приближенно описывает основные свойства замедляющих систем, по крайней мере, в двух полосах прозрачности и непрозрачности для ЗС типа «петляющий волновод», «встречные штыри», «цепочка связанных резонаторов» со щелями связи, повернутыми на 180^0, а также для спирального скрученного волновода.

Используем определение волнового сопротивления прямоугольного волновода *Z* как отношение среднего по *x* напряжения *U* к поверхностному току *J* вдоль оси волновода [5]:

$$Z = \frac{U}{J} = \frac{-\frac{1}{a}\int_0^a E_y b dx}{\int_0^h H_x dx} = Z_0 \frac{b}{a}\frac{k}{h} \qquad (3)$$

В пренебрежении потерями волновое сопротивление *Z* является вещественным в полосе прозрачности волновода, когда $k>k_{кр}$, и мнимым вне полосы прозрачности, когда $k<k_{кр}$. При этом оно имеет индуктивный характер для затухающей волны $h = i\sqrt{k_{кр}^2 - k^2}$.

Тогда матрица передачи *j*-го отрезка волновода геометрической длины l_j и электрической длины $\Theta_j = h_j l_j$ имеет вид:

$$\|A_j\| = \begin{vmatrix} \cosh(\theta_j) & -iZ_j \sinh(\theta_j) \\ -\frac{i}{Z_j}\sinh(\theta_j) & \cosh(\theta_j) \end{vmatrix} \qquad (4)$$

а матрица передачи участка ЗС между серединами соседних зазоров взаимодействия (рис. 4) получается как произведение трех матриц **A**=A2A1A3. Второй и третий отрезки волноводов в нашем случае одинаковы, так что **A2**=**A3,** тогда получаем следующее выражение для компонент:

$$A_{11} = A_{22} = \cosh\theta_1(\lambda)\cosh\theta_2(\lambda)^2 -$$
$$-\left(\frac{Z_1(\lambda)}{Z_2(\lambda)} + \frac{Z_2(\lambda)}{Z_1(\lambda)}\right)\sinh\theta_1(\lambda)\sinh\theta_2(\lambda)\cosh\theta_2(\lambda) + \sinh\theta_2(\lambda)^2\cosh\theta_1(\lambda)$$
$$A_{12} = -iZ_2\left(\frac{Z_1(\lambda)}{Z_2(\lambda)}\sinh\theta_1(\lambda)\cosh\theta_2(\lambda)^2 + \frac{Z_2(\lambda)}{Z_1(\lambda)}\sinh\theta_1(\lambda)\sinh\theta_2(\lambda)^2 + \right.$$
$$\left. +2\cosh\theta_1(\lambda)\cosh\theta_2(\lambda)\sinh\theta_2(\lambda)\right)$$
$$A_{21} = -\frac{i}{Z_2(\lambda)}\left(\frac{Z_1(\lambda)}{Z_2(\lambda)}\sinh\theta_2(\lambda)^2\sinh\theta_1(\lambda) + \frac{Z_2(\lambda)}{Z_1(\lambda)}\cosh\theta_2^2\sinh\theta_1(\lambda) + \right.$$
$$\left. +2\sinh\theta_2(\lambda)\cosh\theta_1(\lambda)\cosh\theta_2(\lambda)\right) \qquad (5)$$

Полученные с помощью ВРМ выражения (5) позволяют провести анализ дисперсии и сопротивления связи в полосе частот. Рассматривалась ЗС типа «петляющий волновод» с учетом геометрического поворота фазы поля в соседних зазорах, что в линейной ВРМ, представляемой цепочкой четырехполюсников, можно учесть путем противоположного включения наведенного тока в соседних зазорах. Расчет дисперсии проводился для обычно используемой в ЛБВ первой пространственной гармоники по формулам:

$$\cos\varphi_s = A_{11}, \varphi_{s,1} = \varphi_s + \pi, \frac{c}{V_{s,1}} = \frac{h_{s,1}}{k} = \frac{\varphi_{s,1}}{kD}, \qquad (6)$$

где φ_s – набег фазы на шаге *D*, $\varphi_{s,0} = \varphi_s - \pi \le 0$ – набег фазы основной пространственной гармоники с учетом геометрического поворота, $\varphi_{s,1} = \varphi_{s,0} + 2\pi$ – набег фазы первой пространственной гармоники, $h_{s,1} = \varphi_{s,1}/D$ – ее волновое число. Для вычисления сопротивления связи *Z* могут использоваться выражения:

$$\mathrm{Re}\,Z = M_p\,\mathrm{Re}\sqrt{\frac{A_{12}}{A_{21}}},\ \mathrm{Im}\,Z = M_p\,\mathrm{Im}\sqrt{\frac{A_{12}}{A_{21}}} \qquad (7)$$

рассчитанные с использованием формул (5) и формулы, определяющей коэффициент формы зазора

$$M_p = R_M\frac{\sin\frac{\varphi_s d}{2D}}{\frac{\varphi_s d}{2D}} \qquad (8)$$

Рассмотрим ряд вариантов расчетов, характеризующих основные закономерности изменения свойств замедляющей системы типа «петляющий волновод».

Свойства замедляющей системы типа «петляющий волновод» определяются её геометрией, и при определенных размерах такая система становится пригодной для миллиметрового диапазона. На следующих рисунках даны результаты расчета для этого случая.

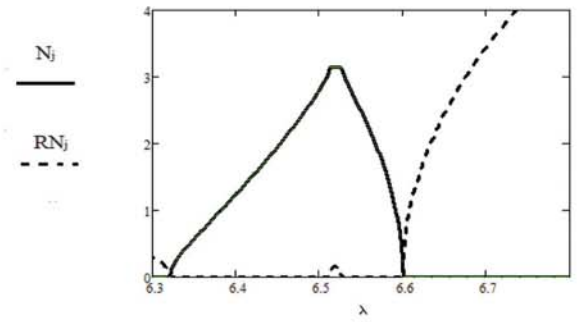


Рис. 4. Замедление N_j и реактивное затухание RN_j (пунктир) ЗС с размерами: l1=18.6мм; a1= a2=a3=3.3 мм; l2=l3=1.1мм; b1=1мм; b2=b3=1.6 мм для длин волн от 6.4 до 6.8 мм

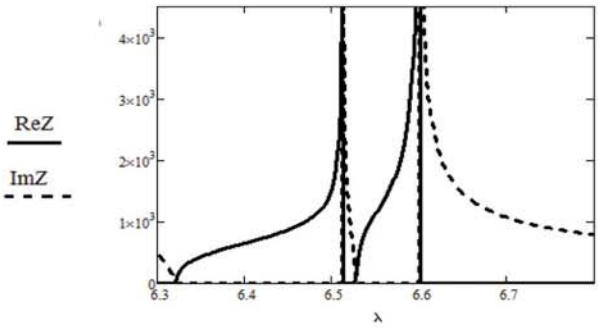


Рис. 5. Действительная ReZ и мнимая ImZ (пунктир) части сопротивления связи, рассчитанные с помощью BPM, для ЗС с указанными на рис. 4 размерами

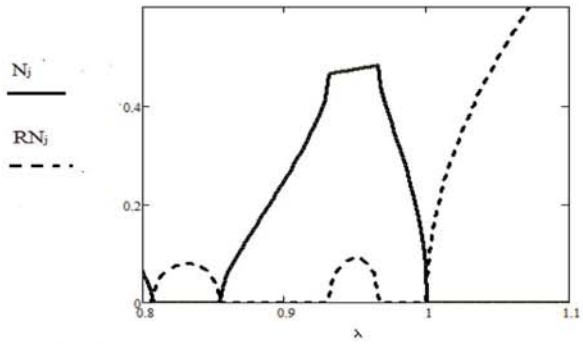


Рис. 6. Замедление N_j и реактивное затухание RN_j (пунктиром) ЗС с геометрическими размерами: l1=1мм; l2=l3=0,25мм; a1=a2=a3=0.5мм; b1=0.25мм; b2=0.5мм

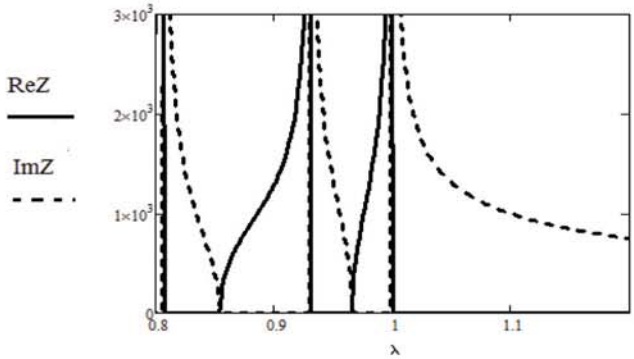


Рис. 7. Действительная $\mathrm{Re}\,Z$ и мнимая ImZ (пунктир) части сопротивления связи петляющего волновода миллиметрового диапазона

3. Расчет опорных точек с помощью трехмерного моделирования

Теперь обратимся к моделированию и расчетам с использованием программы HFSS. Программа позволяет осуществить трехмерное моделирование интересующих нас систем. Проведенные для данных моделей расчеты позволят впоследствии установить соответствие и выявить особенности по сравнению с результатами, полученными ранее с помощью волноводно-резонаторной модели.

Рассматриваемые в настоящей работе резонаторные замедляющие системы могут быть представлены четырехполюсниками, которые моделируются в HFSS ячейками с двумя портами (рис. 7).

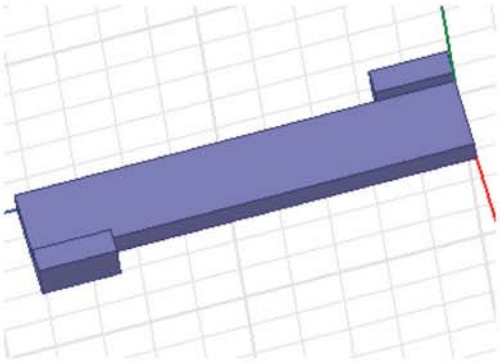


Рис. 7. Модель ЗС с двумя портами

В качестве исходных данных могут быть использованы наборы S, Z и T матриц, полученных для заданного в HFSS набора частот.

Алгоритм обработки данных трехмерного моделирования включает:

1. Ввод исходных данных из файла.
2. Преобразование исходной S, Z или T матрицы в A матрицу.
3. Определение собственных чисел A матрицы.
4. Определение собственных векторов A матрицы.
5. Расчет замедления и характеристического сопротивления ЗС.
6. Представление графических материалов.

В качестве программной среды используется MathCAD. Данный математический пакет обладает всеми необходимыми функциями для решения поставленной нами задачи, а именно: считывание данных из файлов, операции с матрицами, расчет собственных значений и векторов матриц, построение графиков.

В случае рассмотрения ЗС с двумя портами матрица перехода к A матрице соответствует четырехполюснику [4,6]. После получения нужной A-матрицы рассчитываются ее собственные значения, используя функцию eigenvals [6] .

Собственные значения являются комплексными числами. В данном простейшем случае A-матрица имеет размерность 2x2, в результате чего мы получаем два собственных значения $e^{\alpha \pm j\varphi}$, причем они будут комплексно сопряженными. Мнимая часть логарифма собственного значения соответствует набегу фазы на

ячейку. Действительная часть логарифма соответствует реактивному затуханию. Если мы возьмем логарифм от двух комплексно сопряженных собственных значений, то результат будет отличаться только знаком. Поэтому для удобства построения графиков, значения набега фазы и затухания берутся по модулю. После того, как мы получили значения фазы, мы можем приступить к расчету характеристического сопротивления. Для этого мы находим собственные вектора, соответствующие двум собственным значениям, каждому собственному значению соответствует один собственный вектор, определяющий напряжение и ток в сечении порта.

Отношение этих величин, соответственно для первого и второго собственного значения, дает значение характеристического сопротивления, которое так же является комплексным числом и имеет действительную и мнимую части. Следующий этап расчета – получение коэффициента замедления. Для этого нам требуется взять произведение фазы и длины волны, поделенное на $2\pi L$, где L – период системы. Результаты расчетов представлены на рис. 8-11.

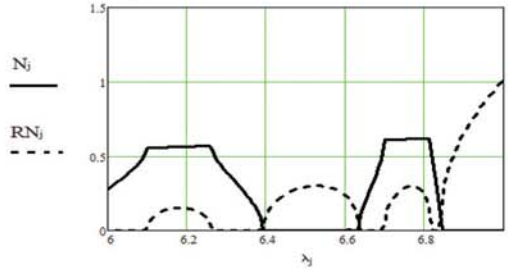


Рис. 8. Замедление N_j и реактивное затухание RN_j (пунктир) ЗС с: l1=18.6мм; l2=l3=1.1мм; a1=a2=a3=3.3мм; b1=1мм; b2=1.6мм

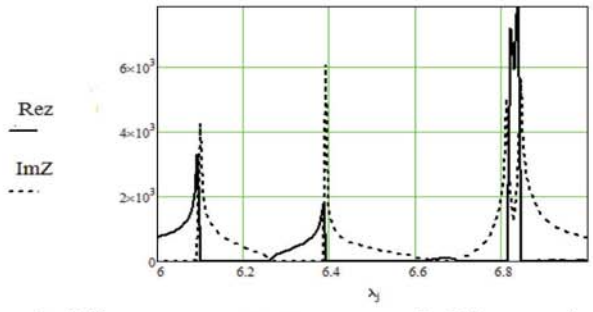


Рис. 9. Действительная $\mathrm{Re}\,Z$ и мнимая ImZ (пунктир) части сопротивления связи петляющего волновода

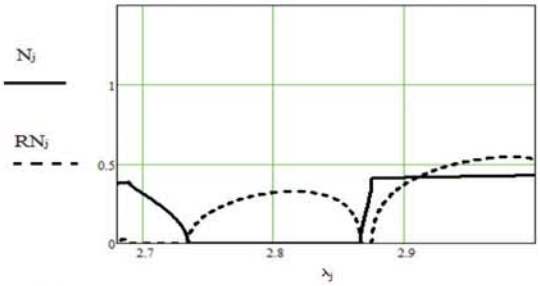


Рис. 10. Замедление N_j и реактивное затухание RN_j (пунктир) ЗС с: l1=9.3мм; l2=l3=1.1мм; a1=a2=a3=1.3мм; b1=1мм; b2=1.3мм

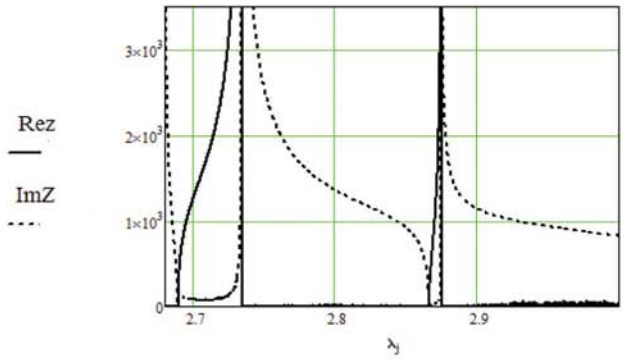


Рис. 11. Действительная $\mathrm{Re}\,Z$ и мнимая ImZ (пунктир) части сопротивления связи петляющего волновода

Как видно из расчетов, результаты, полученные с помощью ВРМ, несколько отличаются от результатов, полученных с помощью HFSS. Это отличие обусловлено тем, что ВРМ не учитывает изгибы ЗС в местах соединения отрезков волновода, а также наличие пролетного канала. Результаты расчетов по программе HFSS можно считать более точными, так как они были получены более точным методом и, в свою очередь, могут использоваться в качестве численного эксперимента для настройки ВРМ.

Для настройки можно использовать три точки по значению замедления, соответствующие π-виду, 2π-виду и $\frac{3\pi}{2}$ – виду, а также одну точку по сопротивлению связи, соответствующую середине полосы пропускания.

В соответствии с методом эквивалентных систем настройка, то есть выбор эквивалентных параметров ВРМ осуществляется по экспериментально заданным точкам дисперсионной характеристики (опорным точкам) в процессе решения задачи параметрической оптимизации.

Для выбора m эквивалентных параметров ВРМ $\vec{x}^0 = \left(x_1^0, x_2^0, \ldots x_m^0\right)$ требуется задать p опорных точек, к которым относятся замедление $\vec{n}^0 = \left(n_1^0, n_2^0, \ldots n_p^0\right)$ и сопротивление связи $\vec{R}^0 = \left(R_1^0, R_2^0, \ldots R_p^0\right)$.

Задача параметрической оптимизации в этом случае формулируется следующим образом:

$\min F(\vec{x}) = F(\vec{x}^0)$, при $x_{i\,min} \le x_i \le x_{i\,max}$.

Начальное значение варьируемого параметра ВРМ определяется непосредственно по геометрическим размерам замедляющей системы.

Выделим две аддитивные целевые функции, соответствующие электродинамическим характеристикам ЗС, а именно, замедлению и сопротивлению связи:

$$F^n(\vec{x}) = \sum_{i=1}^{p} \omega_i F_i^n\left(\vec{x}, \lambda_i\right), \quad F^R(\vec{x}) = \sum_{i=1}^{p} g_i F_i^R\left(\vec{x}, \lambda_i\right),$$

где частные целевые функции F_i^n и F_i^R определяются следующим образом:

$$F_i^n\left(\vec{x}, \lambda_i\right) = \frac{n_i\left(\vec{x}, \lambda_i\right) - n_i^0\left(\lambda_i\right)}{n_i^0\left(\lambda_i\right)}, \quad F_i^R\left(\vec{x}, \lambda_i\right) = \frac{R_i\left(\vec{x}, \lambda_i\right) - R_i^0\left(\lambda_i\right)}{R_i^0\left(\lambda_i\right)}.$$

Здесь $n_i(\vec{x},\lambda_i)$, $R_i(\vec{x},\lambda_i)$ – замедление и сопротивление связи, рассчитанные по формулам для ВРМ; $n_i^0(\lambda_i)$, $R_i^0(\lambda_i)$ – замедление и сопротивление связи, полученные расчетным путем по программе HFSS либо экспериментально; λ_i – длина волны; ω_i, g_i – весовые коэффициенты.

Ввиду того, что в формулу для расчета сопротивления связи входит параметр R_M, который сложно оценить по геометрии ЗС, ищется минимум результирующей целевой функции вида

$$F(\vec{x}) = F^n(\vec{x}) + F^R(\vec{x})$$

Для этого используется метод последовательных уступок. При исследовании замедляющей системы типа «встречные штыри», в отличие от предыдущего примера ЗС, где использовались результаты численного эксперимента, для настройки ВРМ брались реальные экспериментальные опорные точки. Расчет проводился для указанных на рис. 3 геометрических размеров системы.

На рис. 12 представлены результаты расчета замедления и сопротивления связи (верхняя часть рисунка), а также реактивного затухания для рассматриваемой замедляющей системы.

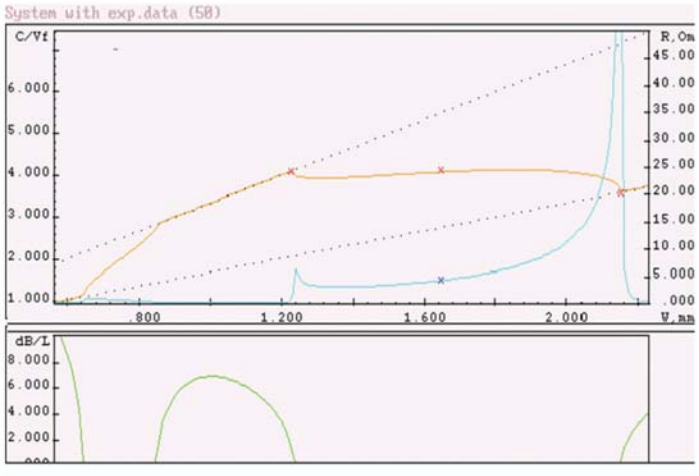


Рис. 12. Дисперсионные характеристики ЗС типа «встречные штыри»

На графике отмечены опорные точки. Как видно, точки достаточно точно совпадают с замедлением π- вида, 2π-вида, $\frac{3\pi}{2}$ – вида и сопротивлением связи в середине полосы пропускания.

Заключение

В работе показано, что замедляющие системы типа «петляющий волновод» и «встречные штыри» пригодны для использования в миллиметровом диапазоне. Для моделирования этих систем могут использоваться волноводно-резонаторные модели, настраиваемые по полученным экспериментально опорным точкам. При этом достаточно выбрать количество опорных точек, не превышающее трех, для расчета замедления, соответственно по границам и середине полосы пропускания, и одной, соответствующей сопротивлению связи в середине полосы.

В качестве опорных точек могут также использоваться значения замедления и сопротивления связи, полученные в результате численного эксперимента с помощью программы HFSS. Построенные таким образом волноводно-резонаторные модели весьма просты и достаточно точны. В данной работе показано, что эти модели могут успешно применяться при расчете ламп бегущей волны, работающих в миллиметровом диапазоне.

Литература

1. *Мухин С.В., Никонов Д.Ю., Солнцев В.А.* Исследование полосовых свойств локального импеданса связи замедляющих систем //Радиотехника и электроника. – 2008. – Т.53, №10. – С.1324-1332.

2. *Мухин С.В., Ломакин О.Е., Солнцев В.А.* Волноводно-резонаторная модель замедляющей системы типа цепочка связанных резонаторов // Радиотехника и электроника. – 1988. – Т.33, №8. – С.1637-1643.

3. *Силин Р.А., Чепурных И.П.* Расчет замедляющих систем, ячейки которых можно представить в виде сочленения волноводов // Радиотехника и электроника. – 1990. – Т.35, №5. – С.989-997.

4. *Кравченко Н.П., Мухин С.В.* Анализ дисперсионных характеристик замедляющих систем с пролетным каналом, заполненным плазмой, методом трехмерного моделирования // Журнал радиоэлектроники (электронный журнал) http://jre.cplire.ru/jre/apr14/7/text.html. – 2014.- №4. – С.1-22.

5. *Лебедев И.В.* Техника и приборы СВЧ. – М.: Высшая школа. – 1970, Т.1. – 375 с.

6. *Мухин С.В.* Анализ дисперсионных характеристик замедляющих систем типа ЦСР вблизи границ полосы пропускания // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т.57, № 12. – С.1301-1311.

MILLIMETER-BAND SLOW-WAVE STRUCTURES

Natalja Kravchenko, Sergey Mukhin, Semen Presnyakov, *Moscow, Russia*

Abstract

This paper considers the model of amplification of electromagnetic millimeter waves by non-relativistic electron beams in one-dimensional periodic electrodynamic systems. As slow-wave structures systems such as "winding waveguide" and "counter-pins"-type suitable for use in the millimeter range are investigated. The main directions of research are:

– development of a traveling-wave tube model on the basis of the differential theory of excitation of electrodynamic systems by currents;

–modeling and calculation for simplified waveguide-resonator model of electrodynamic properties of slow-wave structures such as "winding waveguide" in the millimeter range;

– representation of a waveguide-resonator model of "winding waveguide"-type slow-wave structure, composed of segments of rectangular and U-shaped waveguide;

– obtaining by a waveguide-resonator model coefficients of the transmission matrix, which allows to analyze the dispersion and coupling impedance in the band of amplified frequencies;

– investigation of "winding waveguide"-type slow-wave structure taking into account the geometric phase rotation field in neighboring gaps by linear waveguide-resonator model represented by a chain of quadripoles by means of opposite switching of the induced current in the neighboring interaction gaps and also the first spatial harmonic used in traveling-wave tubes for the calculation of the dispersion;

– calculation of a number of options that characterize the basic laws of changes in the properties of "winding waveguide"-type slow-wave structure;

– modeling the properties of slow-wave structures such as "winding waveguide" using 3D-codes;

– application of the results obtained using the 3D-codes as the numerical experiment to adjust waveguide-resonator model;

– model building pin-type slow-wave structures using waveguide-resonator model, adjustable by experimental reference points.

The paper shows that for modeling slow-wave structures such as "winding waveguide" and "counter-pins" waveguide-resonator model adjustable to the experimentally obtained reference points can be used. As the reference points can also be used the values of deceleration and the coupling impedance obtained by numerical experiment using HFSS. Waveguide resonator models constructed in such way are sufficiently accurate and simple. This paper shows that these models can be successfully used for the calculation of traveling-wave tubes operating in the millimeter range.

Keywords: *slow-wave structures, waveguide-resonator model, electrodynamic characteristics, traveling wave tube, the program HFSS, millimeter-band.*

References

1. *Mukhin S.V., Nikonov D.Y. and Solntsev V.A.* (2008), Radiotekhnika i Electronika [J. Communication Technology and Electronics]. 2008. V.53. No. 10. P.1324-1332. [*in Russian*]

2. *Lomakin O.E., Mukhin S.V. and Solntsev V.A.* (1988), Radiotekhnika i Electronika [J. Communication Technology and Electronics], vol.33, no.8, pp. 1637-1643. [*in Russian*]

3. *Silin R.A. and Chepurnykh I.P.* (1990), Radiotekhnika i Electronika [J. Communication Technology and Electronics], vol.35, no.5, pp. 989-997. [*in Russian*]

4. *Kravchenko N.P. and Mukhin S.V.* (2014), J. Radioelectronics [Electronic], no. 4, pp.1- 22, available at: http://jre.cplire.ru/jre/apr14/7/text.html (accessed 14 Apr 2014). [*in Russian*]

5. *Lebedev, I.V.* Tekhnika i pribory SVCH [Techniques and High Frequency Devices], (1970), Higher School, Moscow, Russia, vol.1, 375 p. [*in Russian*]

6. *Mukhin, S.V.* (2012), Radiotekhnika i Electronika [J. Communication Technology and Electronics], vol.57, no.12, pp. 1301-1311. [*in Russian*]

Information about authors:

Natalja Kravchenko, Associate Professor, Candidate of Technical Sciences, National Research University "Higher School of Economics" (NRU HSE), **natkrav@inbox.ru**

Sergey Mukhin, Professor, Doctor of Technical Sciences, National Research University "Higher School of Economics" (NRU HSE), **mukhin_sergey@yahoo.com**

Semen Presnyakov, student, National Research University "Higher School of Economics" (NRU HSE), **pressnyak@gmail.com**

ОСОБЕННОСТИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ВСТРЕЧНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОТОКОВ В ТРУБЕ ДРЕЙФА

Мозговой Юрий Дмитриевич,
профессор, доцент, д.т.н., Московский институт электроники и математики Национального исследовательского университета "Высшая школа экономики", Москва, Россия, ***y.mozgovoy@hse.ru***

Хриткин Сергей Анатольевич,
доцент, к.т.н., Московский институт электроники и математики Национального исследовательского университета "Высшая школа экономики", Москва, Россия, ***s.khritkin@hse.ru***

Ключевые слова: *встречные электронные потоки, труба дрейфа, метод связанных волн, непрерывное взаимодействие, быстрая и медленная волны пространственного заряда, обратная связь, ЛОВ-усилитель, дисперсионные характеристики.*

В линейном приближении проводится численное моделирование и анализ особенностей взаимодействия встречных электронных потоков в трубе дрейфа с учетом коэффициентов редукции плазменных колебаний и электронного взаимодействия между потоками. В рамках гидродинамического подхода в режиме слабого сигнала развита волновая методика теории связанных волн пространственного заряда для встречных электронных потоков. Записаны уравнения связанных плазменных волн электронных потоков и получено дисперсионное уравнение непрерывного четырехволнового двулучевого взаимодействия, которое справедливо в широкой полосе частот для различных значений параметров убывания кулоновских сил с расстоянием и коэффициентов электронного взаимодействия между потоками. В одномодовом приближении в каждом из взаимодействующих потоков распространяются быстрая (БВ) и медленная (МВ) волны пространственного заряда (электронные или плазменные волны пучков). Получены решения дисперсионного уравнения в режимах трех и четырехволновой связей волн пространственного заряда. Исследованы особенности режимов взаимодействия типа ЛОВ-усилителя, направленного ответвителя (НО) с периодической или апериодической связью волн в случае взаимодействия встречных широких и узких электронных потоков в трубе дрейфа. Взаимодействие встречных электронных потоков перспективно для усиления и генерации микроволн в режиме электронной моды. Если быстрая волна широкого встречного потока находится в синхронизме с медленной волной прямого широкого потока, то получаем аналог режима ЛОВ усилителя. При длине полной перекачки энергии волн возникает эффективная обратная связь с усилением, а при токах пучка, превышающих пусковые значения, совершается переход к режиму генерации. При ограниченной интенсивности потоков частицы движутся с постоянной скоростью, задаваемой ускоряющими потенциалами. В двулучевых устройствах на электронных потоках усиление сигнала определяется взаимодействием пучков, имеющих различные скорости, при этом часть кинетической энергии одного потока превращается в энергию возрастающей волны второго потока. Синхронизм быстрой и медленной волн встречных электронных потоков приводит к усилению полей или к абсолютной неустойчивости плазменных волн – генерации колебаний. Взаимодействие встречных электронных потоков позволяет реализовать четырехволновое взаимодействие, объединяющее механизмы периодической связи волн с усилением (типа ЛОВ-усилителя) и перекачкой мощности между волнами пространственного заряда без участия электродинамических систем.

Для цитирования:
Мозговой Ю.Д., Хриткин С.А. Особенности взаимодействия встречных электронных потоков в трубе дрейфа // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 64-69.

For citation:
Mozgovoi Yu.D., Khritkin S.A. Features of interaction of counter-propagating electron beams in the drift tube. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 64-69. (*in Russian*).

Введение

В последнее время заметно возрос интерес к физике состояний вещества в экстремальных условиях в связи с расширением фундаментальных технических и астрофизических проблем в современной науке, а также с возможностью разработки мощных приборов и устройств в области более высоких частот, включая терагерцовый диапазон. Эти экстремальные состояния вещества определяют работу термоядерных реакторов (инерционный УТС), плазменных и сверхмощных СВЧ устройств, физических установок на попутных и встречных потоках заряженных частиц, источников рентгеновского и аннигиляционного гамма-излучения. Новейшие открытия в астрофизике последних лет свидетельствуют о новых экстремальных состояниях вещества. Физика высоких плотностей энергии вещества, как правило, находящегося в экстремальном плазменно-ионизованном состоянии, является сегодня обширным разделом современной науки и техники [1-6].

Двулучевое взаимодействие потоков заряженных частиц перспективно для усиления и генерации микроволн в режиме электронной моды. Использование встречных пучков позволяет рассмотреть процессы при продольном взаимодействии электронных волн с внутренней обратной связью по потоку. В гидродинамическом приближении рассматривается взаимодействие двух сплошных встречных потоков заряженных частиц в трубе дрейфа. В одномодовом приближении в каждом из взаимодействующих потоков распространяются быстрые и медленные волны пространственного заряда. В зависимости от параметра плазменной частоты и значений коэффициента редукции меняются фазовые скорости волн. В приближении слабой связи между волнами разделяют четыре вида парной связи - апериодическая и периодическая связи волн без усиления и апериодическая и периодическая связи с усилением. Продольные распределения полей зависят от граничных условий на входе и выходе [7-9].

В линейном приближении развиты методы теории связанных волн пространственного заряда для встречных потоков с учетом коэффициента редукции. Записаны уравнения связанных волн и получено решение дисперсионного уравнения в режимах трех и четырехволновой связей волн. Исследуется двулучевое усиление с обратной связью (типа ЛОВ – усилитель), а также двулучевая генерация (типа ЛОВ – генератор) в системе встречных электронных потоков в трубе дрейфа. Если быстрая волна широкого встречного потока находится в синхронизме с медленной волной прямого узкого потока, то получаем аналог режима ЛОВ усилителя [9-11].

При длине полной перекачки энергии волн возникает эффективная обратная связь с усилением, а при больших токах пучка совершается переход к режиму генерации (к аналогу ЛОВ генератора). Будем считать, что в области дрейфа потоки хорошо перемешаны и реализуется продольное взаимодействие частиц. При ограниченной интенсивности потоков частицы движутся с постоянной скоростью, задаваемой ускоряющими потенциалами. В двулучевых устройствах на попутных или встречных потоках усиление сигнала определяется взаимодействием пучков, имеющих различные скорости, при этом часть кинетической энергии одного потока превращается в энергию возрастающей волны второго потока.

В случае взаимодействия двух встречных потоков условия синхронизма зависят от коэффициента электронного взаимодействия и коэффициента редукции. Если быстрая волна широкого встречного потока находится в синхронизме с медленной волной прямого узкого потока, то получаем аналог режима ЛОВ усилителя. Взаимодействие встречных потоков позволяет реализовать 4-х волновое взаимодействие, объединяющее механизмы периодической связи волн с усилением (типа ЛОВ-усилителя). Минимальные пусковые токи в режиме ЛОВ – типа достигаются при условии синхронизма волн и выборе длины области взаимодействия. По мере приближения тока пучка к пусковому значению область усиливаемых частот сужается, а усиление заметно возрастает. Синхронизм быстрой и медленной волн пространственного заряда для попутных электронных потоков приводит к конвективной неустойчивости – усилению полей. В случае взаимодействия электронных волн для встречных потоков возможно возникновение абсолютной неустойчивости – усилению или генерации колебаний [12-14].

Основные уравнения связанных волн в электронных потоках

На рис. 1 показана схематическая модель, отображающая взаимодействие встречных электронных потоков. Как видно из рисунка в области взаимодействия потоки распространяются со скоростями, направленными навстречу друг другу. Взаимодействие встречных потоков позволяет реализовать многоволновое взаимодействие, объединяющее механизмы периодической связи волн с усилением (типа ЛОВ-усилитель), а также периодической и апериодической связей волн без усиления.

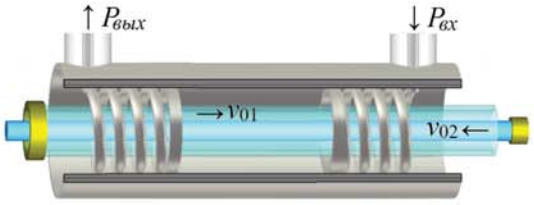


Рис. 1. Схема взаимодействия встречных электронных потоков в трубе дрейфа

Предполагается, что характер взаимодействия зависит от выбора величины параметра связи (коэффициента электронного взаимодействия M) между потоками. Коэффициент взаимодействия $0<M<1$ широко применяется в теории мощных СВЧ приборов с продольным взаимодействием (пролетных клистронов и мощных

ЛБВ на резонансных замедляющих системах). Значения коэффициента связи М между потоками могут регулироваться экраном с различными значениями размеров отверстий. В случае использования параметра плазменной частоты бесконечно широкого потока ω_p для каждого из пучков предполагается, что взаимодействуют два «широких» электронных потока. Под «узким» электронным потоком понимается поток с ограниченными поперечными размерами (цилиндрические или плоские потоки) с использованием редуцированной (уменьшенной) плазменной частоты $\omega_{q1,2}=\omega_p R_{1,2}$, R – коэффициент редукции.

В рамках гидродинамического приближения и метода связанных волн проводилось теоретическое исследование продольного непрерывного взаимодействия двулучевых встречных электронных потоков в трубе дрейфа. В линейном приближении методами теории связанных волн исследуются дисперсионные характеристики при непрерывном взаимодействии встречных электронных потоков. Общее уравнение продольных связанных волн пространственного заряда, распространяющихся во встречных электронных потоках, имеет следующий вид [7-9]

$$\left[\frac{d}{dz}+i\frac{\omega}{v_{01,2}}\right]V_{e1,2}=-i\left(\frac{\omega_p}{v_0}Z_{\text{п}}J\right)_{1,2}-iM\left(\frac{\omega_p}{v_0}Z_{\text{п}}J\right)_{2,1},$$

где для встречного потока $v_{02}<0$, $V_{e1,2}$ – кинетический потенциал, $J_{1,2}=j_{\omega z1,2}S_{\text{п}1,2}$, $S_{\text{п}1,2}$ – площадь потока, $\beta_{p1,2}=\frac{\omega_{p1,2}}{|v_{01,2}|}$ – постоянная распространения, $Z_{\text{п}}=\frac{Z_{\text{п}0}}{K_\gamma}$ – волновое сопротивление потока.

В методе связанных волн в теорию вводятся амплитуды нормальных волн плазменных колебаний в широком потоке. Они даются соотношениями [7]

$$a_{p1,2\pm}=\frac{1}{4\sqrt{Z_{\text{п}1,2}}}\left[V_{e1,2}\pm Z_{\text{п}1,2}\left(-J_{1,2}\right)\right].$$

Кинетический потенциал электронных потоков $V_{e1,2}$ и токи пучков $J_{1,2}$ выражаются через амплитуды нормальных волн

$$V_{e1,2}=2\sqrt{Z_{\text{п}1,2}}\left(a_{p1,2+}+a_{p1,2-}\right),$$
$$J_{1,2}=\frac{2}{\sqrt{Z_{\text{п}1,2}}}\left(a_{p1,2+}-a_{p1,2-}\right).$$

Уравнения связанных волн плазменных колебаний в первом (или втором) потоке, находящемся под воздействием кулоновского поля другого потока, имеют вид [7-9]

$$\left[\frac{d}{dz}+i\left(\frac{\omega}{v_{01}}\mp\frac{\omega_{p1}}{v_{01}}\right)\right]a_{p1\pm}=-c_{12}M\left(a_{p2+}-a_{p2-}\right),$$
$$\left[\frac{d}{dz}+i\left(\frac{\omega}{v_{02}}\mp\frac{\omega_{p2}}{v_{02}}\right)\right]a_{p2\pm}=-c_{21}M\left(a_{p1+}-a_{p1-}\right),$$

где c_{12} – коэффициенты двухволновой связи волн [7-9].

В случае узкого потока происходит замена плазменной частоты бесконечно широкого потока ω_p на редуцированную (уменьшенную) плазменную частоту ω_q.

В одномодовом приближении уравнения связанных волн для встречных электронных потоков имеют вид

$$\left[\frac{d}{dz}+i\left(\beta_{e1}\mp\beta_{q1}\right)\right]a_{q1\pm}=i\left|c_{12}\right|M\left(a_{q2+}-a_{q2-}\right),$$
$$\left[\frac{d}{dz}-i\left(\beta_{e2}\mp\beta_{q2}\right)\right]a_{q2\pm}=-i\left|c_{21}\right|M\left(a_{q1+}-a_{q1-}\right).$$

Для получения характеристического уравнения связанной системы общее решение ищется в виде:

$$a_{q2\pm}(z)=a_{q2\pm}(0)\exp(\gamma z),$$
$$a_{q1\pm}(z)=a_{q1\pm}(0)\exp(\gamma z).$$

Для нахождения комплексного коэффициента распространения γ предполагаемые решения подставляются в систему уравнений для встречных электронных потоков, после чего находится детерминант системы, который приравнивается нулю

$$\begin{vmatrix}-\gamma-i\beta_{q1+} & 0 & Mc_{12} & -Mc_{12}\\ 0 & -\gamma-i\beta_{q1-} & Mc_{12} & -Mc_{12}\\ Mc_{21} & -Mc_{21} & -\gamma-i\beta_{q2+} & 0\\ Mc_{21} & -Mc_{21} & 0 & -\gamma-i\beta_{q2-}\end{vmatrix}=0.$$

Полученное характеристическое уравнение непрерывного четырехволнового двулучевого взаимодействия справедливо в широкой полосе частот для различных значений параметров убывания кулоновских сил с расстоянием и коэффициентов связи между потоками. В одномодовом приближении в каждом из взаимодействующих потоков распространяются быстрая и медленная волны пространственного заряда (электронные или плазменные волны пучков).

Исследование особенностей взаимодействия для встречных потоков в трубе дрейфа

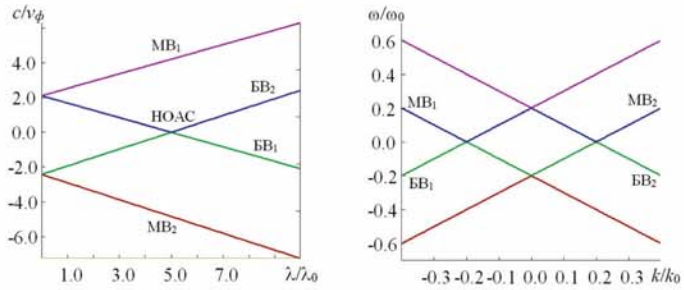
Использование встречных пучков позволяет рассмотреть процессы усиления и генерации микроволн при продольном взаимодействии с внутренней обратной связью по потоку. Двулучевое усиление с обратной связью (типа ЛОВ – усилитель), а также двулучевая генерация (типа ЛОВ – генератор) отмечаются в системе встречных пучков.

На рис. 2. приведены решения дисперсионного уравнения и показаны дисперсионные зависимости медленных и быстрых волн пространственного заряда широких встречных потоков заряженных частиц при отсутствии связи между потоками (M=0) - в координатах коэффициента замедления от нормированной длины волны $(c/v_\phi=f(\lambda/\lambda_0))$ – (рис. 2*а*) и нормированной частоты от волнового числа $(\omega/\omega_0=f(k/k_0))$ – (рис. 2*б*).

Из анализа дисперсионных зависимостей коэффициента замедления от нормированной длины волны на рис. 2*а* следует, что пересечение двух быстрых волн пространственного заряда каждого из электронных потоков приводит к комплексным решениям коэффициента распространения электронных волн γ. Увеличение значений коэффициента электронного взаимодействии M приводит к быстрому увеличению коэффициента нарастания α и расширению области комплексных реше-

ний в полосе частот. Однако, так как нет связи с медленными волнами потоков (волнами с запасенной отрицательной энергией), то полученные решения соответствуют режиму направленного ответвителя с апериодической связью электронных волн без усиления.

В случае движения двух встречных электронных потоков условия синхронизма зависят от коэффициента редукции и выполняются при взаимодействии широких и узких потоков. Если быстрая волна широкого встречного потока находится в синхронизме с медленной волной прямого широкого потока, то получаем аналог режима ЛОВ усилителя. При длине полной перекачки энергии волн возникает эффективная обратная связь с усилением, а при токах пучка, превышающих пусковые значения, совершается переход к режиму генерации (к аналогу ЛОВ генератора).

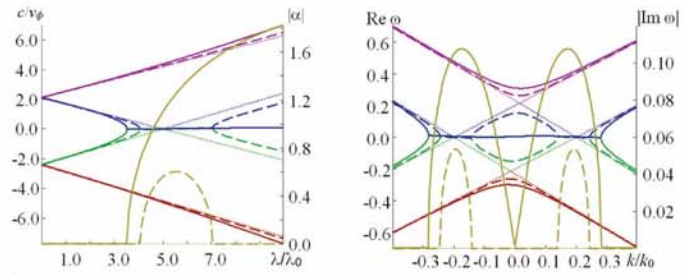


а) *б)*

Рис. 2. Дисперсионные зависимости медленных и быстрых волн пространственного заряда встречных потоков заряженных частиц в координатах $c/v_\phi = f(\lambda/\lambda_0)$ – (*а*) и $\omega/\omega_0 = f(k/k_0)$ – (*б*); M=0

Связь быстрых волн пространственного заряда встречных потоков характеризуется монотонным изменением энергии вдоль области взаимодействия без усиления (апериодическая связь волн – АС). Взаимодействие медленной волны прямого потока с быстрой обратной волной встречного потока характеризуется периодической связью с усилением (двулучевой усилитель типа ЛОВ). При условии полной перекачки энергии между волнами реализуется режим двулучевого генератора (типа ЛОВ - генератора).

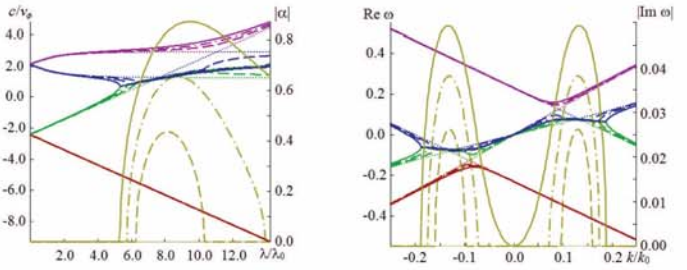
Из рис. 3*а* следует, что при взаимодействии быстрых волн попутного и встречного потоков реализуется режим направленного ответвителя с апериодической перекачкой мощности без усиления. Синхронизм медленной волны попутного потока и быстрой волны встречного пучка приводит к периодической перекачке мощности. Так как осуществляется периодическая связь волн пучков заряженных частиц – связь медленной волны попутного потока с быстрой волной встречного потока, то это соответствует режиму связи волн с усилением – режиму ЛОВ. На рис. 3*б* приведены дисперсионные зависимости комплексной частоты от волнового числа. В соответствии с правилами Стэррока полученные дисперсионные характеристики соответствуют абсолютной двухпучковой неустойчивости попутного и встречного потоков заряженных частиц [12].



а) *б)*

Рис. 3. Дисперсионные зависимости взаимодействия двух широких встречных электронных потоков (U_{01} = 50 кВ, U_{02} = 70 кВ (встречный); $\omega_{p1,2}$ = 0.2) в координатах: *а)* $c/v_\phi = f(\lambda/\lambda_0)$ и *б)* $\omega/\omega_0 = f(k/k_0)$ при изменении коэффициента взаимодействия пучков: M_{12}=M_{21} = 0 (пунктирные линии), 0.5 (штриховые линии), 1.0 (сплошные линии)

Взаимодействие узкого попутного и широкого встречного потоков позволяет реализовать четырехволновое взаимодействие, объединяющее механизмы периодической связи с усилением (типа ЛОВ), а также периодической и апериодической связей волн без усиления (рис. 4). Характер этих связей зависит от выбора величины параметра взаимодействия. С увеличением этого параметра низкочастотная граница области комплексного решения смещается в сторону меньших частот и переходит в комплексное решение на нулевой частоте.



а) *б)*

Рис. 4. Дисперсионные зависимости взаимодействия узкого попутного и широкого встречного электронных потоков (U_{01} = 50 кВ, R_1 = 0.5, U_{02} = 70 кВ; $\omega_{p1,2}$ = 0.2) в координатах: а) $c/v_\phi = f(\lambda/\lambda_0)$; б) $\omega/\omega_0 = f(k/k_0)$ при изменении коэффициента взаимодействия пучков: M = 1. - 0.25, 2. - 0.5, 3. - 0.75

Заключение

В линейном приближении проводится численное моделирование взаимодействия встречных электронных потоков в трубе дрейфа с учетом коэффициентов редукции плазменных колебаний и электронного взаимодействия между потоками. В гидродинамическом приближении развиты метод связанных волн и метод дисперсионного уравнения при взаимодействии волн пространственного заряда в двулучевых электронных потоках. Записаны уравнения связанных волн и получено решение дисперсионного уравнения в режиме четырехволновой связи волн. Исследованы особенности

режимов взаимодействия с усилением или генерацией волн пространственного заряда при различных значениях коэффициента связи потоков и режимов взаимодействия типа ЛОВ-усилителя, направленного ответвителя с периодической или апериодической связью волн в случае взаимодействия встречных широких и цилиндрических электронных потоков в трубе дрейфа. Синхронизм быстрой и медленной волн встречных электронных потоков приводит к усилению полей или к абсолютной неустойчивости – генерации колебаний.

Литература

1. *Cassidy D.B., Mills Jr. A.P.* The production of molecular positronium //Nature. 2007. V. 449. № 7159. P. 195.
2. *Фортов В.Е.* Физика высоких плотностей энергии. – М.: Физматлит, 2013. – 711 с.
3. *Канавец В.И.* Электронно-позитронное вещество: от позитрония до сверхжидкости и шаровой молнии. – М.: Педагогическое общество России, 2009. – 224 с.
4. *Liu W.* et al. Two-stream Smith–Purcell free-electron laser //Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment. 2007. – Vol. 570. №1. – Pp. 171-175.
5. *Liu W.* et al. Enhancements of Terahertz Radiation from a Grating Waveguide by Two-Stream Instability // IEEE Transactions on Plasma Science. 2008. – Vol. 36. – №3. – Pp. 748-756.
6. *Bishofberger K., Svimonishvili T., Faehl R. J., Carlsten B. E.* Structure-less Generation of Sub-millimeter Radiation. //10th IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC-2009), Pp. 275-276
7. *Louisell W.* Coupled mode and parametric electronics. 1960. – 268 p.
8. *Бугаев С.П., Канавец В.И., Кошелев В.И., Черепенин В.А.* Релятивистские многоволновые СВЧ-генераторы. – Новосибирск: Наука, 1991. – 296 с.
9. *Канавец В.И., Мозговой Ю.Д., Слепков А.И.* Излучение мощных электронных потоков в резонансных замедляющих системах. – М.: МГУ, 1993. – 208 с.
10. *Канавец В.И., Мозговой Ю.Д., Слепков А.И., Хриткин С.А.* Четырехволновое взаимодействие потока и поля в резонансном периодическом волноводе // Радиотехника и электроника, 1997. – Т. 42. №3. – С. 341-347.
11. *Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А.* Лекции по сверхвысокочастотной электронике. – М.: Сов. Радио, 1973. – 400 с.
12. *Александров А.Ф., Рухадзе А.А.* Лекции по электродинамике плазмоподобных сред. Неравновесные среды. – М.: МГУ, 2002. – 335 с.
13. *Рабинович М.И., Трубецков Д.И.* Введение в теорию колебаний и волн. – М.: Наука, 1984. – 560 с.
14. *Трубецков Д.И., Храмов А.Е.* Лекции по СВЧ электронике для физиков. В 2 т. Т.1. – М.: Физматлит, 2003. – 496 с.

FEATURES OF INTERACTION OF COUNTER-PROPAGATING ELECTRON BEAMS IN THE DRIFT TUBE

Yury Mozgovoi, Sergei Khritkin, *Moscow, Russia*

Abstract
In the linear approximation is carried out numerical simulation and analysis of the features of the interaction of colliding electron beams in a drift tube with the reduction ratio of plasma oscillations and electronic interaction between threads. In the hydrodynamic approach in the weak signal wave technique developed theories related to space-charge waves colliding electron beams. Write an equation relating the plasma waves and electron beams obtained dispersion equation continuous four-two-beam interaction, which is valid over a wide bandwidth for different values of the parameters of decreasing Coulomb forces with distance, and the coefficients of the electronic interaction between threads. In the single-mode approximation in each of the interacting flows spread fast and slow space-charge wave (electronic or plasma wave beams). It was obtained solution of the dispersion equation in three modes and four-wave communications space-charge waves. The features of the modes of interaction such as BWO-amplifier, directional coupler with a periodic or aperiodic wave coupling in the case of interaction of colliding wide and narrow electron beams in the drift tube. The interaction of colliding electron beams is promising for the amplification and generation of microwaves in the electorn-mode regime. If the fast wave wide counter-flow is in synchronism with the slow wave of direct broad stream, then we obtain an analogue of the BWT amplifier. With a length of total energy waves appears effective feedback gain, and at beam currents exceeding the starting value, a transition to the regime of generation. When low-intensity flow the particles move at a constant speed given by accelerating potential. In the two-beam devices for electronic amplification of the signal streams is determined by the interaction of beams having different speeds, wherein one portion of the kinetic energy flux is converted into energy of the second wave of increasing flux. Synchronicity is the fast and slow waves colliding electron flow leads to increased margins or to absolute instability of plasma waves – generation of oscillations. The interaction of colliding electron beams allows for four-wave mixing, combining mechanisms for the periodic wave coupling with increasing (BWT-type amplifier) and the pumping power between the space-charge waves without electrodynamic systems.

Keywords: *counter-propagating electron beams, drift tube, the method of coupled waves, continuous interaction, feedback, BWO amplifier and oscillator, dispersion characteristics.*

References
1. *Cassidy, D.B. and Mills Jr., A.P.* (2007), "The production of molecular positronium", Nature, vol. 449, no. 7159, pp. 195-197.
2. *Fortov, V.E.* (2013), Fizika vysokih plotnostej jenergii [High energy density physics], Fizmatlit, Moscow. [*in Russian*]
3. *Kanavets, V.I.* (2009), Jelektronno-pozitronnoe veshhestvo: ot pozitronija do sverhzhidkosti i sharovoj molnii [Electron-Positron Substance: From Positron to Superliquid and Ball Lightning], Pedagogicheskoe Obshchestvo Rossii, Moscow. [*in Russian*]
4. *Liu, W., Liang, Z., Yang, Z., Li, D. and Imasaki K.* (2007), "Two-stream Smith-Purcell free-electron laser", Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, vol. 570, no. 1, pp. 171-175.
5. *Liu, W., Liang, Z., Yang, Z., Li, D., Imasaki K., Shi, Z., Lan, F, Park, G.-S. and Liu S.* (2008), "Enhancements of Terahertz Radiation from a Grating Waveguide by Two-Stream Instability", IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 36, no. 3, pp. 748-756.6. Bishofberger, K., Svimonishvili, T., Faehl, R. J. and Carlsten, B. E. (2009), "Structure-less Generation of Sub-millimeter Radiation", Proceedings of the 10th IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC-2009), Rome, Italy, 28-30 april, pp. 275-276.
7. *Louisell, W.* (1960), Coupled mode and parametric electronics, Wiley, New York, NY.
8. *Bugaev, S.P., Kanavets, V.I., Koshelev, V.I. and Cherepenin V.A.* (1991), Reljativistskie mnogovolnovye SVCh-generatory [Relativistic Multiwave Microwave Generators], Nauka, Novosibirsk. [*in Russian*]
9. *Kanavets, V.I., Mozgovoi, Yu.D. and Slepkov, A.I.* (1993), Izluchenie moshhnyh jelektronnyh potokov v rezonansnyh zamedljajushhih sistemah [Radiation of High-Power Electron Currents in Resonant Slow-Wave Structures], Mosk. Gos. Univ., Moscow [*in Russian*]
10. *Kanavets, V.I., Mozgovoi, Y.D., Slepkov, A.I. and Khritkin, S.A.* (1997), "Four-Wave Interaction Brtween the Flow and the Field in a Resonsnt Periodic Waveguide", Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 42, no. 3. pp. 314-320. [*in Russian*]
11. *Vainshtein, L.A. and Solntsev, V.A.* (1973), Lekcii po sverhvysokochastotnoj jelektronike [Lectures on microwave electronics], Sov. Radio, Moscow. [*in Russian*]
12. *Aleksandrov, A.F. and Rukhadze, A.A.* (2002), Lekcii po jelektrodinamike plazmopodobnyh sred. Neravnovesnye sredy [Lectures on the Electrodynamics of Plasmalike Media: Nonequilibrium Media], Mosk. Gos. Univ., Moscow. [*in Russian*]
13. *Rabinovich, M.I. and Trubetskov, D.I.* (1984), Vvedenie v teoriju kolebanij i voln [Introduction to the theory of waves and vibrations], Nauka, Moscow. [*in Russian*]
14. *Trubetskov, D.I. and Khramov, A.E.* (2003), Lekcii po SVCh jelektronike dlja fizikov [Lectures on Microwave Electronics for Physicists], Fizmatlit, Moscow. [*in Russian*]

Information about authors:
Yury Mozgovoi, Moscow Institute of Electronics and Mathematics, National Research University Higher School of Economics, professor, **y.mozgovoy@hse.ru**; *Sergei Khritkin*, Moscow Institute of Electronics and Mathematics, National Research University Higher School of Economics, associate professor, **s.khritkin@hse.ru**.

ОЦЕНКА ПРИМЕНИМОСТИ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ТЕРМООБРАБОТКИ БАЗАЛЬТА И ИЗДЕЛИЙ ИЗ НЕГО

Нефедов Владимир Николаевич,
д.т.н., профессор, Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики" (НИУ ВШЭ), Москва, Россия, ***6034348@mail.ru***

Мамонтов Александр Владимирович,
к.т.н., доцент, Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики" (НИУ ВШЭ), Москва, Россия, ***a.mamontov@hse.ru***

Симонов Валентин Павлович,
д.т.н., профессор, Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики" (НИУ ВШЭ), Москва, Россия, ***vsimonov@hse.ru***

Чебыкин Алексей Евгеньевич,
Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики" (НИУ ВШЭ), Москва, Россия, ***leksei932@rambler.ru***

Ключевые слова: *СВЧ-устройство, распределение температуры, диэлектрический материал, источник СВЧ-энергии, базальтовое волокно, микроволновый нагрев.*

Рассмотрены вопросы применения микроволновых технологий нагрева диэлектриков на примере экспериментальных исследований по оценке эффективности СВЧ сушки базальтового картона и плавления сырья для его производства. Актуальность работы обусловлена поиском инновационных технологий, проводимым многими производственными компаниями в России и за рубежом. Существующие на сегодняшний день технологии для производства изделий из базальтового волокна (штапельного или непрерывного) характеризуются значительными энергетическими затратами, связанными с использованием сжигаемого топлива (газ, кокс). Кроме того, для обеспечения существующих норм экологической безопасности производства вынуждены идти на дополнительные затраты, которые впрямую сказываются на конечной цене продукта. В то же время использование микроволн для целей технологического нагрева, как характеризующийся высоким КПД и экологической чистотой процесса термообработки, способно поднять на более высокий уровень показатели самих технологических процессов с одновременным улучшением потребительских свойств обрабатываемого продукта. Базальт и изделия из него (в данной работе – картон значительной толщины) были выбраны в качестве исследуемого объекта не случайно: производство базальтовых волокон растёт год от года с одновременным расширением сфер их применения. Сдерживание расширения рынка сбыта базальтового волокна связано в основном с его относительно высокой стоимостью по сравнению, например, со стекловолокном. Данное экспериментальное исследование направлено в основном на оценку эффективности применения микроволнового нагрева при производстве, как самих базальтовых волокон, так и изделий из них. Приведены результаты экспериментальных исследований процесса плавления базальта, которые позволили определить энергетические затраты, приведённые к весу нагреваемого образца базальта. Эти энергетические затраты составили 0,8кВт?час/кг, что практически на порядок меньше энергетических затрат на плавление базальта при традиционных технологиях. Также представлены результаты применения СВЧ излучения для сушки теплоизолятора в виде картона из базальтового волокна толщиной 24 мм. Показано, что энергетические затраты уменьшаются на 45% по сравнению с сушкой утеплителя по традиционной технологии.

Для цитирования:
Нефедов В.Н., Мамонтов А.В., Симонов В.П., Чебыкин А.Е. Оценка применимости микроволнового излучения для термообработки базальта и изделий из него // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 70-73.

For citation:
Nefedov V.N., Mamontov A.V., Simonov V.P., Chebykin A.E. Evaluation of microwave radiation applicability for the heat treatment of basalt and its products. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 70-73. (*in Russian*).

Современное производство всё большее внимание уделяет поиску новых технологических решений, отвечающих требованиям экологической чистоты, сбережения энергетических ресурсов с одновременным повышением эффективности технологических процессов. Разрабатываются новые материалы, отвечающие современным требованиям, производство которых требует внедрения новых технологических процессов, так как традиционно используемые технологии в этом случае либо оказываются малоэффективными, либо вовсе не способны привести к требуемому результату.

Примером практического исследования возможности применения современных технологий для обработки материалов может служить данная работа.

Предпосылкой для проведения данного исследования явилась необходимость модернизации технологии производства базальтового картона на одном из российских предприятий. Существующий технологический процесс включает в себя формование полотна картона из базальтовых волокон, пропитку сформованного полотна связующим веществом с помощью водной эмульсии и последующее удаление влаги из полотна.

Сушка базальтового картона традиционно производится потоком горячих газов, получаемых от газовой горелки высокой производительности. Такой способ сушки, приемлемый для толщины картона в пределах 4-6 мм, оказался совершенно неприменим для сушки толщин от 15 мм и выше. В связи с этим был предложен способ сушки с применением энергии электромагнитных волн сверхвысокой частоты.

Выбор данного способа нагрева обоснован рядом преимуществ использования СВЧ энергии в качестве источника, в частности, равномерность прогрева значительных толщин материала вне зависимости от его теплопроводности, высокий коэффициент преобразования СВЧ энергии в тепловую энергию (до 100%), экологическая чистота процесса и ряд других.

Экспериментальные исследования по удалению влаги из базальтового картона, пропитанного водной эмульсией связующего вещества, проводились на образцах картона размерами 140x140мм и толщиной 24 мм. Каждый из образцов был набран из шести отдельных листов картона толщиной 4мм каждый. В среднем начальный вес каждого из образцов составлял немногим более 500 грамм, вес после сушки – около одной-двух десятых от начального веса образца.

Экспериментальные испытания проводились на камерной СВЧ установке лучевого типа мощностью 540 Вт. Для равномерности нагрева образца использовался вращающийся стол с расположенной на нём подставкой из радиопрозрачного диэлектрика. Высота подставки выбиралась исходя из условия расположения нагреваемого материала напротив излучающего волновода камеры. Схематично установка представлена на рис. 1.

Во время проведения эксперимента через равные промежутки времени фиксировались следующие параметры: вес образца, температура внутри образца и температура на поверхности. В связи с малым отклонением температуры от точки к точке на поверхности картона в расчёт принималась температура в центре площади образца.

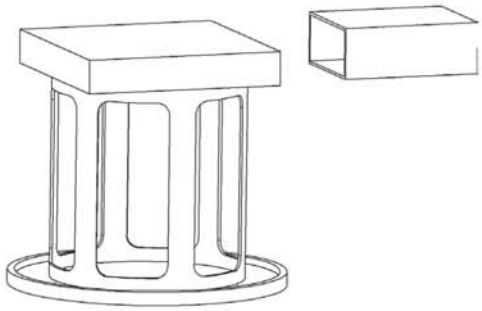


Рис. 1. Схема установки для экспериментального исследования процесса СВЧ сушки базальтового теплоизолятора: 1 – излучающий волновод; 2 – образец исследуемого материала; 3 – диэлектрическая подставка; 4 – вращающийся стол

На рис. 2 представлены результаты измерений для образца базальтового картона, пропитанного эмульсией связующего вещества на основе ПВА.

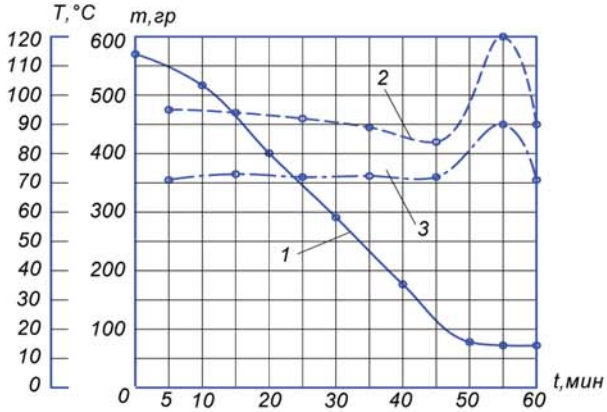


Рис. 2. Экспериментальные зависимости изменения температуры и веса образца от времени нагрева (связующее – ПВА): 1 – кривая изменения веса; 2 – кривая температуры в объёме образца; 3 – кривая температуры на поверхности образца

Как видно из полученных графиков образец картона полностью высушен за 55 минут, изменив свой вес с начальных 570 грамм до конечных 68 грамм. Поведение температуры образца до 45-й минуты нагрева приблизительно линейно и её небольшой спад можно объяснить постепенным выходом воды из объёма, то есть снижением количества основного поглотителя СВЧ энергии в мокром картоне, как раз ответственного за преобразование энергии СВЧ в тепло. Однако при практически полном обезвоживании образца можно предположить, что основным объектом нагрева становится именно связующее вещество картона, так как сами волокна базальта являются радиопрозрачными. Этим можно объяснить резкий скачок температуры после 50-й минуты нагрева. Дальнейший спад строго

объяснить пока не представляется возможным, но, предположительно, он может быть связан с преобразованиями связующего вещества, после которых оно перестаёт поглощать СВЧ энергию.

Проведённые эксперименты показали высокую эффективность процесса сушки базальтового картона с применением нагрева в полях СВЧ. Кроме того показана возможность сушки толстых образцов картона, что недостижимо при традиционной технологии с использованием горячих газов и воздуха. Таким образом, существует возможность существенного улучшения показателей сушки, в частности, сокращения времени обработки, что приведёт и к снижению энергетических затрат.

В технологическом цикле производства изделий из базальта наиболее затратным и хлопотным является процесс получения нитей из расплава базальтового щебня, как обладающий рядом недостатков:

- Длительный этап запуска плавильной печи (несколько дней);
- Топливом для плавильной печи является кокс или газ (реже электроэнергия);
- Необходимость использования для плавления щебня базальта только определённых фракций;
- При технических сбоях на последующих после плавления технологических этапах (формование, отверждение) плавильная печь для поддержания температуры вынужденно работает вхолостую, продолжая потреблять топливо.
- Ряд других недостатков.

Для освобождения от этих недостатков были проведены экспериментальные исследования по оценке возможности применения энергии электромагнитных волн сверхвысокой частоты в процессе плавки базальтового сырья, используя преимущества данного способа нагрева, указанные выше.

Экспериментальным исследованиям подвергся образец кондопожского базальта весом около 700 грамм при объёме в 400 см^3. Образец нагревался в СВЧ камере, питаемой одним источником СВЧ мощностью 600 Вт. С целью снижения теплоотдачи в окружающее пространство, образец помещался в теплоизоляционную оболочку из радиопрозрачного материала с низкой теплопроводностью. Для контроля температуры в образце было проделано не-сквозное отверстие небольшого диаметра (2 мм), заканчивавшееся приблизительно в геометрическом центре объёма образца. Такое расположение отверстия обусловлено объёмным характером нагрева образца при воздействии СВЧ излучения и ожидаемым максимумом температуры именно в середине нагреваемого объёма.

Измерение температуры проводилось термопарным датчиком в течение нескольких секунд после извлечения базальта из камеры нагрева. К сожалению, возможности используемого измерительного оборудования не позволили подняться в измерениях выше 500°C. Результаты проведённых измерений представлены в табл. 1.

Таблица 1

t, мин	0	2	2	2	2	2
T, °C	22	110	200	300	380	450

После проведения последнего измерения, указанного в таблице, образец был помещён в камеру, где подвергся непрерывному нагреву до появления видимого даже сквозь теплоизолятор яркого свечения. Это время нагрева составило 20 минут. После этого образец был извлечён из камеры и расколот на две части.

После разделения двух частей расплавленная внутренняя область образца вытянулась в стекловидные нити разной толщины, что свидетельствует о достижении необходимой для этого температуры. Принимая во внимание текучесть расплава, температуру внутренней области сразу после прекращения нагрева можно оценить в приблизительно 1500°C. Результаты проведённых экспериментальных исследований в виде зависимости температуры нагрева от времени воздействия СВЧ мощности графически представлены на рис. 3.

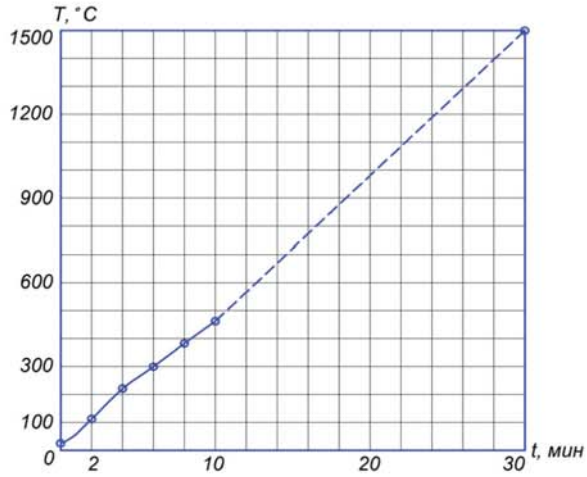


Рис. 3. Зависимость температуры образца базальтового щебня от времени нагрева в СВЧ камере

Сплошная линия, проведённая через экспериментально полученные точки, практически совпадает по своему характеру с экстраполированным участком, изображённым пунктиром. Общий вид графика демонстрирует практически линейную зависимость роста температуры внутри образца со временем нагрева в СВЧ камере. Кроме того, полученные данные (масса и объём образца, время нагрева до конечной температуры, мощность источника СВЧ камеры) позволили оценить энергозатраты, приведённые к объёму нагреваемого материала, которые составили 1,5 МВт/м^3.

Обобщая полученные данные измерений в ходе проведения экспериментальных исследований, можно вполне обоснованно сделать заключение о практической перспективе применения СВЧ нагрева в технологии плавления базальта.

При этом такая технология будет обладать несомненными преимуществами по сравнению с традиционно используемыми на сегодня, такими как быстрый запуск процесса плавления; отсутствие сгораемого топлива и, как следствие, резкое снижение вредных выбросов в атмосферу; возможность плавить практически любые фракции базальтового щебня; возможность получения очень высокой температуры для обеспечения нужной текучести расплава; выгодные энергетические характеристики, обусловленные "адресным" характером СВЧ нагрева; отсутствие транспортов для топлива (к примеру, трубопроводов для газа) и затрат на их обслуживание и т.д.

Литература

1. *Мамонтов А.В., Назаров И.В., Нефедов В.Н., Потапова Т.А.* Микроволновые технологии, Москва, ГНУ "НИИ ПМТ", 2008. – 308 с.
2. *Swaminathan G., Datta A.B., Satapathy L.N.* Microwave sintering of abrasion resistant alumina liner tiles, p.5 of the Proceedings of the Fourth World Congress on Microwave and Radio Frequency Applications, Austin, Texas, (7-12 November 2004).
3. *Mehdizadeh M.* Microwave/RF methods for detection and drying of residual waterin polymers, p.32 of the Proceedings of the Fourth World Congress on Microwave and Radio Frequency Applications, Austin, Texas, (7-12 November 2004).
4. *Мамонтов А.В., Нефедов В.Н., Тув А.Л., Языков Д.А.* Исследование возможности плавления базальта с помощью СВЧ энергии // Измерительная техника, №9, 2012, с. 49-51
5. *Мамонтов А.В., Нефедов М.В., Нефедов В.Н., Савченко И.М.* Термообработка листового теплоизоляционного материала с использованием микроволнового излучения // Метрология. – 2010. – № 11. – С. 38-42.
6. *Мамонтов А.В., Нефедов В.Н.* Уничтожение биологических вредителей в изделиях из шерстяных тканей методом СВЧ нагрева // Материалы международной научно-технической конференции "Инновационные информационные технологии", Прага – 2012, изд-во МИЭМ, 2012. – С. 488-491.
7. *Мамонтов А.В., Назаров И.В., Нефедов М.В., Нефедов В.Н., Савченко И.М.* Микроволновый метод создания равномерного распределения температуры в объемных диэлектрических материалах // Метрология. – 2010. – №12. – С. 36-42.

EVALUATION OF MICROWAVE RADIATION APPLICABILITY FOR THE HEAT TREATMENT OF BASALT AND ITS PRODUCTS

Nefedov V.N., Mamontov A.V., Simonov V.P., Chebykin A.E., *Moscow, Russia*

Abstract

In the article the questions of application of microwave heating technology of dielectrics are examined by the example of experimental studies assessing the efficacy of microwave drying of basalt cardboard and melting of raw materials for its production. The relevance of this work stems from the search for innovative technologies by numerous production companies in Russia and abroad. Existing technologies for production of basalt fiber (staple or uninterrupted) are characterized by significant energy costs associated with the use of fuel burned (natural gas, coke). In addition, to ensure the existing standards of environmental safety manufacturers are forced to make additional expenses that directly affect the final price of the product. At the same time, the use of microwaves for the purpose of heating technology, characterized by high efficiency and environmental friendliness of the process of heat treatment, is capable to increase indicators of the manufacturing processes to a higher level and simultaneously improve consumer properties of the processed product. Basalt and articles thereof (in this paper, cardboard of considerable thickness) were selected as the investigated object not accidentally: the production of basalt fibers is growing year by year with the simultaneous expansion of their scope. Deterrence of expanding the market of basalt fiber is mainly due to its relatively high cost compared to, for example, fiberglass. This experimental study is aimed mainly to evaluate the effectiveness of microwave heating in the production of both the basalt fibers and products. The paper presents the results of experimental studies of basalt melting, which allowed determining the energy costs refer to the weight of the heated sample of basalt. These energy costs amounted to 0.8 kW?h/kg, that is almost an order less than energy consumption for basalt melting using traditional technology. Also the results of applying the microwave radiation for drying the basalt fiber thermoinsulator in the form of cardboard with thickness of 24 mm are presented. It is shown that the energy costs are reduced to 45% as compared to the drying process with the use of traditional technology.

Keywords: *microwave device, temperature distribution, dielectric material, microwave source, basalt fiber, microwave heating*

References

1. *Mamontov A.V., Nazarov I.V., Nefedov V.N., Potapova T.A.* (2008), Mikrovolnovye tekhnologii [Microwave technologies], GNU NIIPMT, Moscow, Russia. [*in Russian*]
2. *Swaminathan G., Datta A.B., Satapathy L.N.* (2004), "Microwave sintering of abrasion resistant alumina liner tiles", Proceedings of the Fourth World Congress on Microwave and Radio Frequency Applications, Austin, Texas, USA, 7-12 November 2004, pp. 5-9.
3. *Mehdizadeh M.* (2004) "Microwave/RF methods for detection and drying of residual waterin polymers", Proceedings of the Fourth World Congress on Microwave and Radio Frequency Applications, Austin, Texas, USA, 7-12 November 2004, pp. 32-35.
4. *Mamontov A.V., Nefedov V.N., Tuv A.L., Yazykov D.A.* (2012), "An investigation of the possibility of melting basalt using microwave energy", Measurement Techniques, vol.55, No. 9. pp. 1068-1070. [*in Russian*]
5. *Mamontov A.V., Nefedov M.V., Nefedov V.N., Savchenko I.M.* (2010) "Heat treatment of the sheet insulating material using microwave radiation" Metrologiya, No. 11. pp. 38-42.
6. *Mamontov A.V., Nefedov V.N.* (2012) "Disinsectization in products made of wool fabrics by the method of microwave heating", Proceedings of the international conference "Innovative information technologies", Prague, Czech Republic, pp. 488-491. [*in Russian*]
7. *Mamontov A.V., Nazarov I.V., Nefedov M.V., Nefedov V.N., Savchenko I.M.* (2010), "Microwave method of creating a uniform temperature distribution in the bulk of dielectric materials", Metrologiya, No. 12. pp. 36-42. [*in Russian*]

Information about authors:

Vladimir Nefedov, Ph. D., professor, National Research University "Higher School of Economics", Russia, Moscow, **6034348@mail.ru**;
Alexandr Mamontov, Ph. D., professor, National Research University "Higher School of Economics", Russia, Moscow, **a.mamontov@hse.ru**;
Valentin Simonov, Ph. D., professor, National Research University "Higher School of Economics", Russia, Moscow, **vsimonov@hse.ru**;
Alexey Chebykin, National Research University "Higher School of Economics", Russia, Moscow, **leksei932@rambler.ru**

ОЦЕНКА ВЗАИМОСВЯЗИ МЕЖДУ УДОВЛЕТВОРЕННОСТЬЮ И ЛОЯЛЬНОСТЬЮ ТЕЛЕЗРИТЕЛЕЙ КАК ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ РЕКЛАМЫ

Бойченко Ирина Витальевна,
к.э.н., доцент кафедры менеджмента Московского технического университета связи и информатики, Москва, Россия, ***irinaboit@mail.ru***

Сердотецкая Лариса Константиновна,
к.э.н., доцент кафедры менеджмента Московского технического университета связи и информатики, Москва, Россия, ***lks2010@ya.ru***

Ключевые слова: *телезритель, телевизионная реклама, удовлетворенность, лояльность, социологическое обследование, репрезентативность выборки, анализ, качество услуг.*

Рассматриваются вопросы взаимосвязи удовлетворенности потребителей телевизионной рекламой и их лояльностью. Усиление коммерциализации СМИ и рост доли рекламы в структуре телевизионного контента обусловливает потребность тщательного подхода к определению взаимосвязи между удовлетворенностью и лояльностью телезрителей по отношению к телевизионной рекламе. Реклама охватывает множество сфер социума и жизнедеятельности человека, оказывая как положительные, так и негативные воздействия на потребителей телевизионного контента. Для выявления влияния телевизионной рекламы на удовлетворенность потребителя проведено социологическое обследование с целью выяснения отношения к рекламе и на его основе определена лояльность телезрителей, что дает возможность количественно измерить степень соответствия рекламы запросам телезрителей и определить приоритеты потребителей для увеличения их удовлетворенности телевизионной рекламой. Авторами была разработана экспресс-анкета опроса мнений телезрителей по отношению к телевизионной рекламе. Поскольку мнение телезрителей по отношению к рекламе характеризуется эмоциональным признаком и для формализации расчетов, была использована Лайкерт-шкала с пятью вариантами ответов в баллах.

Анализ данных показывает, что только 4,4% респондентов удовлетворены современным состоянием рекламы на телевидении, 40,5% опрошенных считают, что телепередачи вообще не должны прерываться рекламой, 29,6% – согласны на однократную трансляцию рекламы в течение часа. При этом, следует отметить, что 15,3% респондентов выразили безразличное отношение к телевизионной рекламе. Анализ результатов свидетельствует о значительности зоны враждебности и низкой степени лояльности телезрителей к производителям телевизионной рекламы. Выявление, анализ и количественное измерение зрительских предпочтений по отношению к рекламе в телевизионных передачах, а также степени удовлетворенности телезрителей рекламным наполнением является одним из важных подходов к решению задачи повышения качества услуг телевизионного контента. Результаты проведенного авторами опроса могут служить основой для достижения максимального уровня лояльности телезрителей при одновременном повышении доходности рекламодателей.

Для цитирования:
Бойченко И.В., Сердотецкая Л.К. Оценка взаимосвязи между удовлетворенностью и лояльностью телезрителей как потребителей телевизионной рекламы // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 74-77.

For citation:
Boychenko I.V., Serdotetskaya L.K. Assessment of relationship between satisfaction and loyalty of tv audience as consumers of TV advertising. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 74-77. (*in Russian*).

Высокая скорость внедрения инфокоммуникационных технологий во все сферы производства и жизнедеятельности людей, значительная роль телевидения в формировании мировоззрения и информированности населения оказывают существенное влияние на темпы социально-экономического развития и рыночную структуру, организацию экономических отношений и взаимодействие участников рынка информационных продуктов и услуг, а также предъявляемые пользователями требования к их качеству. Являясь частью информационного контента, услуги телевизионного контента отличаются высокой степенью доступности и проникновения в социально-экономическую жизнь граждан, оказывая различного характера воздействие на их мировоззрение, культуру, образовательный уровень, что предопределяет настоятельную необходимость совершенствования организационно-экономических отношений и системы управления качеством услуг телевизионного контента.

Усиление коммерциализации СМИ способствовало росту доли рекламы в структуре телевизионного контента, однообразию теле-меню, ориентации бизнес-процессов в сфере телевидения на прибыльность, а не на качество услуг и удовлетворение потребностей клиента. Поэтому проблемы управления услугами телевизионного контента с учетом мнения телезрителей, разрешения противоречий в сфере рыночных принципов взаимодействия участников рынка услуг телевизионного контента становятся все более актуальными и требуют более пристального внимания [1, с. 30].

Реклама охватывает множество сфер социума и жизнедеятельности человека, оказывая как положительные, так и негативные воздействия на потребителей телевизионного контента. При этом нет полной картины воздействия всех аспектов рекламы на экономику и социум. Поэтому нами проведено социологическое обследование 100 респондентов с целью выяснения их отношения к рекламе и на его основе определена лояльность потребителей.

Для изучения отношения телезрителей как потребителей услуг телевизионной рекламы, по нашему мнению, необходимо определить запросы телезрителей и оценить относительную важность этих запросов. Большое значение имеет определение приоритетов (зрительских предпочтений) в телевизионной рекламе. Знание этих предпочтений позволит не только оценить удовлетворенность телезрителей, но и выработать меры по ее увеличению путем реализации целевых управляющих воздействий на содержание и другие параметры телевизионной рекламы.

Центральным компонентом исследования удовлетворенности телезрителей рекламой является оценка зрительских предпочтений по ценности информации или содержанию, времени просмотра, частоте ее показа, характеру ее использования.

В качестве метода получения первичной информации о степени удовлетворения зрителей услугами телевизионной рекламы и изучения их мнений было выбрано социологическое обследование населения на основе анкетирования. Оценка зрительских предпочтений и уровня удовлетворенности телезрителей относится к качественным категориям, которые непосредственно количественно измерить нельзя. Для формализации расчетов и количественного выражения мнений респондентов целесообразно использовать шкалы [3, с. 173]. Поскольку мнение телезрителей по отношению к рекламе характеризуется эмоциональным признаком, тонами была использована Лайкерт-шкала с пятью вариантами ответов в баллах.

Авторами была разработана экспресс-анкета опроса мнений телезрителей по отношению к телевизионной рекламе, в которой было предложено ответить на пять основных вопросов:

1. Смотрите ли Вы рекламу?

Всегда смотрю		Смотрю часто		«Когда как»		Смотрю редко		Никогда не смотрю

2. Мешает ли Вам реклама смотреть любимые передачи?

Нет, не мешает		Мешает редко		«Когда как»		Да, мешает		Решительно мешает.

3. Какого рода информацию из рекламы Вы используете для приобретения товаров и услуг?

Никакую		Медицинскую		Образовательную		Туризм		О товарах		Другую

4. Какая частота трансляции рекламы Вас устроила бы?

Вообще не транслировать		Не чаще 1 раза в час		2 раза в час		Каждые 15 минут		Не имеет значения

5. Какая длительность рекламы Вас устроила бы?

Вообще не транслировать		1 минута в течение часа		5 минут в течение часа		15 минут в течение часа		Не имеет значения

Для оценки зрительских предпочтений относительно телевизионной рекламы в ходе выборочного опроса телезрителей экспертный опрос проводится по балльной системе оценки мнений респондентов. Например, на вопрос о частоте трансляции телевизионной рекламы респонденты дают ответ по пятибалльной шкале Лайкерта [3, с. 173] в следующем виде:

Характеристика ответа	Вообще не транслировать	Не чаще 1 раза в час	2 раза в час	Каждые 15 минут	Не имеет значения
Балл	1	2	3	4	5

Чтобы обеспечить репрезентативность выборочного социологического наблюдения нами были произведены расчеты необходимой численности респондентов по формуле случайной бесповторной выборки [4,с.85-86]. Необходимый объем выборки в течение одного дня рассчитывался по формуле:

$$n = \frac{t^2 N p (1-p)}{\Delta^2 N + t^2 p(1-p)},$$

где t^2 – коэффициент доверия, определяющий уровень доверительной вероятности; p – доля ответов респондентов с указанием определенного мнения о зрительских предпочтениях и удовлетворенности телезрителей; Δ – абсолютная ошибка выборки; β – относительная ошибка выборки, N – численность граждан Москвы и Московской области в 2014 г.

Поскольку неизвестна дисперсия альтернативного признака, то она принимается равной своему максимуму 0,25 (0,5 х 0,5), средний балл по пятибалльной шкале равен 3 баллам; относительная ошибка выборки β принимается на уровне 5%; доверительная вероятность – 0,955 при t = 2. Численность населения Москвы и Московской области на 01.01.15 [5] составляла 19420619 человек.

При таких допущениях и данных для заполнения форм предлагаемой анкеты обследования телезрителей необходимый объем выборки в течение одного дня составит:

$$n = \frac{2^2 \cdot 0{,}25 \cdot 19420619}{0{,}05^2 \cdot 3^2 \cdot 17423400 + 0{,}25 \cdot 2^2} = 47{,}4 \text{ чел.}$$

Необходимую репрезентативность выборки обеспечивает опрос в 48 человек. Однако с целью получения более объективной картины мы провели анкетирование в течение двух дней: в будний день и в воскресенье, и роздали анкеты 100 телезрителям, различающихся возрастом, образованием, профессиональной принадлежностью и доходами. Расширение численности опрашиваемых и дифференциация их мнений по разным дням недели позволили повысить представительность выборочного обследования и снизить ошибку выборки.

На основе проведенного опроса экспедиционным способом (ответы респондентов на вопросы анкеты отражались в письменной форме) были получены приемлемые для анализа данные от 97 респондентов, позволившие оценить потребительские предпочтения по отношению к телевизионной рекламе. Проведенный социологический опрос телезрителей позволил получить следующую обобщенную характеристику зрительских предпочтений по отношению к телевизионной рекламе:

Характеристика удовлетворенности	Полностью удовлетворены	Частично удовлетворены	Безразличны	Частично не удовлетворены	Полностью не удовлетворены	Всего
Доля респондентов, %	4,4	10,2	15,3	29,6	40,5	100,0

Результаты опроса телезрителей показывает, что только 4,4% респондентов удовлетворены современным состоянием рекламы на телевидении, 40,5% опрошенных считают, что телепередачи вообще не должны прерываться рекламой, 29,6% – согласны на однократную трансляцию рекламы в течение часа. При этом, следует отметить, что 15,3% респондентов выразили безразличное отношение к телевизионной рекламе.

Для повышения объективности интерпретации полученных результатов о качестве услуг телевизионной рекламы с точки зрения количественных характеристик и качественных – психологическим восприятием, нами было предложено оценить взаимосвязь между удовлетворенностью и лояльностью телезрителей. В научных и прикладных исследованиях имеется большое число свидетельств о связи между удовлетворенностью потребителя и его лояльностью. В общем под лояльностью понимают корректное, благожелательное отношение к чему-либо. По уровню лояльности можно судить о корректности отношения телезрителей к производителям телевизионной рекламы.

В связи с этим, нами была проведена оценка степени связи между удовлетворённостью и лояльностью телезрителей (рис. 1). Полученная зависимость свидетельствует о значительности зоны враждебности и низкой степени лояльности телезрителей к производителям услуг телевизионной рекламы [2, с. 314].

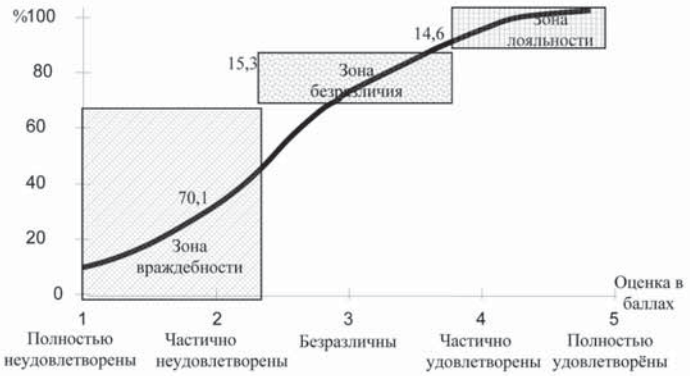


Рис. 1. Взаимосвязь между удовлетворенностью и лояльностью телезрителей

Выявление, анализ и количественное измерение зрительских предпочтений по отношению к рекламе в телевизионных передачах, а также степени удовлетворенности телезрителей рекламным наполнением является одним из важных подходов к решению задачи повышения качества услуг телевизионного контента, особенно в условиях развития цифрового телевидения и значительного расширения спектра возможностей телевидения по предоставлению выбору телевизионного канала для просмотра.

Проведенные исследования могут послужить основой для достижения максимальной лояльности потребителя с целью повышения доходности рекламодателей.

Измерение удовлетворенности потребителя телевизионной рекламы и оценка взаимосвязи с лояльностью телезрителей дает возможность: устанавливать запросы потребителей и количественно оценивать относительную важность этих запросов; измерить степень соответствия рекламы запросам потребители телевизионной рекламы; определить приоритеты потребителей для увеличения их удовлетворенности; выявить и устранить расхождения в понимании приоритетов потребителей и производителей телевизионной рекламы; а также установить направления улучшения телевизионной рекламы по степени удовлетворенности потребителей.

Литература

1. *Бойченко И.В.* Разработка организационно-экономического механизма взаимодействия производителей и потребителей услуг телевизионного контента // Проблемы экономики. – М., 2006, №4(11). – С.29-32.

2. *Бойченко И.В., Набойченко А.И., Сердотецкая Л.К.* Измерение удовлетворенности потребителей телевизионного контента // Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы». – М., 2005. – С.314.

3. Маркетинг в телекоммуникациях / Под ред. Н.П. Резниковой, Е.В. Деминой. – М.: Эко – Трендз, 2005. – 392 с.

4. Статистика связи: Учеб. для вузов / Кузовкова Т.А. и др. – М.: Радио и связь, 2003. – 642с.

5. http://ru.wikipedia.org Свободная Википедия.

ASSESSMENT OF RELATIONSHIP BETWEEN SATISFACTION AND LOYALTY OF TV AUDIENCE AS CONSUMERS OF TV ADVERTISING

Boychenko Irina Vitalievna, Serdotetskaya Larisa Konstantinovna, *Moscow, Russia*

Abstract

Addressed matters related to the links between satisfaction of television advertising consumers and their loyalty. Increased media commercialization and growth of share of advertising in the structure of TV content causes need of careful approach to the definition of the relationship between satisfaction and loyalty of TV audience in relation to television advertising. Advertising covers many spheres of society and human life, providing both positive and negative effects on consumers of television content. To identify the impact of television advertising on customers' satisfaction a sociological survey was conducted to find out what is the attitude towards advertising and to determine the loyalty of the audience on based on it. This allows to quantify the quality of conformance to which the advertising meets the audience' requirements and to define the consumers' priorities to increase their satisfaction with the television advertising. The authors developed a questionnaire express-survey of opinions of the TV audience in relation to television advertising. Since the viewers' opinion about the advertising is characterized by emotional symptoms, and to formalize the computation the Likert-scale with five answer options in points was used. Analysis of the data shows that only 4.4% of respondents are satisfied with the current state of advertising on television, 40.5% of respondents believe that the TV does not have to be interrupted by advertising, 29.6% – agree on a single broadcast advertising per hour. At the same time, it should be noted that 15.3% of respondents expressed an indifferent attitude towards television advertising. Analysis of the results shows a significant area of hostility and low degree of loyalty of viewers to the producers of television advertising. Identification, analysis and quantitative evaluation of the audience' preferences related to advertising on television, as well as the degree of satisfaction of the audience by the advertising content is one of the most important approaches to the problem of improving the quality of television content. The results of the survey conducted by the authors can serve as the basis for achieving the highest level of loyalty of the TV audience while improving profitability of advertisers.

Keywords: *TV audience, television advertising, satisfaction, loyalty, sociological research, the representativeness of the sampling, analysis, quality of services.*

References

1. *Boychenko I.V.* Development of organizational-economic mechanism of interaction between producers and consumers of television content. Problems of Economics, Moscow, 2006, No. 4 (11). pp. 29-32. [*in Russian*]
2. *Boychenko I.V. Naboychenko AI, Serdotetskaya LK.* Measuring customer satisfaction television content. Proceedings of the Conference "Telecommunication and computer systems." Moscow, 2005, pp. 314. [*in Russian*]
3. Marketing in telecommunications / Ed. NP Reznikova, EV Demina. Moscow, 2005. 392 p. [*in Russian*]
4. *Kuzovkova T.A.* et al. Communication statistics: Proc. for schools. Moscow, Radio and Communications, 2003. 642 p. [*in Russian*]
5. http://ru.wikipedia.org Free Wikipedia. [*in Russian*]

Information about authors:
Boychenko Irina Vitalievna, Associate Professor, Department of Management of the Moscow Technical University of Communications and Informatics, associate professor, candidate of economic sciences, :**irinaboit@mail.ru**
Serdotetskaya Larisa Konstantinovna, Associate Professor, Department of Management of the Moscow Technical University of Communications and Informatics, associate professor, candidate of economic sciences, **lks2010@yandex.ru.**

A NOVEL CLUSTERING METHOD FOR WIRELESS BODY AREA SENSOR NETWORKS USING FUZZY LOGIC

Yahya Al-Naggar,
Ph.D. student at department of communications networks and data transmission, the Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications, Russia, Saint-Petersburg, Russia,
yahya84@mail.ru

Keywords: *Wireless Body Area Sensor Networks, Residual energy, Network lifetime, Stability period of network, Throughput of network, Clustering, Cluster Head Selection, Fuzzy Logic.*

In this paper, we propose a new method that combines cluster formation and cluster head selection in wireless body area sensor networks (WBASN). Applications of wireless body sensor networks include health monitoring as well as control of the medical parameters in the sports industry. Since network topology in the standard IEEE 802.15.6 is defined as one hop star topology, this paper focused on one hop star topology and a multiple hops cluster-based topology for WBASN. A cluster-based topology WBASN meaning two hops. In a cluster-based topology WBASN, a cluster header (CH) forwards the received data packet from sensor nodes to the coordinator. We have used fuzzy logic system based on two parameters, so that we can select cluster heads. These two parameters are remaining energy and distance to the coordinator. Residual energy parameter balances the energy consumption among the sensor nodes while distance parameter ensures successful packet delivery to the coordinator. Sensors are heterogeneous, and all these sensors integrate into the human body. The number and the type of sensors vary from one patient to another depending on the state of the patient. The most common types of sensors are the "Electroencephalography (EEG)" which is used to measure the electrical activity produced by the brain, the "Electrocardiogram (ECG)" which is used to record the electrical activity of the heart over time, the "Electromyography (EMG)" which is used to evaluate physiologic properties of muscles, Blood pressure, heart rate, glucose monitor, the Pulse Oximetry (SpO2) which is used to measure the level of oxygen saturation in the blood, to measure temperature of the body, respiration and motion (Gyroscope/Accelerometer), etc. Our simulation results show that the proposed method consumes less energy, thereby prolonging the network lifetime, and enhances the stability period of network and packet delivered to the coordinator compared to star topology method.

Для цитирования:
Аль-Наггар Яхья. Новый способ кластеризации с использованием нечеткой логики для нательных беспроводных сенсорных сетей // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 78-83.

For citation:
Yahya Al-Naggar. A novel clustering method for wireless body area sensor networks using fuzzy logic. T-Comm. 2015. Vol 9. No.6, pp. 78-83. (*in Russian*).

Introduction

In general, wireless body area sensor networks (WBASNs) are wireless networks that support the use of biomedical sensors and are characterized by: very low transmitting power to coexist with other medical equipments and provide efficient energy consumption; high data rate so that they can allow applications with high QoS (Quality-of-Service) constraints; low cost, low complexity and miniature size to allow real feasibility [1].

Sensors are heterogeneous, and all these sensors integrate into the human body. The number and the type of sensors vary from one patient to another depending on the state of the patient. The most common types of sensors are the "Electroencephalography (EEG)" which is used to measure the electrical activity produced by the brain, the "Electrocardiogram (ECG)" which is used to record the electrical activity of the heart over time, the "Electromyography (EMG)" which is used to evaluate physiologic properties of muscles, Blood pressure, heart rate, glucose monitor, the Pulse Oximetry (SpO2) which is used to measure the level of oxygen saturation in the blood, to measure temperature of the body, respiration and motion (Gyroscope/Accelerometer), etc. [1, 2, 5].

In such networks different kinds of sensors are attached on clothing or on the body or even implanted under the skin. For example, patients do not need be physically present at the physician clinic for their routine diagnostic check if they are equipped with WBASN.

The main aim of this paper is to evaluate/analyse the four different types of experiments based on WBASNs stated below:

- Enhancing network lifetime
- Enhancing stability period of the network
- Minimizing energy consumption of the nodes
- maximizing throughput of the network

Wireless body area sensor network architecture

A WBASN architecture shown in Fig. 1 consists of sensor nodes, a coordinator and communication channels for transmitting gathered signal information over a wireless network to the control center [5, 6].

The classification of nodes in WBASNs based on their role in the network is as follows [2, 5]:

Coordinator – The coordinator node is like a gateway to the outside world, another WBASN, a trust center or an access coordinator. The coordinator of a WBASN is the personal digital assistant (PDA), through which all other nodes communicate.

Sensor – Sensors in WBASNs measure certain parameters in one's body either internally or externally. These nodes gather and respond to data on a physical stimulus, process necessary data. Some existing types of these sensors could be used in one's wrist watch, smart mobile phone and consequently, allow wireless monitoring of a person anywhere, anytime and with anybody. The wireless sensor nodes collect information of a body, relay it through the coordinator and store the biological information on the data center through the communication infrastructure.

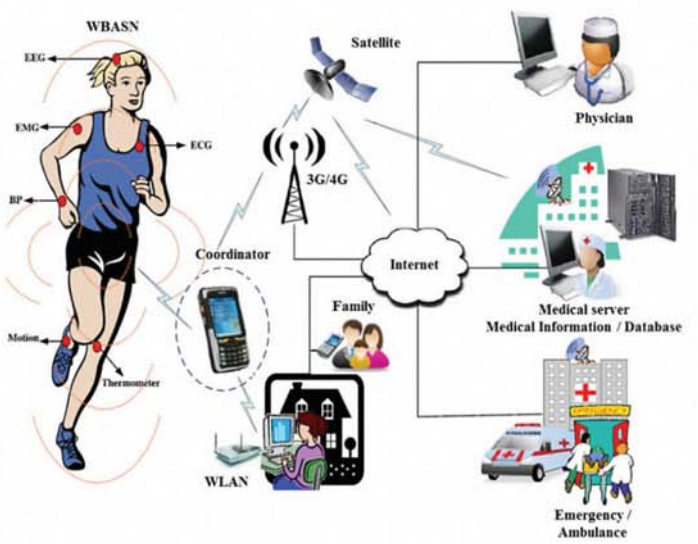


Fig.1. Wireless body area sensor network architecture

Wireless body area sensor network system

One of the monitoring systems is wireless body area sensor network. A WBASN system can be divided into 2 schemes; scheme 1: all sensors transmit the signal directly to the coordinator via one hop, scheme 2: the sensor transmits the signal to the coordinator via multiple hops [3].

Star Topology

The sensor should use high power to transmit the signal because the coordinator isn't always close to sensor. Therefore, the life time of sensors becomes shorter and each sensor causes the interference to other sensors in its area. Moreover, the connection between sensors and the coordinator may fail due to the interruption of the body, especially when the human is moving. All sensors transmit the vital data toward the coordinator. In WBASN system based on one-hop star topology, all sensors transmit its data directly to the coordinator. The vital data packet is generated at each sensor by its access probability.

Cluster-Based Topology

Clustering network is an efficient and scalable way to organize WBASNs. Appropriate cluster-head selection can significantly reduce energy consumption and prolong the lifetime of WBASNs. In clustering, the sensor nodes are divided into some clusters and one node is selected as cluster head in each cluster. Since each sensor transmits the signal to the neighboring sensor, the transmit power, the transmit area and the effective area are small. Therefore, the number of interfered sensors decreases and the lifetime of sensors increases. In additional, even if the direct connection between the sensors and the coordinator fails, the sensor can transmit to the coordinator via other sensors that connects to the coordinator. According to the definition of network cluster-based topology two hops is considered. Member sensors transmit the data packets to their CH and CHs forward the received data packets to the coordinator. However, in a cluster-based topology, a sensor can transmit the signal to its cluster header (CH) instead of the coordinator. Since all sensors generate a

packet of vital data and transmit forward to the coordinator via the CH, the transmit power of all sensors and the throughput is expected to be improved.

In this paper, we assume **S** sensors are deployed on the human body. We represent the *i-th* sensor by s_i and consequent sensor node set $S = s_1, s_2, \ldots, s_n$.

- We deploy sensor nodes on the human body at fixed places.
- We place the coordinator at waist.
- Sensor nodes and the coordinator are stationary after deployment.
- We use heterogeneous sensor nodes.
- All sensor nodes have the same initial energy.
- We use first order radio model proposed in [4]. This radio model considers **d** as the separation between transmitter and receiver and d^2 as the loss of energy due to transmission channel. First order radio model equations are given as:

$$E_{Tx}(k,d) = E_{Tx-elec}(k) + E_{Tx-amp}(k,d)$$
$$E_{Tx}(k,d) = E_{Tx-elec} \times k + E_{amp} \times k \times d^2 \quad (1)$$
$$E_{Rx}(k) = E_{Rx-elec}(k) \times E_{Rx}(k)$$
$$E_{Rx}(k) = E_{Rx-elec} \times k \quad (2)$$

where E_{Tx} is the energy consumed in transmission, E_{Rx} is the energy consumed by receiver, $E_{Tx-elec}$ and $E_{Rx-elec}$ are the energies required to run the electronic circuit of transmitter and receiver, respectively. E_{amp} is the energy required for amplifier circuit, while k is the packet size.

Clusters formation

In our method, the formation of clusters is as follows sensing field (human body) is divided into two logical areas: first area of 0-100 cm and the second region of 100-200 cm. In each round, selection of the cluster head is based on fuzzy logic. After the cluster head selection, the distance between the sensor node and the cluster head in each cluster is computed as shown in equation (3).

$$\text{distance}(S_i, C_j) = \sum_{i=1}^{m} \sqrt{(S_i - C_j)^2} \quad (3)$$

where S_i is the sensor node in cluster (i=1,...,m) and C_j is the cluster head (j=1,...,k).

The distance between the cluster head and the coordinator is calculated using the equation (4).

$$\text{distance}(\text{Coordinator}, CH) = \sqrt{(x_{CH} - x_{coor})^2 + (y_{CH} - y_{coor})^2} \quad (4)$$

where x_{CH} and x_{coor} are the points of cluster head and the coordinator on the Axis, y_{CH} and y_{coor} the points of cluster head and the coordinator the on Axis.

Selection of cluster heads using fuzzy Logic system

The concept of fuzzy set and fuzzy logic was introduced by Zadeh in 1965 [8]. The structure of a fuzzy logic system is shown in Fig.2. When an input is applied to a fuzzy logic system, the inference engine computes the output set corresponding to each rule. The defuzzifier then computes a crisp output from these rule output sets.

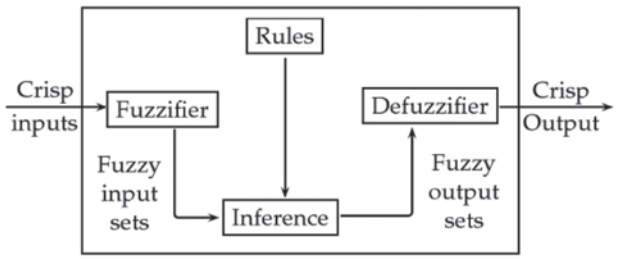


Fig.2. The structure of a fuzzy logic system

We use Mamdani-style fuzzy inference in this paper. The process is performed in four steps:

- Fuzzification of the input variables. Take the above input variables and determine the degree to which these inputs belong to each of the appropriate fuzzy sets.
- Rule evaluation. Take the fuzzified inputs, and apply them to the antecedents of the fuzzy rules. Because the given fuzzy rule has multiple antecedents, the fuzzy operator (AND) is used to obtain a single number that represents the result of the antecedent evaluation.
- Aggregation of the rule outputs. Take the membership functions of all rule consequent previously clipped or scaled and combine them into a single fuzzy set.
- Defuzzification. Evaluate the rules, but the final output of a fuzzy system has to be a crisp number. We use the center of gravity (COG) as the defuzzification method and it is expressed as shown in equation (5):

$$\text{Output (PCHS)} = \frac{\int x\,\mu_A(x)dx}{\int \mu_A(x)dx} \quad (5)$$

where $\mu_A(x)$ is membership function of set ***A***.

Once clusters formation is complete, we proceed to the selection of cluster heads using a system based on fuzzy logic [8]. Table 1 consists of Inputs and output variables with their associated Fuzzy values.

For the primary fuzzy system of this paper, two Input linguistic variables are defined, representing the remaining energy and distance to the coordinator. For remaining energy and distance to the coordinator, the term set is defined by three labels, so the fuzzy inference rule has 3×3 = 9 rules. Moreover, the system has one output linguistic variable named Probability of Cluster Head Selection (PCHS). The term set of output linguistic variable is divided into nine levels. The fuzzy if-then rules in the Cluster Head Selection are also shown in Table 2.

Table1

Inputs and output variables with their associated Fuzzy values

System's Variables		Linguistic variables	Linguistic values	Fuzzy intervals
Inputs	x_1	Remaining Energy [0 - 0.5] J	Low Medium High	0-0.25 0.15-0.35 0.25-0.5
	x_2	Distance to the coordinator [0 - 100] cm	Close Middle Far	0-60 40-80 70-100
Output	y	Probability of Cluster Head Selection [0 - 100] %	Very small Small Rather small Med. small Medium Med. large Rather large Large Very large	0-15 5-25 15-35 25-45 35-65 55- 75 65-85 75-95 85-100

Table2

The fuzzy if-then rules in the Cluster Head Selection

Rule Number	*IF* Remaining Energy	*AND* Distance to the coordinator	*THEN* Probability of Cluster Head Selection
1	Low	Far	Very small
2	Low	Middle	Small
3	Low	Close	Rather small
4	Medium	Far	Medium small
5	Medium	Middle	Medium
6	Medium	Close	Medium large
7	High	Far	Rather large
8	High	Middle	Large
9	High	Close	Very large

For example, we can read a rule in the following manner: if (the remaining energy is high) and (distance to the coordinator is close) then (the Probability of Cluster Head Selection is very large).

The rules are created using the Fuzzy Inference System (FIS) editor contained in the MATLAB Fuzzy Toolbox [7, 8]. Fig.3 shows a sample fuzzy calculation of a probability of cluster head selection based on the amount of remaining energy and distance to the coordinator. Fig.4 shows a control surface.

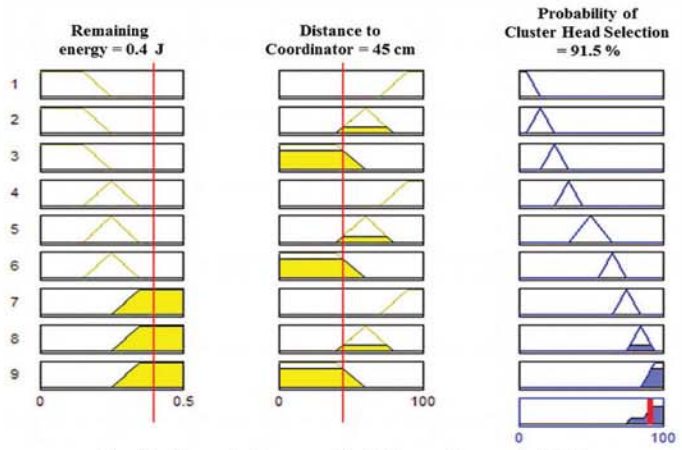


Fig.3. Sample fuzzy calculation of a probability of cluster head selection

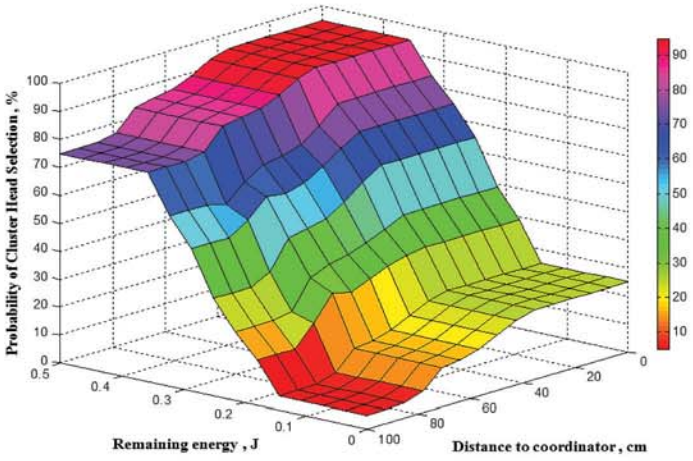


Fig.4. Surface view of probability of cluster head selection with respect to remaining energy and distance to the coordinator

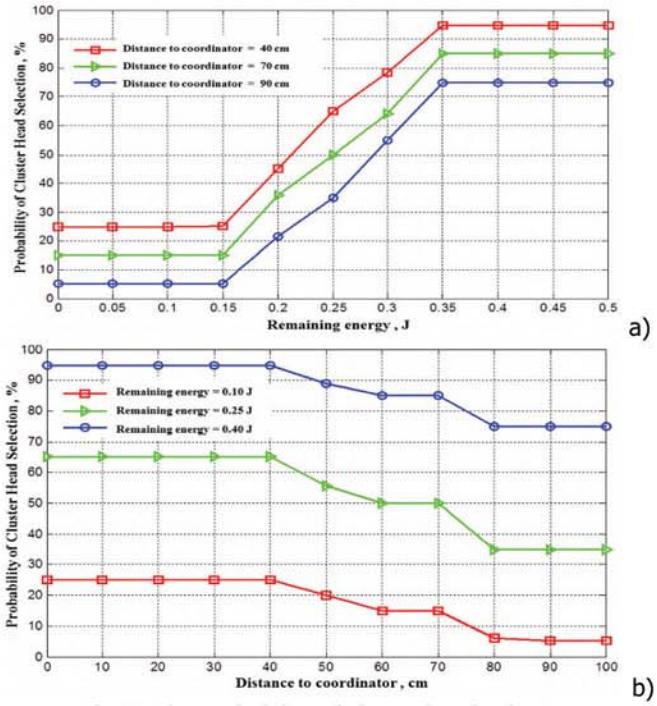


Fig.5. The probability of cluster head selection

Fig. 5a shows simulation results with 40, 70 and 90 values for the distance to the coordinator where it is evaluated for probability of cluster head selection and remaining energy. And Fig. 5b shows the simulation results considering remaining energy values of 0.10, 0.25, and 0.40, where the probability of cluster head selection and distance to the coordinator is evaluated.

Simulation results and analysis

In this section, we present the simulation results were carried out in MATLAB. The simulation parameters with their values are shown in table 3.

Table3

Simulation parameters with their values

Type	Parameter	Value
Network topology	Number of sensor nodes (n)	10
	Probability of cluster head (P_{opt})	0.2
	Network coverage	(0, 0) (100, 200) cm
	The height of human body	180 cm
	The width of human body	60 cm
	Coordinator location	(45, 110) cm
Radio model	Initial energy E_0	0.5 Joules
	Energy for data aggregation E_{DA}	5 nJ/bit/signal
	Transmitting energy ($E_{tx\text{-}elec}$)	16.7 nJ/bit
	Receiving energy ($E_{rx\text{-}elec}$)	36.1 nJ/bit
	Amplification energy (E_{amp})	1.97 nJ/bit/m^2
	Data packet size (k)	4000 bits

In the network model we used a model of 10 nodes which is distributed at fixed locations on the human body 60 * 180 cm, as shown in Figure 6 (a). The simulation result with a direct connection (star typology) and the simulation result via cluster-head connection (cluster-based topology) are shown in Figure 6 (b, c).

In order to evaluate our method, we used the stability period of the network, network lifetime, throughput and residual energy and these are defined in detail here:

- Network lifetime: It represents the total network operation time till the last node dies.
- Stability period of network: Stability period is the time span of network operation till the first node dies. The time period after the death of first node is termed as unstable period.
- Residual Energy: In order to investigate the energy consumption of nodes per round, we consider residual energy parameter to analyze energy consumption of network.
- Throughput of network: Throughput is the total number of packets successfully received at coordinator.

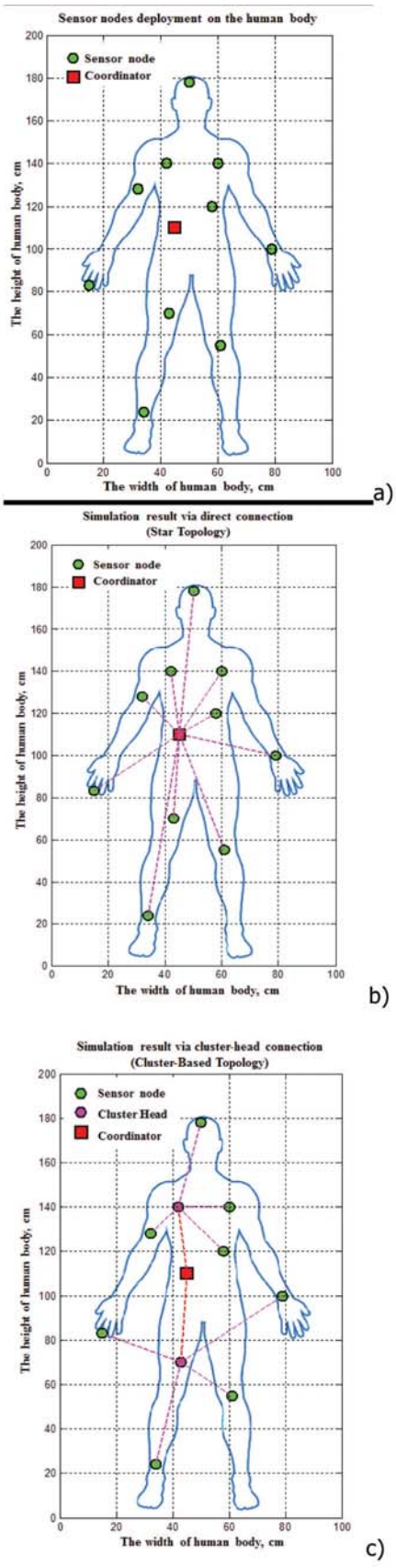


Fig.6. The simulation results in MATLAB

Figures 7, 8 and 9 show the simulation results for cluster-based topology method in comparison with star topology method.

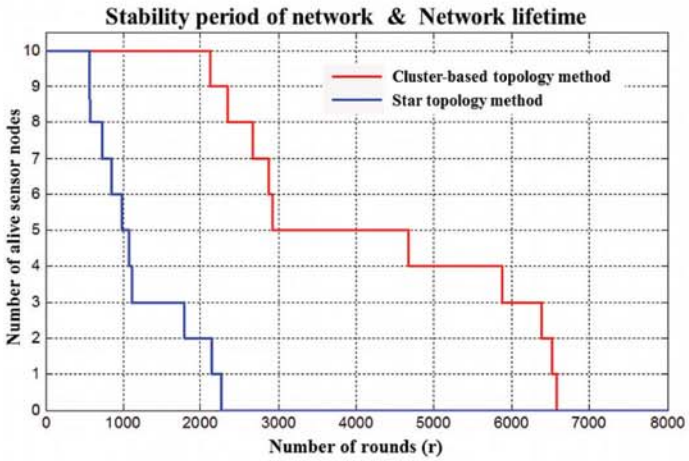


Fig.7. Number of alive sensor nodes vs. number of rounds

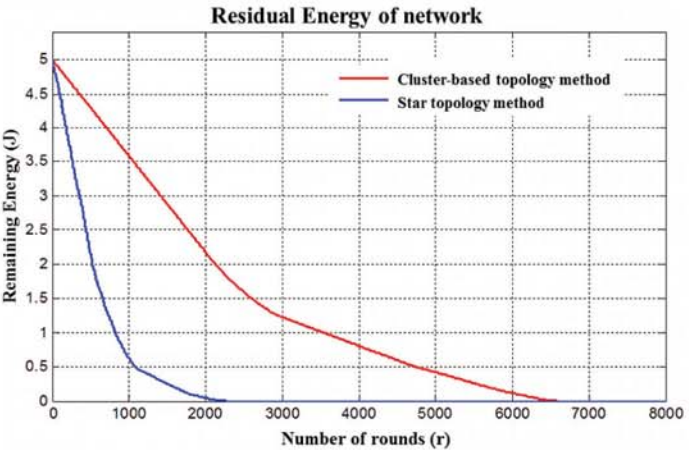


Fig.8. Remaining energy vs. number of rounds

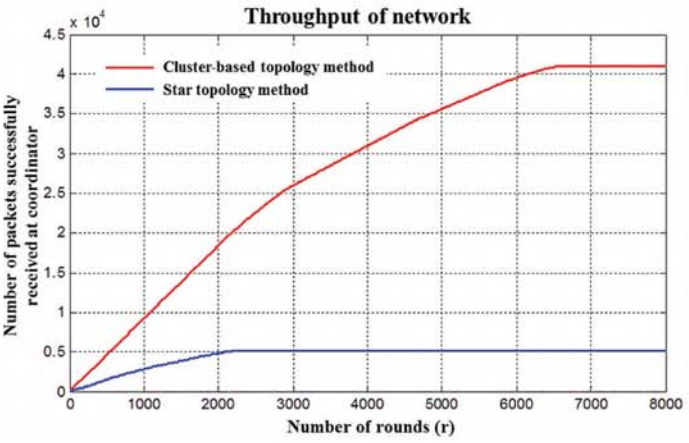


Fig.9. Number of packets successfully received at coordinator vs. number of rounds

Fig.10 shows the number of rounds until the death of the first sensor node and the last sensor node for cluster-based topology method in comparison with star topology method. Sensor node is considered dead, having exhausted its energy.

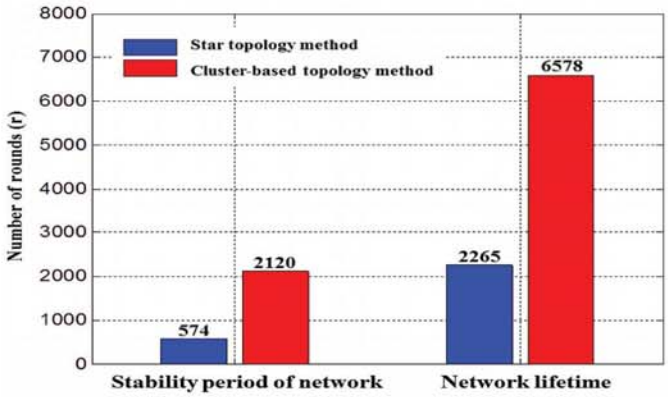


Fig.10. Node death comparison methods

Conclusion

In this paper we have proposed a new method that combines cluster formation and cluster head selection in wireless body area sensor networks. We have used fuzzy logic system based on two parameters: remaining energy and the distance to the coordinator to select cluster heads. The sensor nodes collect data and send it to their cluster heads then from cluster heads to the coordinator. Simulation results showed that, the proposed method increases the stability period of network approximately 3 times and extends network lifetime approximately 2 times compared to star topology method. Our model and results show that the presented method performs well with respect to the length of lifetime and the stability of the network, and also with respect to residual energy and throughput of the network.

References

1. *Chehri, A., Hussein T. Moutah.* Survivable and Scalable Wireless Solution for E-health and Emergency Applications. // In EICS4MED 2011. Proceedings of the 1st International Workshop on Engineering Interactive Computing Systems for Medicine and Health Care. Pisa, Italy. 2011. pp.25-29.

2. *Garth V. Crosby, Tirthankar Ghosh, Renita Murimi, Craig A. Chin.* Wireless Body Area Networks for Healthcare: A Survey // International Journal of Ad hoc, Sensor & Ubiquitous Computing (IJASUC) Vol.3, No.3, June 2012, pp. 1-26.

3. *Pham Thanh Hiep, Nguyen Huy Hoang.* Maximizing Throughput of Cluster-Based WBAN with IEEE 802.15.6CSMA/CA // International Journal of Multimedia and Ubiquitous Engineering Vol.9, No.5 (2014), pp. 391-402.

4. *Q. Nadeem, N. Javaid, S. N. Mohammad, M. Y. Khan, S. Sarfraz, M. Gull.* SIMPLE: Stable Increased-Throughput Multi-hop Protocol for Link Efficiency in Wireless Body Area Networks. // Broadband and Wireless Computing, Communication and Applications (BWCCA), 2013 Eighth International Conference on, vol., no., 28-30 Oct. 2013, pp.221-226.

5. *Movassaghi, S.; Abolhasan, M.; Lipman, J.; Smith, D.; Jamalipour, A.* Wireless Body Area Networks: A Survey. // Communications Surveys & Tutorials, IEEE (Volume: 16, Issue: 3), 14 Jan. 2014, pp. 1658-1686.

6. *Shah Murtaza Rashid Al Masud.* Study and Analysis of Scientific Scopes, Issues and Challenges towards Developing a Righteous Wireless Body Area Network // International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE) ISSN: 2231-2307, Volume-3, Issue-2, May 2013, pp. 243-251.

7. MathWorks - MATLAB and Simulink for Technical Computing, Fuzzy Logic Toolbox, Documentation Center. http://www.mathworks.com/help/fuzzy/index.html.

8. Fuzzy Logic Toolbox™ User's Guide © COPYRIGHT 1995–2012 The MathWorks, Inc. 351 p.

REASONABILITY OF DEPENDABILITY DIFFERENTIATED SERVICE OF CONNECTION REQUESTS

Shuvalov V.P.,
Doctor of Engineering, Prof., Head of Discrete Messages Transfer and Metrology Department of Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences, Novosibirsk, Russia,
shvp04@mail.ru

Minina E.A.,
Ph.D. in Engineering Science, Vice principal of Ural Technical Institute of Communications and Informatics, Ekaterinburg, Russia,
adm@urcci.edison.ru

Mitroshina N.O.,
Ph.D. student of Discrete Messages Transfer and Metrology Department of Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences, Novosibirsk, Russia,
natashamitro@mail.ru

Keywords: *dependability, availability, cost, benefit.*

As it is known nowadays they divide network applications into several classes. Their difference appears not only in requirements to transmission parameters but in requirements to dependability rates as well. To provide these distinct dependability rates differentiated approach is used. Its application not only defines demands for transmission quality and fault tolerance but also it enables to reduce charges of both a telecom carrier and a customer. Differentiated approach is relatively new thing, therefore a lot of pending issues is related to it. Some of them are what value of availability is acceptable for an end user depending on class of service, how to evaluate the benefit from differentiated approach and so on. This article represents some answers to these questions.
First of all, classes of services were distributed according to their requirements to transmission quality and fault tolerance. Then the ways to provide fault tolerance were described. Secondly, the method of how to estimate the charges necessary to maintain specified dependability rate was considered. Besides, by the example of specified optical network there was calculated the estimation of efficiency of differentiated approach application. The results were reflected in the corresponding graphs. As a result, it was obtained that for each class of service there is an upper limit of availability at which further increase of cost could not make availability exceed this bound. At last, the next dependence was determined: the higher the class of requirements to availability is, the lower the benefit will be.

Для цитирования:
Шувалов В.П., Минина Е.А., Митрошина Н.О. Целесообразность обеспечения надежности - дифференцированный подход // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №6. – С. 84-88.

For citation:
Shuvalov V.P., Minina E.A., Mitroshina N.O. Reasonability of dependability differentiated service of connection requests. T-Comm. 2015. Vol. 9. No.6, pp. 84-88. (*in Russian*).

Introduction

Differentiated approach to specific dependability rates provision should reduce charges of both provider and customer. And the questions appear what availability can be considered as acceptable for customer, how the benefit from one or other algorithms of dependability provision can be evaluated, and what influences the benefit from differentiated approach to dependability provision. So, all these questions should be answered.

Dependability is a property of technical objects to maintain the values of all parameters (within the time and the specified ranges) which are necessary to perform required functions in the specified modes and operating conditions. The notion "dependability" is widely used in various fields, the specific character of each of them causes the difference in the viewpoints among numerous specialists. This article considers dependability with regard to telecommunication networks. Dependability of communication network defines its property to provide communication keeping constant the values of specified quality factors in external environment. Dependability represents how mainly inner factors such as accidental failures of technical means caused by aging, manufacturing flaws or human-made faults influence the system performance.

Firstly, we note that dependability is kind of "an umbrella concept". According to [2] it has such attributes as availability/fault tolerance, safety, integrity, maintainability.

Now we consider such an attribute as availability. The international documents [6], [5] place availability in the center of the dependability concept. Availability is ability of a system or component to perform its required functions under stated conditions for a specified period of time [1].

Availability is "a basic parameter of dependability for restorable objects with continuous operation which usage yield is proportional to total period of up state. Electric communication systems are namely such ones" [7]. In stable state the availability has ambivalent meaning.

On the one hand, it is the probability that an object is in up state (down state) in any moment, on the other hand, it is an assembly average of period of time when the object is in up (or down) state.

Probably availability is one of the most widely used rate for which established standards/measurement data are specified in Service Level Agreement (SLA).

To obtain availability rates they usually do not take into account scheduled downtime when maintenance, measurement, switching take place. Such possibility is reflected in availability notion which deliberately mentions eliminated from consideration planned periods during which the object usage as intended is not taken into account. As rule, this condition is discussed in SLA.

Evaluation of optimal costs to maintain required dependability

Contemporary level of science and technique enables to reach almost any rates of equipment dependability or network-structure dependability. However, it is necessary to weight cost to improve dependability and the effect the give: cost may be so high that all benefit from them will be cancelled. Thus, there are reasonable boundaries dependability improvement within which economical cost increase is justified.

There are no doubts that for different services these boundaries are different (Fig. 1 [8]). Moreover, it is possible to select such hours within which services should be provided with different availability values [10].

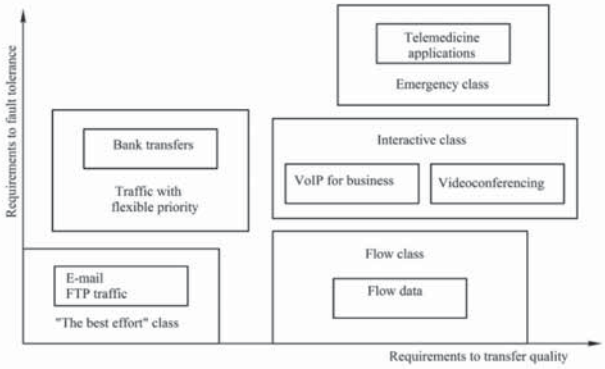


Figure 1. Common requirements to dependability of different service classes

Differentiated approach to communication recovery problem can be solved [8, 4, 3]:

– On various OSI model layers – backup link can be obtained in advance or right after failure occurrence;

– Using dedicated and shared protection;

– With recovery process covering the whole path from source to destination, some segment (several links) or just a link;

– Recovery may affect one or several domains.

One or another approaches application will depend on requirements to availability value and restrictions on costs to provide specified value of availability.

Telecommunications network-structure dependability increase always goes along with a carrier costs growth that affects customers. We suppose that C_1 is the paid by a customer cost to maintain necessary availability A.

But availability growth decreases downtime that in result lowers losses from outages. We consider that C_2 is cost (or charges) which a customer has to pay because of failures. Figure 2 shows cost C_1 and C_2 dependence on A.

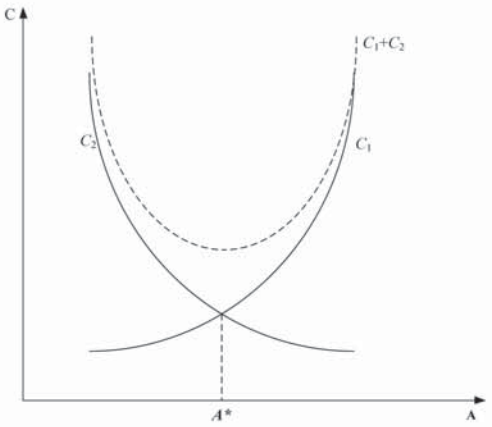


Figure 2. Cost dependence on availability

Introduction

Differentiated approach to specific dependability rates provision should reduce charges of both provider and customer. And the questions appear what availability can be considered as acceptable for customer, how the benefit from one or other algorithms of dependability provision can be evaluated, and what influences the benefit from differentiated approach to dependability provision. So, all these questions should be answered.

Dependability is a property of technical objects to maintain the values of all parameters (within the time and the specified ranges) which are necessary to perform required functions in the specified modes and operating conditions. The notion "dependability" is widely used in various fields, the specific character of each of them causes the difference in the viewpoints among numerous specialists. This article considers dependability with regard to telecommunication networks. Dependability of communication network defines its property to provide communication keeping constant the values of specified quality factors in external environment. Dependability represents how mainly inner factors such as accidental failures of technical means caused by aging, manufacturing flaws or human-made faults influence the system performance.

Firstly, we note that dependability is kind of "an umbrella concept". According to [2] it has such attributes as availability/fault tolerance, safety, integrity, maintainability.

Now we consider such an attribute as availability. The international documents [6], [5] place availability in the center of the dependability concept. Availability is ability of a system or component to perform its required functions under stated conditions for a specified period of time [1].

Availability is "a basic parameter of dependability for restorable objects with continuous operation which usage yield is proportional to total period of up state. Electric communication systems are namely such ones" [7]. In stable state the availability has ambivalent meaning.

On the one hand, it is the probability that an object is in up state (down state) in any moment, on the other hand, it is an assembly average of period of time when the object is in up (or down) state.

Probably availability is one of the most widely used rate for which established standards/measurement data are specified in Service Level Agreement (SLA).

To obtain availability rates they usually do not take into account scheduled downtime when maintenance, measurement, switching take place. Such possibility is reflected in availability notion which deliberately mentions eliminated from consideration planned periods during which the object usage as intended is not taken into account. As rule, this condition is discussed in SLA.

Evaluation of optimal costs to maintain required dependability

Contemporary level of science and technique enables to reach almost any rates of equipment dependability or network-structure dependability. However, it is necessary to weight cost to improve dependability and the effect the give: cost may be so high that all benefit from them will be cancelled. Thus, there are reasonable boundaries dependability improvement within which economical cost increase is justified.

There are no doubts that for different services these boundaries are different (Fig. 1 [8]). Moreover, it is possible to select such hours within which services should be provided with different availability values [10].

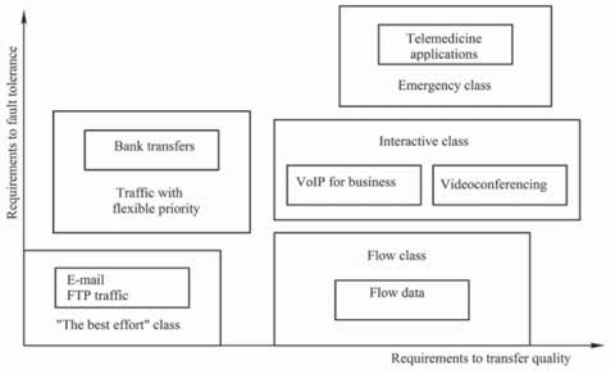


Figure 1. Common requirements to dependability of different service classes

Differentiated approach to communication recovery problem can be solved [8, 4, 3]:

– On various OSI model layers – backup link can be obtained in advance or right after failure occurrence;

– Using dedicated and shared protection;

– With recovery process covering the whole path from source to destination, some segment (several links) or just a link;

– Recovery may affect one or several domains.

One or another approaches application will depend on requirements to availability value and restrictions on costs to provide specified value of availability.

Telecommunications network-structure dependability increase always goes along with a carrier costs growth that affects customers. We suppose that C_1 is the paid by a customer cost to maintain necessary availability A.

But availability growth decreases downtime that in result lowers losses from outages. We consider that C_2 is cost (or charges) which a customer has to pay because of failures. Figure 2 shows cost C_1 and C_2 dependence on A.

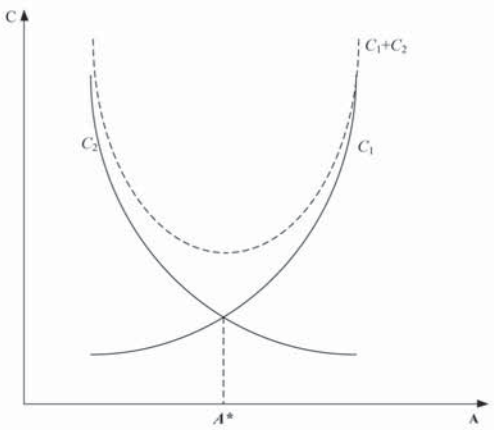


Figure 2. Cost dependence on availability

There is no sense when A > A* since then $C_1 > C_2$ and charges to improve A exceed benefit for a customer from downtime decrease. In the same figure the graph $\Psi(A) = C_1 + C_2$ is given so we can notice that the charges for a customer are minimal when A = A*.

Discussing A normalization issue it is necessary to take into account both dependability factors and factors caused by service failures because of network throughput limits.

Thus, A can be obtained with assumption that processes causing service failure are independent.

$$A_{1,2} = A_2(1 - \alpha), \qquad (1)$$

where A_1 – availability taking into account service failures because of only dependability factors; α – probability of a failure caused by limits of throughput paths.

$A_{1,2}$, если A_1 1, и наоборот, $A_{1,2}$ A_1, если 1.

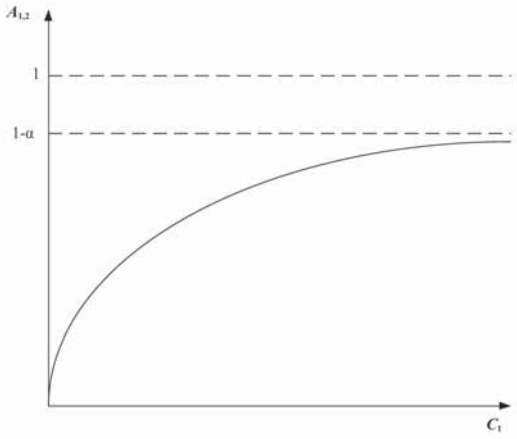


Figure 3. $A_{1,2}$ dependence on costs to improve A

C_1 – costs to increase A.

For instance, if α=0.1 then despite any funds $A_{1,2}$ will not be higher than 0.9.

To obtain $A_{1,2}$ = 0.999999 it is necessary that values of A_1 and (1-α) exceed 0.999999. But is it affordable? And from the viewpoint of structure dependability is it worth of taking into account traffic losses occurring because of channel occupancy when network designing? The answer is "Yes".

Calculation of the benefit caused by differentiated approach to dependability provision

Now we consider the issue of service efficiency evaluation when these services are different in dependability level that means distinct A values for distinct customer's requirements. The values are defined in SLA.

The efficiency of differentiated approach to dependability provision [9] was researched with regard to the network represented as a graph with 43 links and 24 nodes [9]. Each link consists of two unidirectional optical fibers, each fiber is in one direction. And each fiber is multiplexed with 64 waves. The meanings of links dependability is uniformly distributed in the range of {0,999; 0,9999; 0,99999} and depend on not only the link length but the fiber life span, its type, environment and so on. Call flows have Poisson distribution. They are distributed uniformly among all pairs "source – destination". Each link has its own wavelength. The requirements to links availability have also uniform distribution in the range of {0,9999; 0,99999; 0,999999}. The flow model contains 100 000 links.

The required meanings of A were maintained due to use of various reservation schemes: no backup, 1+1, 1+2, 1+3.

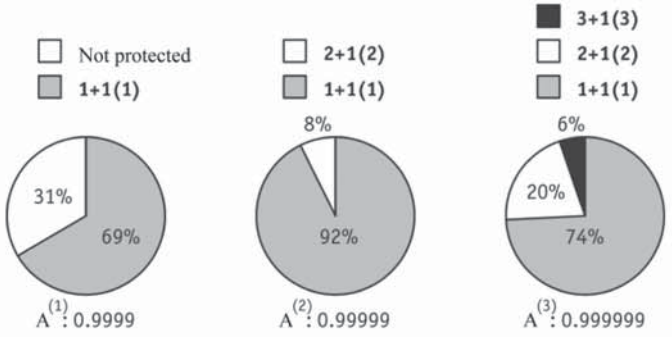


Figure 4. The distribution of links with differentiated services for three SLA classes [9]

The most obvious way to obtain the restoration cost should be based on required redundancy which determines fundamental costs. Of course, there are other elements influencing the cost: additional software, maintenance charges and the like.

Now we calculate the benefit from flexible reservation application. To count relative cost $C^{(j)}$ which is necessary to obtain required $A^{(j)}$ for different protection cases we use the next formula (2):

$$C^{(j)} = d_0^{(j)}C_0 + d_1^{(j)}C_1 + d_2^{(j)}C_2 + d_3^{(j)}C_3 \qquad (2)$$

where C_i – relative reservation cost for protection case I ($0 \le i \le 3$); $d_i^{(j)}$ – a fraction of links using i-th protection case; $0 \le i \le 3$, $0 \le j \le 3$ – SLA class.

We consider the case without reservation (i=0), with one backup link (i+1), with two such links (i+2) and, at last, with three ones (i+3).

The benefit в from using differentiated approach to A maintenance for the i-th protection case is obtained as:

$$\beta_i = \frac{C_{max}}{C^{(j)}} \qquad (3)$$

where C_{max} = 4 (we use one working link and four protection ones).

Figure 5 represents the graph of charges dependence on required A, and Figure 6 reflects the graph of cost benefit caused by flexible protection using.

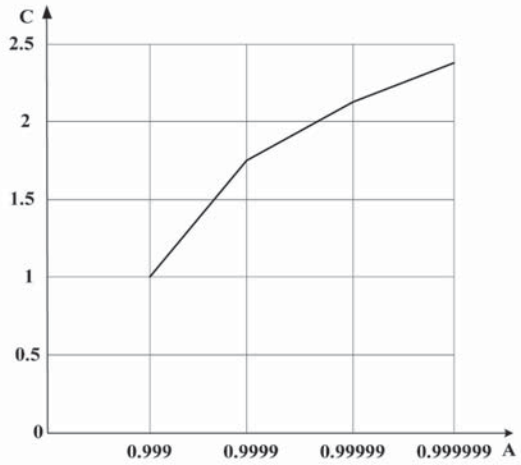


Figure 5. Cost dependence on required A value

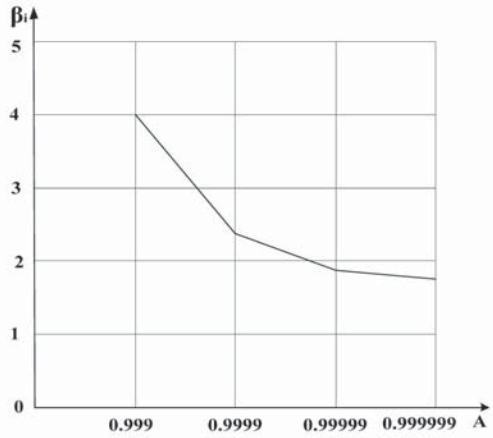


Figure 6. Cost benefit dependence on required A value

It can be seen from Figure 6 that the benefit increases with decrease of classes of requirements to availability.

Of course, the specified meanings of the benefit depend on the network scale, its dependability characteristics, topology and so on.

It should be noticed that in general case unavailability depends on not only failures (natural causes) but a congestions as well.

Conclusion

This paper offers some ideas how to work out requirements to SLA in regard to availability. The article also shows the presence of upper limit for availability. Relative rates of charges to provide required availability were calculated using the given optical network as an example. It was obtained that the higher value of availability is required, the higher costs to guarantee this value will be.

References

1. *Al-Kuwaiti, M & Kyriakopoulos, N & Hussein, S*, 2009, 'A Comparative Analysis of Network Dependability, Fault-tolerance, Reliability, Security, and Survivability', IEEE Communications surveys & tutorials, vol. 11, no. 2, pp. 106-124.

2. *Avizienis, A* 2004, Dependability and its threats: A Taxonomy, Building the Information Society, Springer, Boston US, pp. 91–120.

3. *Bakharev, A & Siemens, E & Shuvalov, V* 2012, 'The metrology of high precise delay measuring in the modern computer systems', T-comm, no. 8, pp. 11-14.

4. *Egunov, M & Shuvalov, V*, 2012, 'Structure dependability analyze of transport network', Vestnik of SibSUTIS, no. 1, pp. 54-59.

5. International Electrotechnical Vocabulary, 1990, Chapter 191 'Dependability and Quality of Service / International Electrotechnical Commission', p. 33.

6. ITU-T Recommendation E.800 (08/94), 2008, Terms and definitions related to Quality of Service and Network Performance including dependability, p. 30.

7. *Netes, V*, 2005, 'Availability and accessibility: Feel the difference', Vestnik Svyazi, no. 8, pp. 22-26.

8. *Ratnam, K*, 2007, Differentiated Survivability Framework and Modeling for Heterogeneous Grooming Optical Networks, IEEE GLOBECOM.

9. *Song, L*, 2008, 'On study multiple backups and primary-backup link sharing for dynamic service provisioning in survivable WDM mesh networks', IEEE Journal on selected areas in communications.

10. *Xia, M*, 2011, 'A Novel SLA Frame-work For Time-Differentiated Resilience in Optical Mesh Networks', Opt Commun. Netw, vol. 3, no. 4, pp. 312-322.

ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТЬ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ – ДИФФЕРЕНЦИРОВАННЫЙ ПОДХОД

В настоящее время сетевые приложения делятся на несколько классов. Отличие характеров существующих сетевых приложений проявляется в том числе и в требованиях к показателям надежности. Для обеспечения различных значений показателей надежности применяется дифференцированный подход. Его использование не только определяет требования к качеству передачи и отказоустойчивости, но также позволяет в целом снизить расходы со стороны как оператора, так и конечного потребителя. Дифференцированный подход относительно нов, а потому с ним связана масса открытых вопросов. Как то, какое же значение коэффициента готовности считать приемлемым для пользователей в зависимости от класса услуг, как оценивать выигрыш от использования дифференцированного подхода и др. Статья содержит ответы на часть этих вопросов. В первую очередь, явным образом были обозначены классы служб по их требованиям к качеству передачи и отказоустойчивости. Выделены способы обеспечения этой отказоустойчивости. Рассмотрена методика оценки затрат на поддержание заданного уровня надежности, выявить их зависимость от готовности, а также привести формулы для вычисления выигрыша от использования дифференцированного подхода для обеспечения показателей надежности. Кроме того, на примере оптоволоконной сети была произведена оценка эффективности применения дифференцированного подхода для обеспечения надежности, построены соответствующие графические зависимости. В результате удалось установить, что для каждого класса служб существует предельное значение готовности, при котором дальнейший рост затрат не даст прироста готовности более предельного значения. Кроме того, выигрыш будет тем больше, чем ниже класс требований к коэффициенту готовности.

Информация об авторах: *Шувалов Вячеслав Петрович*, д.т.н., профессор, Заведующий кафедрой ПДСиМ (Передачи Дискретных Сообщений и Метрологии), Сибирский Государственный Университет Телекоммуникаций и Информатики (ФГОБУ ВПО СибГУТИ), г. Новосибирск, **shvp04@mail.ru**

Минина Елена Александровна, к.т.н., доцент, Заместитель директора по учебно-методической работ, Уральский Технический Институт Телекоммуникаций и Связи (УрТИСИ), г. Екатеринбург, **adm@uisi.ru**

Митрошина Наталья Олеговна, аспирант направление Системы, сети и устройства телекоммуникаций, Сибирский Государственный Университет Телекоммуникаций и Информатики (ФГОБУ ВПО СибГУТИ), г. Новосибирск, **natashamitro@mail.ru**