

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

**ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ
И ИНФОРМАЦИОННЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ**

№1-2015

(Дата издания: июнь 2015 г.)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Андреев Владимир Александрович
д.т.н., профессор, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Самара, Россия

Бачевский Сергей Викторович
д.т.н., профессор, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф.
Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Россия

Зимин Игорь Викторович
Кыргызский государственный технический университет имени И.Раззакова. Институт электроники и
телекоммуникаций, Бишкек, Кыргызстан

Ланчиков Павел Николаевич
НП Учебный центр Huawei (Москва), Шеньчжень, Китай

Маркосян Мгер Вардкесович
к.т.н., доцент, Ереванский НИИ средств связи, Ереван, Армения

Прохода Александр Николаевич
к.воен.н., доцент, Балтийский военно-морской институт им. Ф.Ф. Ушакова, Калининград, Россия

Рябко Борис Яковлевич
д.т.н., профессор, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Ново-
сибирск, Россия

Соколов Владимир Андреевич
к.т.н., профессор, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Титов Евгений Вадимович
к.т.н., профессор, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

УЧРЕДИТЕЛЬ:

**МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ
И ИНФОРМАТИКИ (МТУСИ)**

РЕДАКЦИОННАЯ ПОДГОТОВКА:

**Отдел информационных ресурсов и интеллектуальной собственности
МТУСИ (ОИРИС МТУСИ)**

В журнал включены материалы лучших докладов, представленных на научных конференциях 6-го Молодежного научного Форума МТУСИ, посвященного 70-летию победы в Великой Отечественной Войне.

СОДЕРЖАНИЕ

Ястребцова О.И., Чебышев В.В. МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ВИБРАТОР В МНОГОСЛОЙНОЙ СРЕДЕ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛОВ	5
Громаков Д.А., Сорокин А.С. СИСТЕМА СОТОВОЙ СВЯЗИ С ПЕРЕНОСОМ ЕМКОСТИ	9
Куранов Д.С., Сорокин А.С., ОБЗОР ОЖИДАЕМЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕХНОЛОГИИ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ 5G	15
Кузнецова К.Г., Каравашкина В.Н. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ДВУМЕРНЫЕ МАТЕРИАЛЫ В ЭЛЕКТРОНИКЕ	19
Перепечко И.П., Тужилина К.А., Алексенцев Ю.Т. ИДЕНТИЧНОСТЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СТРУКТУР ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО И МАГНИТНОГО ПОТОКОВ	23
Романов Г.Д., Смирнов Н.И. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА	27
Шмаков Н.Д., Иванюшкин Р.Ю. ГИБРИДНЫЙ ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ПЕРЕДАТЧИК ДЛЯ ЦИФРОВОГО И АНАЛОГОВОГО ВЕЩАНИЯ	30
Шмаков Н.Д., Власюк И.В. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГОЛОВНЫХ СТАНЦИЙ ДЛЯ СИСТЕМ IPTV-ВЕЩАНИЯ	34
Найда В., Попов О.Б. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР МЕТОДОВ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ	38
Горохова Е.А., Попов О.Б. УСТРОЙСТВО ВЫРАВНИВАНИЯ ГРОМКОСТИ РАЗНОХАРАКТЕРНЫХ ПО СПЕКТРУ СИГНАЛОВ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ	41
Гуров В.В., Орлов В.Г. ВОЗМОЖНЫЕ УЯЗВИМОСТИ ПРОТОКОЛА MULTIPATH TCP	45
Григорьев И.Д., Кулаков М.С. РОЛЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИИ САМООРГАНИЗУЮЩИХСЯ СЕТЕЙ В КОНЦЕПЦИИ "ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ"	49
Петлина Е.Е., Балобанов А.В. ОБЗОР ОСОБЕННОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА ДЛЯ ТВЧ	53

Селимов Р.С., Балобанов А.В. ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА В СИСТЕМЕ DVB-T2	56
Топильский С.А., Власюк И.В. ОТТ ТЕЛЕВИДЕНИЕ КАК РАЗВИТИЕ ИНТЕРНЕТ ВЕЩАНИЯ	59
Гуреев В.С., Попов О.Б. ОБЪЕКТИВНАЯ ЭКСПРЕСС ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ЗВУКОВОГО ВЕЩАТЕЛЬНОГО СИГНАЛА	62
Сидоров А.М., Попов О.Б. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СУБПОЛОСНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИГНАЛА ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ	66
Тавитова Е.Е., Попов О.Б. УСТРОЙСТВО ДЛИТЕЛЬНОГО МОНИТОРИНГА ШУМА	71
Хусаинов А.С., Яковенко Н.Н. НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ С БЕСПРОВОДНЫМ ДОСТУПОМ	76
Акимов Н.А., Тундайкин О.О., Маликова Е.Е. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ КОРПОРАТИВНОЙ СЕТИ НА БАЗЕ ОБОРУДОВАНИЯ CISCO	80
Ключников И.О., Маликова Е.Е. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОБЛАЧНОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КОРПОРАТИВНОЙ СЕТИ	84
Куприянов Д.О., Данилов А.Н. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СРЕДСТВ КОМПЬЮТЕРНОЙ АЛГЕБРЫ ПРИ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИИ В УЧЕБНОМ ЗАВЕДЕНИИ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ	89
Яковенков С.В., Тверецкий М.С. МЕТОДИКА РАСЧЁТА ОПТИЧЕСКОЙ СЕКЦИИ ПЕРЕДАЧИ БОЛЬШОЙ ПРОТЯЖЁННОСТИ	92
Каменский И.А., Поздеева А.П., Пшеничников А.П. АНАЛИЗ РЕКОМЕНДАЦИЙ МСЭ-Т ПО СРЕДНЕМУ ИСПОЛЬЗОВАНИЮ КАНАЛОВ СВЯЗИ	95

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ВИБРАТОР В МНОГОСЛОЙНОЙ СРЕДЕ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

*Ястребцова О.И.,
студентка группы БРТ1101 МТУСИ
Чебышев В.В.
д.т.н., профессор МТУСИ*

В настоящее время активно исследуется использование метаматериалов в качестве слоистых сред при создании малогабаритных низкопрофильных антенн систем мобильной связи.

Наиболее перспективными в этом отношении представляются метаматериалы в виде сред с малыми диссипативными потерями и с отрицательными диэлектрической проницаемостью ϵ и магнитной проницаемостью μ , соотношения по знаку могут быть различными. Такого рода материалы применяются при создании различного вида резонаторов, микрополосковых цепей и антенн резонаторного типа. Существуют отдельные работы по исследованию полей элементарных вибраторов электрического и магнитного типов в слоистых средах из метаматериалов. Показано [1], что в этом случае увеличивается излучаемая мощность, уменьшается реактивная часть входного сопротивления и добротность, что указывает на возможность увеличения эффективности излучения (усиления) и уменьшения электрических размеров антенны. Можно предположить, что эти свойства распространяются на микрополосковые антенны со слоистыми подложками [6].

Свойства метаматериалов могут быть реализованы на частотах в диапазоне 50-100 ГГц (модель плазмы) и для более высоких частот – 300-600 ГГц и выше (модель фотонных кристаллов). Следует отметить существенный недостаток излучателей в средах из метаматериалов, который предполагает их работу на отдельных резонансных частотах, то есть в условиях сильной частотной зависимости. Для ее уменьшения и получения практически реализуемых излучателей можно предложить использование многослойных структур со слоями из метаматериалов и диэлектриков с внедренной волноводопроводящей металлической структурой [4, 5].

Наиболее общая теория сред из метаматериалов (DNG-структур), основанная на использовании системы уравнений Максвелла, приведена в работе [2]. Это указывает на возможность проведения строгого электродинамического анализа излучающих микрополосковых структур в многослойных средах с метаматериалами. Для плоской слоистой среды с одной границей раздела сред электродинамическая задача о поле диполя была решена еще Зоммерфельдом. Появление дополнительных границ раздела сред (трех и более) вызывает существенное усложнение задачи и требует разработки специальных методов построения тензорной функции Грина, которая является способом представления поля как решения электродинамической задачи.

В работе использовался метод расчета микрополоскового вибратора в многослойной среде с экраном, включая слои из метаматериалов. Метод основан на адекватной математической модели микрополоскового вибратора в многослойной среде, учитывающей топологию полосковых проводников, способ возбуждения вибратора и свойств слоистой среды [7-8]. Используя интегральное представление поля вибратора на основе тензорной функции Грина слоистой среды, приводится обращение электродинамической задачи к интегральному уравнению первого рода для тока микрополоскового вибратора. Ядро интегрального уравнения содержит элементы тензорной функции и определяет его слабую особенность. Для полученного таким образом интегрального уравнения Фредгольма первого рода разработан алгоритм численного решения, использующий принцип саморегуляции [3].

Упомянутая ранее слоистая структура может поддерживать поверхностные волны как типа TM , так и типа TE в направлении их распространения вдоль структуры. Поле поверхностных волн можно рассматривать как реактивное поле полосковой антенны, а слоистую структуру – как накопитель реактивной энергии. Вследствие этого, используя понятие добротности антенны при существовании этих волн, можно говорить об ухудшении частотных свойств и сужении рабочей полосы. Поэтому при проектировании диапазонных свойств полосковой антенны необходимо принять меры, препятствующие возникновению поверхностных волн. Это относится к выбору толщины и диэлек-

трической проницаемости слоев слоистой среды и использованию дополнительных «сторонних» структур в виде нагруженных экранов, которые не поддерживают поверхностные волны.

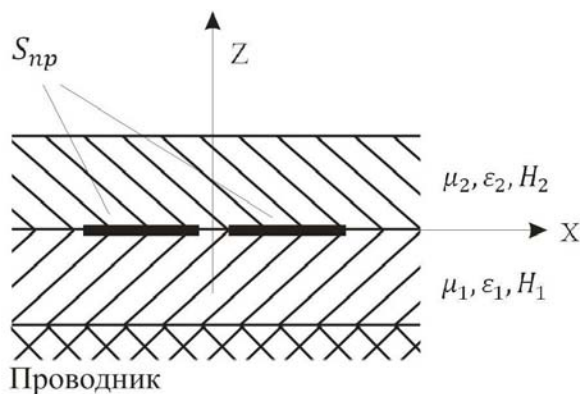


Рис. 1. Двухслойная среда на проводящем экране с полосковым вибратором

При численном исследовании была задана двухслойная среда на проводящем экране с диэлектрическими проницаемостями ϵ_1, ϵ_2 и высотами H_1, H_2 с полосковым вибратором с шириной полоска $2d = 0.05\lambda$, расположенным на границе раздела слоев (рис. 1).

На рис. 2 представлена зависимость входного сопротивления полоскового вибратора от его длины (L) для двухслойной среды из диэлектриков с величинами $\epsilon_1 = 2, \epsilon_2 = 4$, которые обычно представляют собой накопители реактивных полей высших типов волн в слоистой среде.

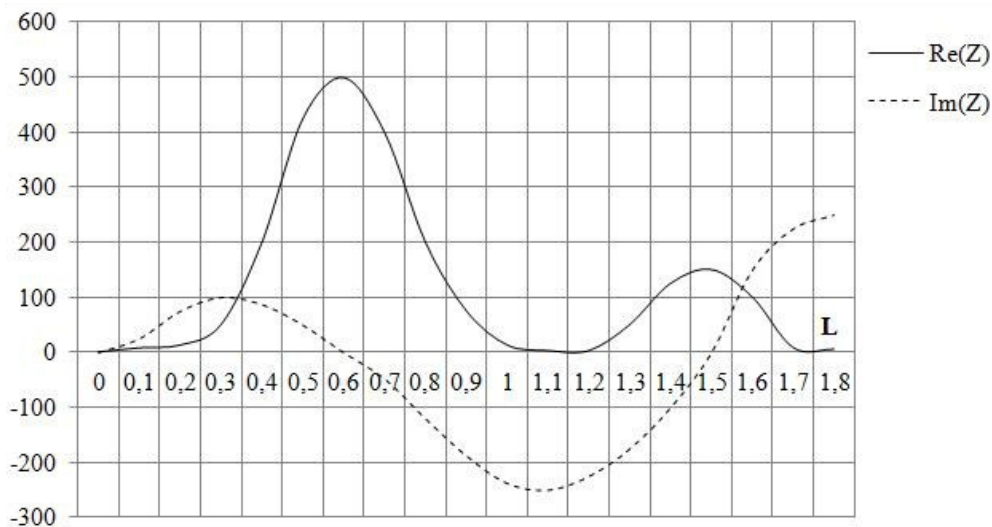


Рис. 2. Входное сопротивление полоскового вибратора в двухслойной среде с $\epsilon_1 = 2, \epsilon_2 = 4$

На рис. 3 представлена зависимость входного сопротивления полоскового вибратора от его длины (L) при задании нижнего слоя в виде метаматериала с $\epsilon_1 = -2, \mu_1 = 1$ и слоя укрытия с $\epsilon_2 = 4$. Следует отметить отсутствие полей высших типов в среде в этом случае.

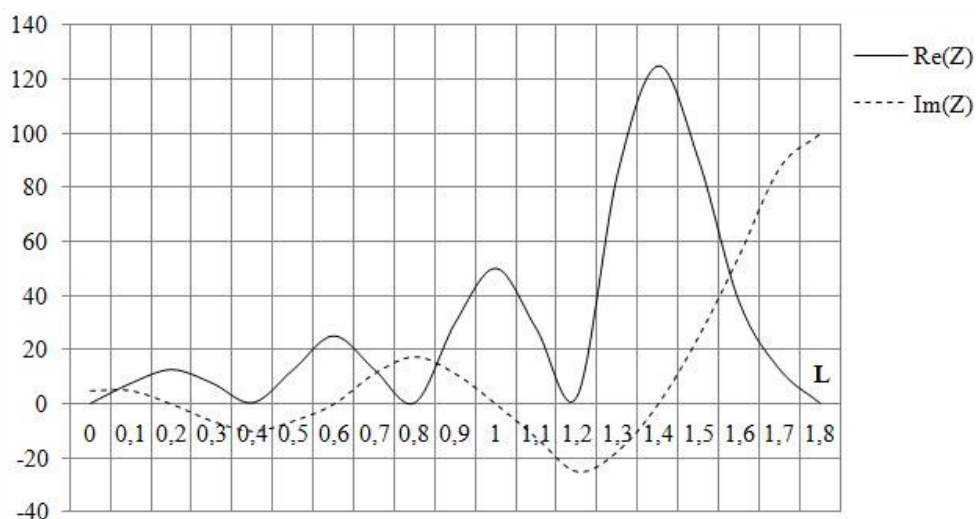


Рис. 3. Входное сопротивление полоскового вибратора в двухслойной среде с $\epsilon_1 = -2$, $\epsilon_2 = 4$

На рис. 4 представлена зависимость входного сопротивления полоскового вибратора от его длины (L) при задании верхнего слоя в виде метаматериала с $\epsilon_2 = -2$, $\mu_2 = 1$ и с диэлектриком подложки $\epsilon_1 = 2$. Характер изменения импеданса на рис. 4 тот же, как и для случая рис. 3, но с меньшими резонансными значениями импеданса, что указывает на меньшую частотную зависимость вибратора, то есть на улучшение диапазонных свойств.

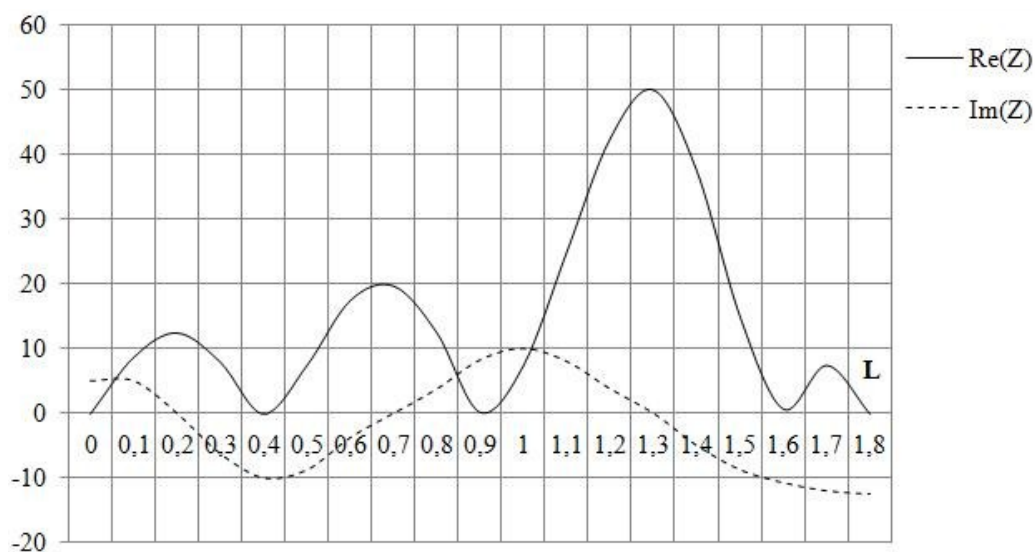


Рис. 4. Входное сопротивление полоскового вибратора в двухслойной среде с $\epsilon_1 = 2$, $\epsilon_2 = -2$

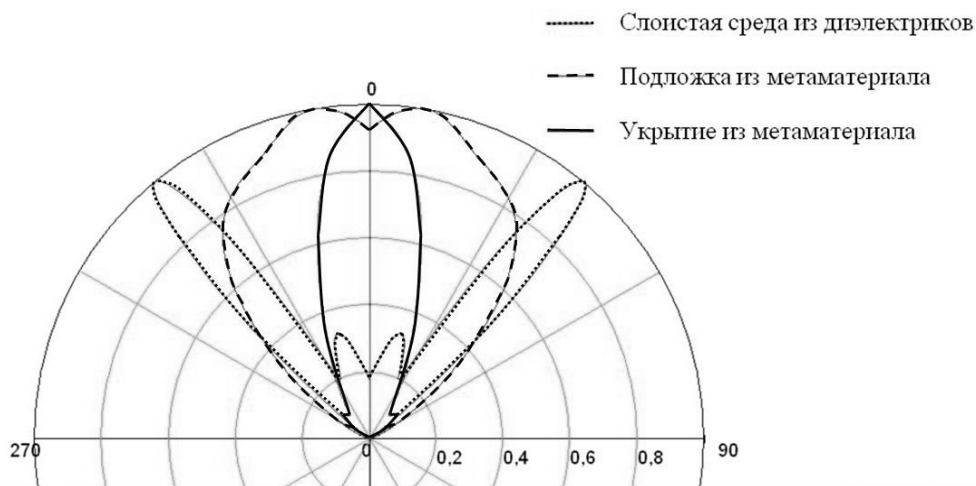


Рис. 5. Диаграммы направленности для трех приведенных случаев

Рассмотрение диаграмм направленности (рис. 5) также приводит к выводу, что наиболее узкой и, следовательно, с большим коэффициентом усиления оказывается диаграмма направленности в том случае, когда укрытием является метаматериал.

Таким образом, в работе показана применимость методики расчета [3] для микрополосковых излучателей в многослойных средах с применением метаматериалов. Показана предпочтительная реализация в части улучшения диапазоновых свойств и улучшения направленности микрополоскового вибратора для слоистой структуры с метаматериалами в сравнении с применяемыми обычно слоистыми структурами из обычных диэлектриков по технологии интегральных схем. Наиболее предпочтительным является случай слоистой среды с метаматериалом в виде укрытия для уменьшения частотной зависимости входного импеданса вибратора и сужения его диаграммы направленности. Последнее указывает на возможность уменьшения размеров вибратора.

Литература

1. *Engheta N., Ziolkowski R.W.* A positive future for double-negative metamaterials // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. Apr. 2005, v. 53, №4, p. 1535-1537
2. *Веселаго В.Г.* Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ϵ и μ . // Успехи физических наук, 1967, т.92, №7, с. 517-526
3. *Чебышев В.В.* Вычислительная электродинамика для полосковых структур в слоистых средах – М.: ПСТМ, 2013, 126 с.
4. *Будагян И.Ф., Ковальчук А.А., Чебышев В.В.* Микрополосковая спиральная антенна в многослойной среде на основе диэлектрических и метаматериалов в режиме излучения наносекундных импульсов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 30-33.
5. *Будагян И.Ф., Максимов М.А., Чебышев В.В.* Исследование микрополосковых спиральных антенн при работе с наносекундными импульсами // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 8. С. 28-30.
6. *Чебышев В.В.* Метод интегральных уравнений для расчета прямоугольной полосковой антенны // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 8. С. 126-127.
7. *Чебышев В.В., Сосина Ю.А.* Электродинамический анализ тонких полосковых излучающих структур конечной проводимости // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 8. С. 128-130.
8. *Чебышев В.В., Лисицына Ю.А.* Частотные свойства микрополосковых вибраторов со слоистой подложкой // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 123-125.

СИСТЕМА СОТОВОЙ СВЯЗИ С ПЕРЕНОСОМ ЕМКОСТИ

Громаков Д.А.,
МТУСИ, студент группы ПС1001,
Сорокин А.С.,
к.т.н., МТУСИ

Не так давно перед разработчиками одной из российских телекоммуникационных компаний была поставлена задача поиска новой топологии сети связи, которая не будет вносить изменения в стандарты связи, а лишь позволит снизить уровень капитальных затрат на свое строительство и операционных затрат на эксплуатацию. Такая топология смогла бы решить проблемы строительства сетей в тех местах, где строительство сети заведомо не окупается, либо же имеет большой срок окупаемости [1]. Как правило, такая проблема существует в отдаленных сельских, горных и других труднодоступных районах. Помимо этого, перед разработчиками ставилась задача найти экономически эффективное решение для покрытия автомобильных и железнодорожных трасс.

Классическая топология сети связи для покрытия магистралей предполагает соединение базовых станций между собой радиорелейными линиями. Сами базовые станции строятся идентичными друг другу. Оборудование таких базовых станций размещается в контейнере рядом с башней. На вершине башни находятся приемо-передающие антенны, оборудование радиорелейной линии с ее антеннами. Такая топология сети связи требует больших капитальных затрат. Кабели, протянутые от такого наземного контейнера к антеннам базовой станции, вносят большие коэффициенты затухания в сигнал, для компенсации которого приходится увеличивать мощность передатчика. Потребляемая мощность на сайт в этом случае составляет (3...5) кВт.

На рис. 1 показана схема радиопокрытия трассы.

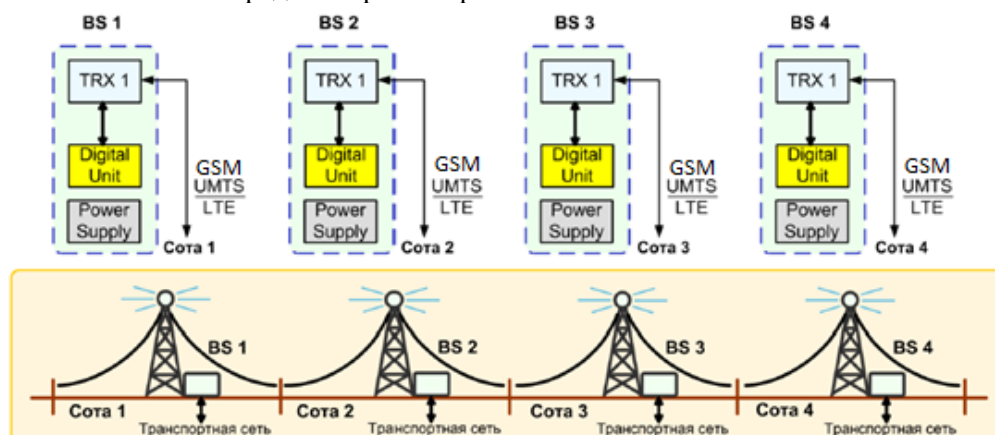


Рис. 1. Схема радиопокрытия магистрали

На ряду с этим решением существуют и иные, позволяющие несколько сократить потребляемую мощность на сайт посредством вынесения высокочастотных блоков на вершину башни рядом с антеннами. При таком способе размещения оборудования БС потребляемая мощность на сайт снижается до (1...2) кВт.

Топология систем связи с переносом емкости позволяет сократить энергопотребление на соту до 300 Вт. Достигается это следующим образом: базовая станция *BTS-R* дополнена блоком ретрансляции, в состав которого входят три приемопередатчика, работающих на частоте ретрансляции. В качестве частот ретрансляции выбираются частоты, используемые для передачи данных по радиорелейным линиям. Стандартной частотой ретрансляции для данной системы устанавливается частота 6 ГГц.

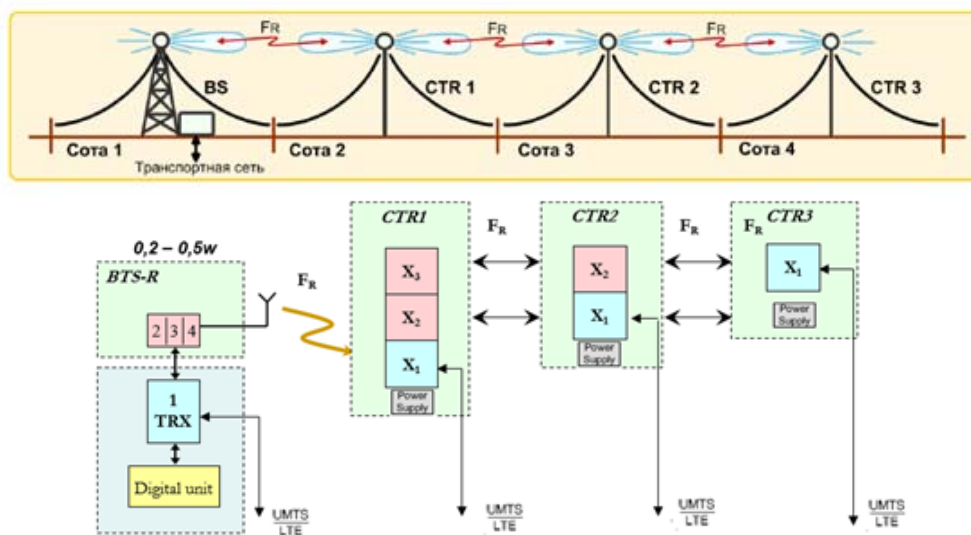


Рис. 2. Топология сети связи с переносом емкости

На следующей соте располагается ретранслятор *CTR1*, состоящий из трех приёмопередатчиков: один из них переносит сигнал с частоты ретрансляции F_R в стандартную полосу частот (*GSM*, *UMTS* или *LTE*) и формируют зону покрытия сети (сота 2) по обе стороны от башни, эквивалентную зоне покрытия базовой станции стандартной топологии (рис. 1); два других приёмопередатчика переносят сигнал на частоте ретрансляции с одних номиналов частот на другие номиналы частот полосы F_R (частоты определяются согласно принципу частотно-территориального планирования), продолжая цепочку ретрансляции.

На следующем сайте цепочки установлен *CTR2*, содержащий два приёмопередатчика, сигнал одного из которых конвертируется на частоту сигнала (*GSM*, *UMTS* или *LTE*) после чего организуется покрытие в соте 3, а другой приёмопередатчик продолжает цепь *CTR3*, замыкающего цепочку ретрансляции, образуя соту 4. Точно такую же цепочку из трех репитеров *CTR* можно организовать и по другое плечо *BTS-R*, увеличив на соответствующее количество число приёмопередатчиков на ней. В зависимости от рассчитываемой нагрузки сети в *BTS* и *CTR* может использоваться большее или меньшее количество каналов ретрансляции, большее или меньшее количество *CTR*.

Достоинством такой схемы является тот факт, что приёмопередающее оборудование всех сайтов, размещенное на *BTS-R* фактически превращает *CTR* в сектора *BTS-R*. Это означает, что абонентское устройство, перемещаясь по зоне покрытия одной такой цепи базовых станций с переносом емкости, не будет совершать межстанционного хендвера, что значительно сокращает вероятность обрыва соединения.

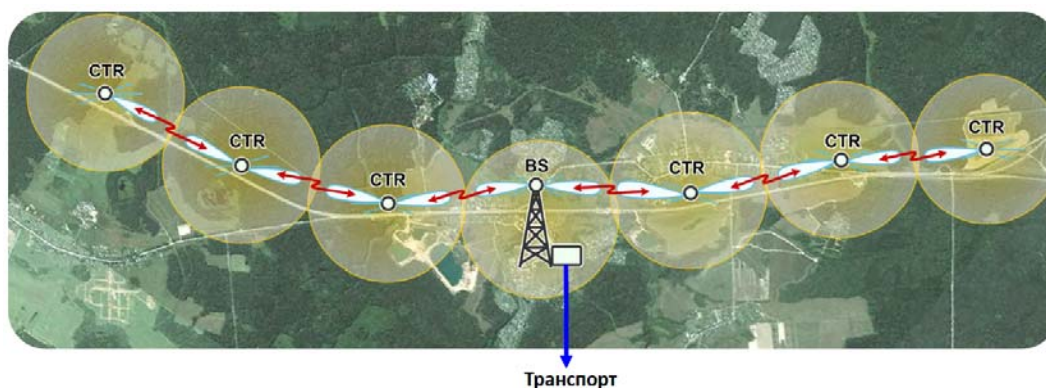


Рис. 3. Система связи с переносом емкости для покрытия магистралей

Предполагается, что в такой схеме *BTS-R* подключена по волоконно-оптической линии к коммутатору (*MSC*) и обеспечена достаточным электропитанием.

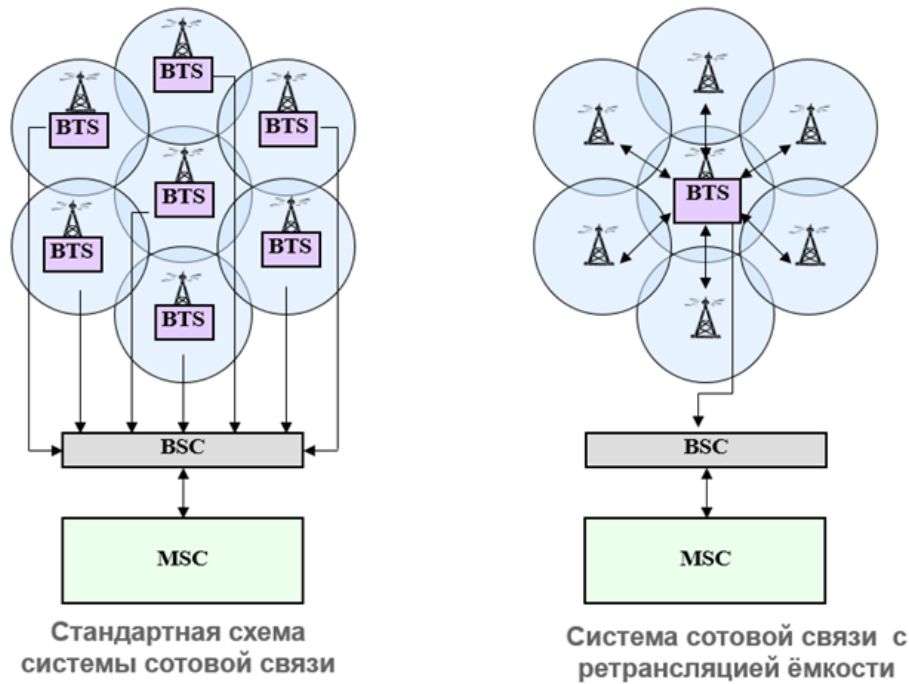


Рис. 4. Различие между стандартной и предлагаемой топологиями

Мощность передатчиков блока ретрансляции *BTS-R* в базовой станции и передатчиков канала ретрансляции на *CTR* составляет (0,2...0,5) Вт. Такая низкая мощность обусловлена тем, что передача данных осуществляется с башни на башню с использованием направленных антенн с коэффициентом усиления (15...20) дБ. Для *BTS-R* необходимая дополнительная мощность составит (30...50) Вт.

Низкое потребление мощности в такой топологии сети (150...300 Вт) позволяет использовать альтернативные источники энергии (солнечные батареи и др.).

Помимо варианта с использованием блока ретрансляции существует вариант с использованием радиочастотного конвертера (преобразователь частоты), осуществляющего перенос сигнала на частоту ретрансляции. Применение такого конвертера позволяет использовать базовые станции любого производителя.

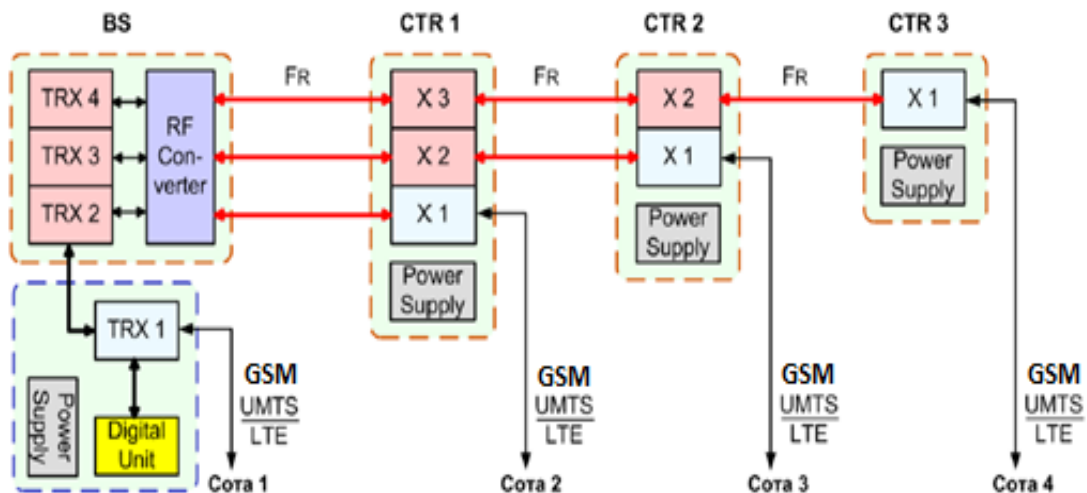


Рис. 5. Применение РЧ-конвертера вместо блока ретрансляции

Однако все же более оптимальным вариантом для такой топологии является использование блока ретрансляции вместо радиочастотного конвертера.

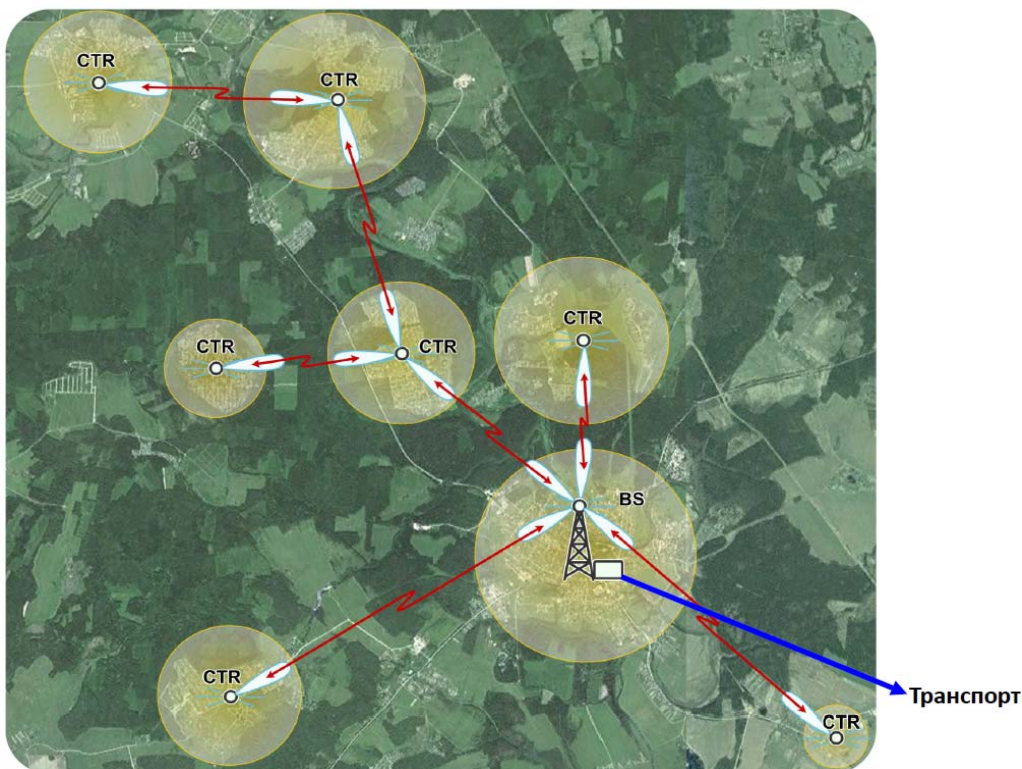


Рис. 6. Пример применения систем связи с переносом емкости для покрытия отдаленных населенных пунктов

В населенных пунктах может быть построена различная схема сети с использованием ретрансляторов с переносом емкости. Например, помимо самой простой схемы 3x3 (замена 8 стандартных БС, 8 РРЛ или ВОЛС, 8 источников питания (ИП) на 8 ретрансляторов с переносом емкости (CTR)) можно использовать схему построения сети 8x8 (замена до 24 БС, 24 РРЛ или ВОЛС на 24 CTR).

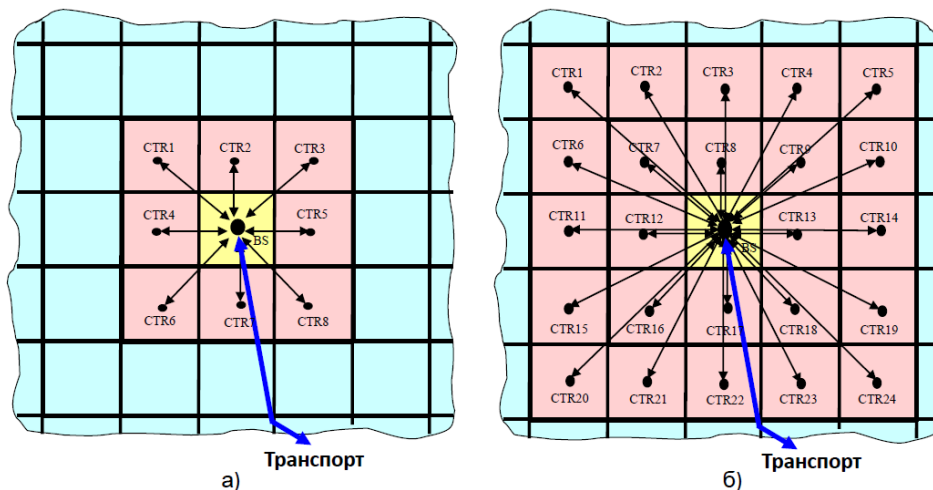


Рис. 7. Система связи с ретрансляцией емкости в крупных населенных пунктах

Таким образом, перечислим все преимущества применения топологии систем связи с переносом емкости перед стандартной топологией:

- инвариантность системы к используемому оператором стандарту;
- не требуется изменений версий программного обеспечения (ПО) CTR при замене версий на БС;
- совокупное энергопотребление на сайт сокращается до 300 Вт по сравнению с (2...5) кВт в классической топологии;

- ёмкость и зона покрытия связью системы с ретрансляцией ёмкости эквивалентны ёмкости и зоне покрытия связью системы со стандартными базовыми станциями;
- отсутствует межстанционный хендовер в цепочке *CTR--BTS-R--CTR* (снижается вероятность обрыва соединения);
- ретранслятор *CTR* заменяет одновременно базовую станцию, радиорелейную линию и источник питания;
- малые массогабаритные характеристики ретрансляторов *CTR* позволяют использовать облегчённые башни и мачты;
- ретрансляторы *CTR* отличаются меньшим энергопотреблением в сравнении со стандартными базовыми станциями, позволяя применять альтернативные источники питания;
- ретрансляторы *CTR* дешевле стандартного оборудования базовых станций;
- совместное использование радиосети с ретрансляцией ёмкости несколькими операторами (*RAN Sharing*) дополнительно снижает затраты для каждого из них;
- протяжённость канала ретрансляции может составлять до нескольких десятков километров;
- ретрансляторы *CTR* являются простыми в установке и обслуживании.



**Корпус CTR
(500x350x160 мм)**

Рис. 8. Внешний вид ретранслятора с переносом емкости *CTR*

Следует отметить, что использование *RAN Sharing* совместно с использованием систем связи с переносом емкости существенно сокращает капитальные и операционные затраты операторов.

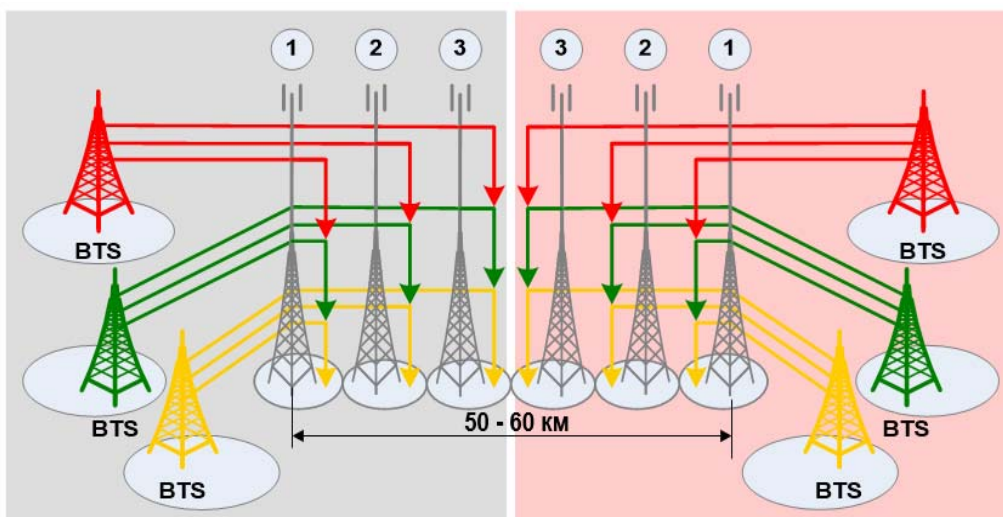


Рис. 9. Совместное использование инфраструктуры радиосети несколькими операторами с применением ретрансляторов с переносом емкости

Преимущества, получаемые операторами при совместном использовании инфраструктуры сети с переносом емкости:

- замена 6 *GSM* БС, 6 РРЛ или ВОЛС на 6 общих *CTR*;
- сокращение количества сот в 3 раза;

- снижение энергопотребления в 5...6 раз;
- использование облегченных мачт;
- ускорение строительства сети.

Система связи с переносом емкости для стандарта *GSM* была успешно протестирована и введена в коммерческую эксплуатацию компаниями МТС и Вымпелком. В 2015-2016 году запланированы тестирования системы связи в стандартах *UMTS* и *LTE*.



Общий вид сайта BTS
энергопотребление
около 5 кВт



Общий вид сайта CTR
Энергопотребление
до 300 Вт

Рис. 10. Различие между стандартной БС и БС с ретранслятором CTR

Литература

1. Громаков Ю.А. Концепции развития мобильной и беспроводной связи общего пользования // Электросвязь №12, 2008.

ОБЗОР ОЖИДАЕМЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕХНОЛОГИИ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ 5G

Куранов Д.С.,
МТУСИ, студент группы БРМ1101,
Сорокин А.С.,
к.т.н., МТУСИ

5G – это полностью интегрированный набор усовершенствованных моделей беспроводных и дополнительных технологий, релиз которого запланирован уже на 2020 году [2]. Общий международный стандарт для мобильных сетей пятого поколения даст возможность бесшовного соединения между ныне существующими стандартами, такими как высокоскоростной пакетный доступ (*HSPA*), *LTE* и также обеспечит точность воспроизведения в беспроводных сетях (*WiFi*), и последующим беспроводными системами, предоставляющими широкий спектр новых мультимедийных услуг [3, 4]. Вариантами появляющихся новых приложений могут быть дополненная реальность и тактильный интернет, которые расширят возможности мультимедийных услуг. В качестве иных примеров можно добавить "smart" города, автономные автомобили без водителя или новейшие медицинские системы, с помощью которых возможно осуществлять мониторинг в режиме реального времени состояния здоровья пациентов. На рисунке 1 изображено сравнение тактико-технических характеристик (ТТХ) 4-го и 5-го поколений мобильной связи.

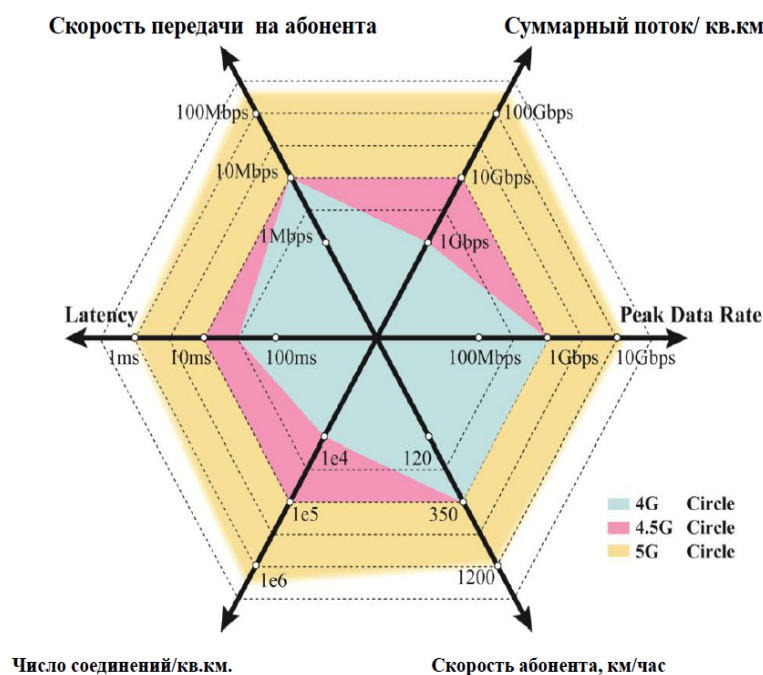


Рис. 1. Сравнение ТТХ 4-го и 5-го поколений

Технологические требования в пределах концепции 5G еще не определены полностью, однако считается, что технологические основы различных радиоинтерфейсов могут быть следующие: развитие активных антенн и *3D beamforming*, прямая связь между терминалами – *D2D* (прежде всего для специальных пользователей), развитие технологии сот малых размеров, развитие *CoMP*/массивных *MIMO* для распределенных базовых станций, развитие подавления соканальных помех в терминалах (*interference cancellation*), развитие агрегации несущих, в том числе, в комбинации *FDD* и *TDD*. По замыслу разработчиков альтернативных вариантов сетей 5G, предполагаемые технологии и принципы эволюционного перехода от 4G к 5G могут быть скомпонованы по четырем признакам: новые ра-

диоинтерфейсы, новые способы передачи и приема; новые методы многочастотной модуляции; новые технологии выявления и уничтожения помех на основе перспективных методов приема.

Эволюция сетей 5G будет направлена на создание ультраплотных сетей (UDN) беспроводного доступа с гетерогенной структурой с радиусом сот не более 50 м на основе новых видов сигнально-кодowych последовательностях радиосигналов, на порядок повышающих спектральную эффективность по сравнению с сетями 4G и обеспечивающих передачу данных со скоростями более 10 Гбит/с.

Для предоставления таких скоростей передачи данных в сетях 5G требуется использовать широкие полосы каналов как в линии к абоненту (DL), так и в линии от абонента (UL) с непрерывным спектром шириной от 500 до 1000 МГц, что в 25–50 раз превышает ширину каналов, используемых в 4G. Предоставление таких полос для каналов 5G возможно только на верхней границе сантиметрового и в миллиметрового диапазонах частот, что существенно уменьшит области покрытия базовых станций 5G из-за снижения радиуса сот до 50-100 м. На рис. 2 отображены потребности в спектре для сетей мобильной связи 2-го, 3-го, 4-го и 5-го поколения.

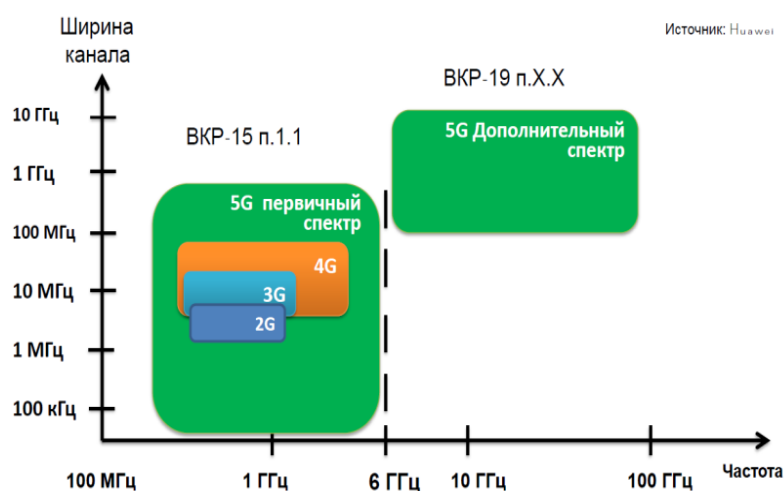


Рис. 2. Сравнение потребностей в спектре различных поколений связи

Повышение спектральной эффективности в сетях 5G может быть достигнуто за использования неортогональных методов доступа (NOMA) в сетях RAN и неортогональных сигналов (например, FTN-, F-OFDM-сигналов и пр.). Сравнение этих параметров с аналогичными параметрами в сетях 4G показывает рост спектральной эффективности в 3-5 раз. Одним из условий будущего развития 5G будет повышение спектральной эффективности (рис. 3) передаваемых сигналов за счет применения новых сигнально кодowych конструкций на основе неортогональных сигналов и FTN-сигналов отличных от OFDM-сигналов, используемых в сетях 4G.

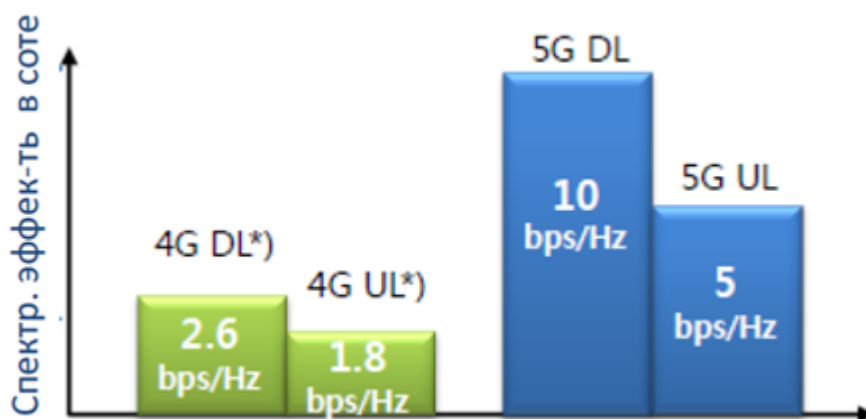


Рис. 3. Сравнение спектральной эффективности 4-го и 5-го поколения связи

FTN – сигналы были предложены в 1975 г. Сотрудником *BellLabs*. Д.Э. Мазо. Сигнал Мазо использует большую скорость модуляции, тем самым появляется межсимвольная интерференция на стороне передатчика [1]. Форма стандартного сигнала:

$$s(t) = \sum_n a_n h(t - nT)$$

Преимущества:

- сокращение длительности символов $\tau T \leq T$;
- минимальное евклидово расстояние сохраняется;
- позволяет увеличить скорость передачи данных на Гц полосы (Бит/Гц);
- улучшенная спектральная эффективность при том же количестве энергии.

При использовании *FTN*-сигналов формируемый сигнал передается с периодом повторения T секунд и этот период уменьшается до $\tau * T$, где $\tau < 1$. Обработка сигнала аналогична *OFDM*.

Новая форма сигнала:

$$s(t) = \sum_n a_n h(t - n\tau T)$$

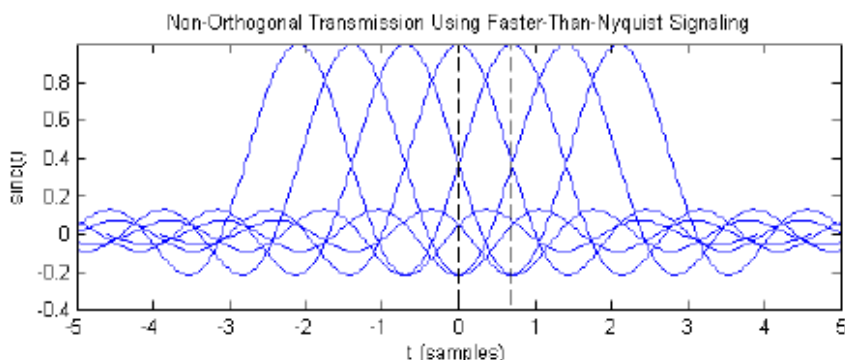


Рис. 4. FTN сигнал

Выдача патента на метод *OFDM* в ноябре 1966 г. Роберту Чэнгу и последующая публикации идеи *OFDM* в специализированных журналах открыла эру *OFDM*-сигналов. *Fast-OFDM* (*F-OFDM*), базирующийся на принципе *OFDM* и отличный использованием частотного разнесения поднесущих, которое в 2 раза меньше, чем в случае *OFDM*.

На рис. 5 изображено сравнение спектров *32OFDM* и *32 Fast-OFDM*.

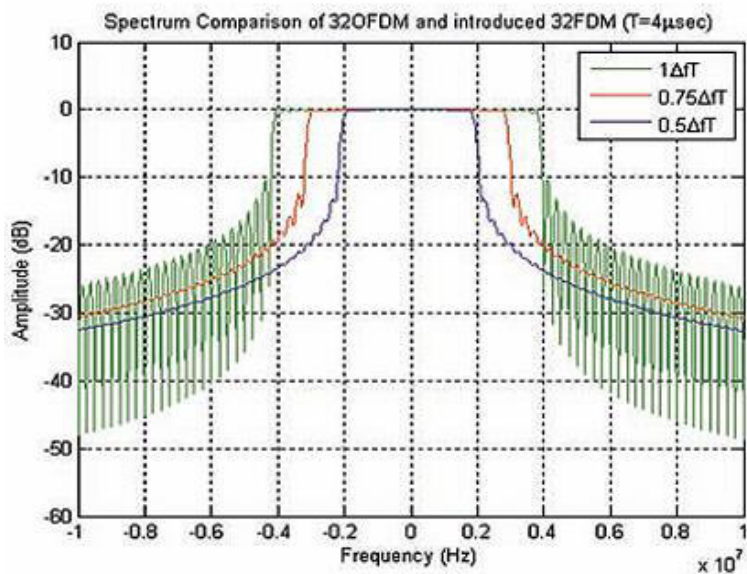


Рис. 5. Сравнение спектров *OFDM* и *Fast-OFDM* сигналов

В основе метода *Fast-OFDM* лежит то, что реальная часть коэффициента корреляции двух комплексных поднесущих равна нулю, при условии что разнос по частоте между поднесущими кра-

тен целому числу $1/2T$. При этом важно, что, несмотря на двукратное уплотнение по частоте, сигналы по-прежнему ортогональны – сохраняется.

Инфраструктура сетей *5G* будет строиться в основном на облачных технологиях – как в сетях радиодоступа с программно-определяемой сетью, так и в базовой (опорной) сети с программно-определяемой инфраструктурой. В процессе развития механизма управления качеством услуг в сетях *3GPP (GSM/ UMTS/LTE)* произошел уход от управления *QoS* на уровне абонентских терминалов к управлению *QoS* на уровне сети. Данный подход сохранится и в сетях *5G*.

В Евросоюзе уже в 2012 году был начат европейский проект *5G-METIS*. Это проект, который был включен в проектные планы программы *7 Call 8* Евросоюза. Предполагаемая продолжительность проекта – 30 месяцев, с 2012.11.01 до 2015.04.30.

В соответствии с планом-графиком проекта *METIS*, предполагается:

- до 2015 года - разработка новой теории, фундаментальной основы, концепта системы;
- с 2015 по 2018 – оптимизация, стандартизация, испытания с одновременным уточнением-развитием теории системы;
- 2018-2020 – развертывание и полевые испытания.

Литература

1. *ERICSSON*. Аналитический доклад 284 23-3204 Uen, Июнь 2013.
2. *Тихвинский В.О.* Возможности технологии *5G* для создания сетей широкополосного беспроводного доступа в малых и средних населенных пунктах /17-19 февраля 2015 года.
3. *Тихвинский В.О.* 5G world summit – 2014: курс прежний – от 4G к 5G // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 7. С. 95-96.
4. *Tikhvinskiy V., Bochechka G.* Concept and QOS requirements in 5G networks // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 9. С. 99-101.

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ДВУМЕРНЫЕ МАТЕРИАЛЫ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

*Кузнецова К.Г.,
МТУСИ, студентка группы БИК1304
Караваикина В.Н.,
к.т.н., доцент, МТУСИ*

Одним из направлений развития современной элементной базы является поиск новых материалов, обладающих улучшенными электрическими и физическими параметрами, позволяющими значительно улучшить параметры создаваемых на их основе электронных элементов. Огромный интерес представляют двумерные материалы, поскольку их механические и электронные свойства имеют существенные отличия от своих трехмерных аналогов. Это значит, что этим материалам можно найти применение в большом спектре новых устройств, например, маломощных электрических схемах, гибких электронных устройствах (гибких дисплеях, сенсорах и других), которые могут наноситься на самые разнообразные поверхности [1].

Наибольшей известностью из двумерных материалов обладает графен, который представляет из себя слой двумерной углеродной пленки толщиной в один атом, получаемой из графита. Он обладает гексагональной кристаллической структурой. Эта двумерная структура углерода (С), обладающая уникальными свойствами — электрическими, оптическими, механическими и тепловыми [2].

Ключевое преимущество графена заключается в высоких скоростях распространения электронов в материале, то есть, в высокой подвижности. Это является ключевым условием для создания быстродействующих транзисторов следующего поколения, обладающих лучшими импульсными свойствами и меньшими временами переключения при работе с цифровыми сигналами. Электрические цепи, созданные на основе графена, позволят обеспечить большую скорость передачи данных и при этом меньшее энергопотребление по сравнению с аналогичными кремниевыми элементами.

На рисунке 1 представлены основные виды аллотропных модификаций, наиболее перспективные для производства: фуллерен (слева), нанотрубка (в центре) и уже известная конструкция в виде штабелей (графит).

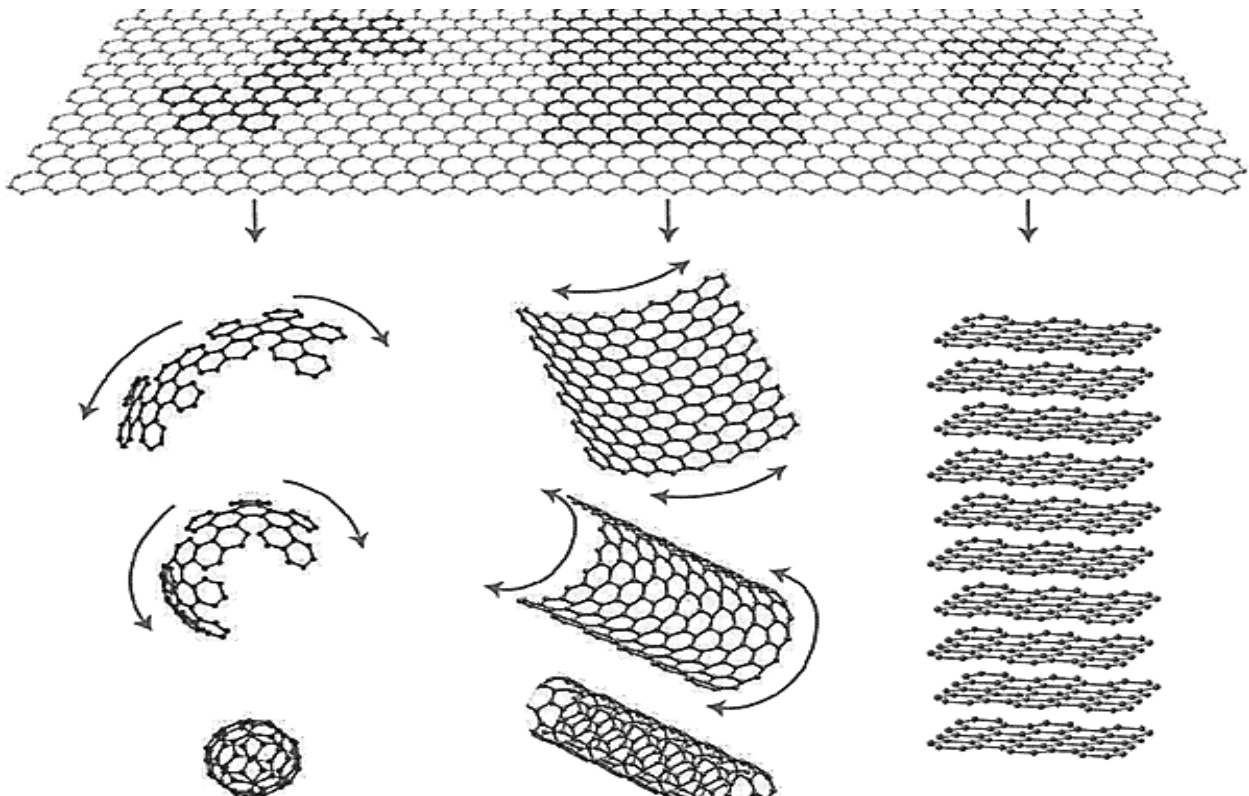


Рис. 1. Аллотропные модификации графена

В отношении механической прочности интерес представляют нанотрубки, которые при малых размерах способны выдерживать большие механические нагрузки [3].

Основной проблемой, ограничивающей область применения графена является то, что в нем отсутствует запрещенная зона — интервал энергий, соответствующий уровням, на которых электроны атомов вещества не могут находиться. Наличие этой зоны крайне важно, поскольку на ее основе строится огромная часть современной полупроводниковой электроники, и именно она позволяет изготавливать такие элементы, как, например, диоды и биполярные транзисторы. Как известно, выпрямляющие контакты двух полупроводников с различным типом электропроводности, используемые в этих элементах, получаются за счет появления обедненной подвижными носителями заряда области, в которой единственными носителями заряда являются ионы примеси, создающие внутреннее поле. При отсутствии запрещенной зоны в таких материалах ионизация примеси стала бы весьма затруднительна.

Именно поэтому активно ведутся поиски материалов с высокой подвижностью электронов, и при этом с наличием запрещенной зоной. Поскольку высокая электропроводность графена в основном связана с его плоской, двумерной структурой, то и новые материалы ищут среди таких веществ, которые можно получить в виде двумерной сетки. В середине 2013 года с помощью численного моделирования были обнаружены 92 материала, удовлетворяющих этому условию, однако их экспериментальное получение сопряжено с большими сложностями. Но среди этого количества лишь немногие обладают нужной подвижностью носителей заряда, химической стабильностью, наличием запрещенной зоны, приемлемыми физическими показателями, а главное, еще предстоит придумать способы их получения.

В последнее время большой прогресс был достигнут в получении фосфорена — материала, также как и графен, состоящего из одного слоя атомов, только из фосфора (P). Чёрная модификация фосфора известна с 1920-х годов, но лишь в 2013 году были предприняты попытки по выделению из него отдельного слоя. В некоторых работах, были упоминания об очистке чёрного фосфора до толщины в два — три атомных слоя. Для снятия лишних слоёв, так же, как и при первом получении графена в 2004 году, использовалась клейкая лента.

Фосфорен, также как и графен, состоит из шестиугольных ячеек, но не является абсолютно плоским: некоторые атомы располагаются немного выше плоскости, другие — чуть ниже. Структура данного материала показана на рис. 2. Атом фосфора имеет валентность, отличную от углерода, что делает его поверхность не плоской. Векторами показаны направления осей симметрии в его молекулярной решетке.

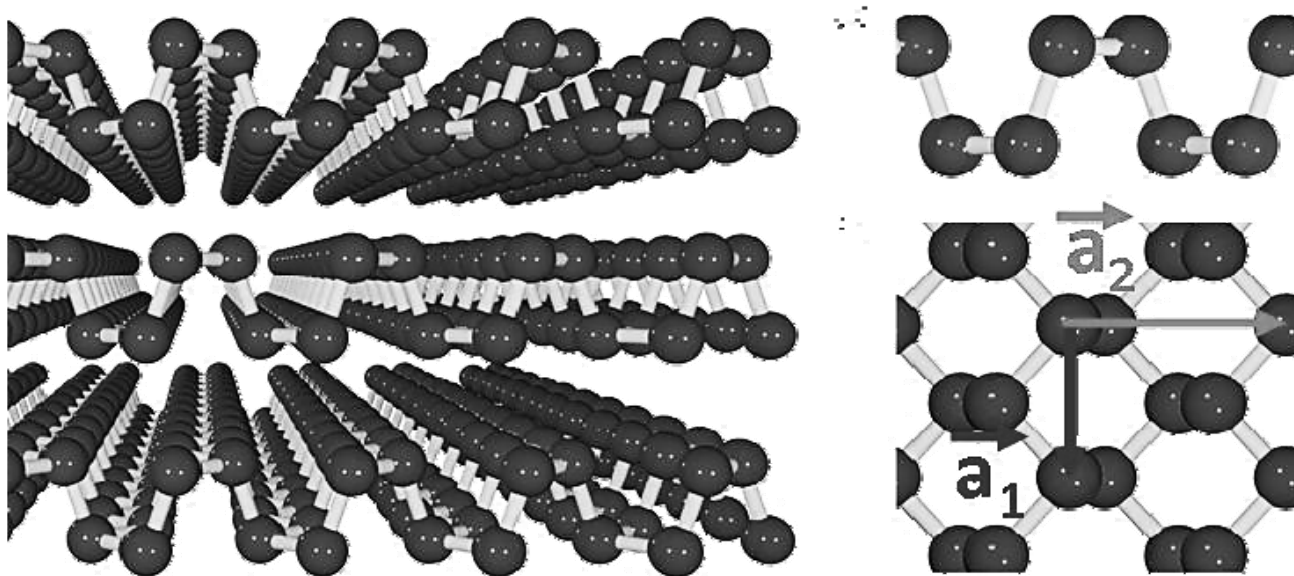


Рис. 2. Структура фосфорена

Это, слегка уменьшает скорость электронов по сравнению с графеном. В отличие от графена, у фосфорена есть запрещенная зона, что позволяет ему проводить или не проводить ток в зависимости от условий. Таким образом, фосфорен может заменить полупроводниковые материалы.

Кроме фосфорена есть и другие аналоги графена. Например, на сегодняшний день уже удалось получить одноатомные слои кремния (Si) и германия (Ge), называемые соответственно силицен и германен. У этих двух материалов электропроводимость большая, чем у фосфорена.

Силицен представляет из себя двумерное аллотропное соединение кремния (рис. 3, слева). Его ячейка представляет собой шестиугольник со стороной 2,277 Ангстрем, который не является плоским, разница между «высотами» его вершин в поперечной плоскости составляет 0,454 Ангстрем. Он может послужить отличным материалом для производства полевых транзисторов (вариант применения такого материала в структуре полевого транзистора представлен справа на рис. 3).

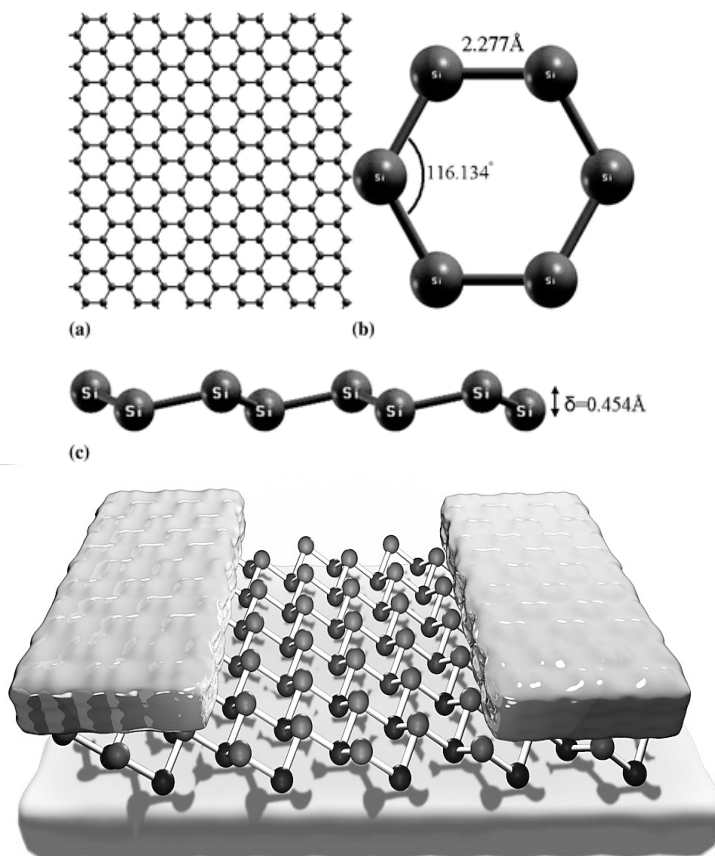


Рис. 3. Структура силицена и его применение в качестве МДП транзистора

Достоинства силицена — это его теоретическая совместимость с существующим производством полупроводников, основанном на использовании кремния. А также его относительно малая окисляемость кислородом и большая эластичность по сравнению с графеном. А также силицен обладает запрещенной зоной. Трудность работы с силицином состоит в его крайней нестабильности.

В качестве альтернативы графену рассматривают молибденит. Молибденит (MoS_2) является еще одним эффективным полупроводниковым материалом. Этот минерал, встречающийся в природе в достаточном количестве, часто используется в стальных сплавах и как добавка в смазочных материалах. В виде двумерного материала, молибденит очень тонкий и относительно простой в использовании, он обладает достаточным потенциалом для изготовления миниатюрных транзисторов, светодиодов и солнечных батарей.

Преимуществом молибденита является то, что он менее объемный по сравнению с кремнием, который представляет из себя трехмерный материал. В листе молибденита толщиной всего 0,65 нанометра электроны могут перемещаться так же, как и в слое кремния толщиной в два нанометра. Еще одним преимуществом данного материала является возможность изготавливать на его основе транзисторы, потребляющие в режиме ожидания до 100 000 раз меньше энергии, чем традиционные транзисторы на основе кремния, а наличие запрещенной зоны в 1,8 эВ позволяет считать молибденит достаточно хорошим полупроводником и дает преимущество перед графеном.

На рисунке 4 представлен вариант изготовления МДП транзистора (где top gate – затвор, source – исток, drain – сток) на основе молибденита, слой которого расположен под диэлектриком.

Слой атомов молибдена расположен между двумя слоями атомов серы, но при этом материал является двумерным, поскольку мельчайшим «зерном» структуры является соединение молибденита.

У всех обсуждаемых материалов есть одна общая проблема — их нестабильность, поскольку на воздухе у них начинается быстрый процесс окисления и они разрушаются. Хотя в 2012 году с помощью некоторых приемов удалось стабилизировать силицен, однако использовать данный материал в реальных устройствах пока невозможно. Фосфорен должен иметь стабильность большую, чем его конкуренты, однако его производство сложнее, так как для того чтобы получить чёрную модификацию высокой чистоты, фосфор требуется помещать в условия огромных давлений. Кроме этого, процесс дальнейшего снятия слоёв также пока не оптимизирован.

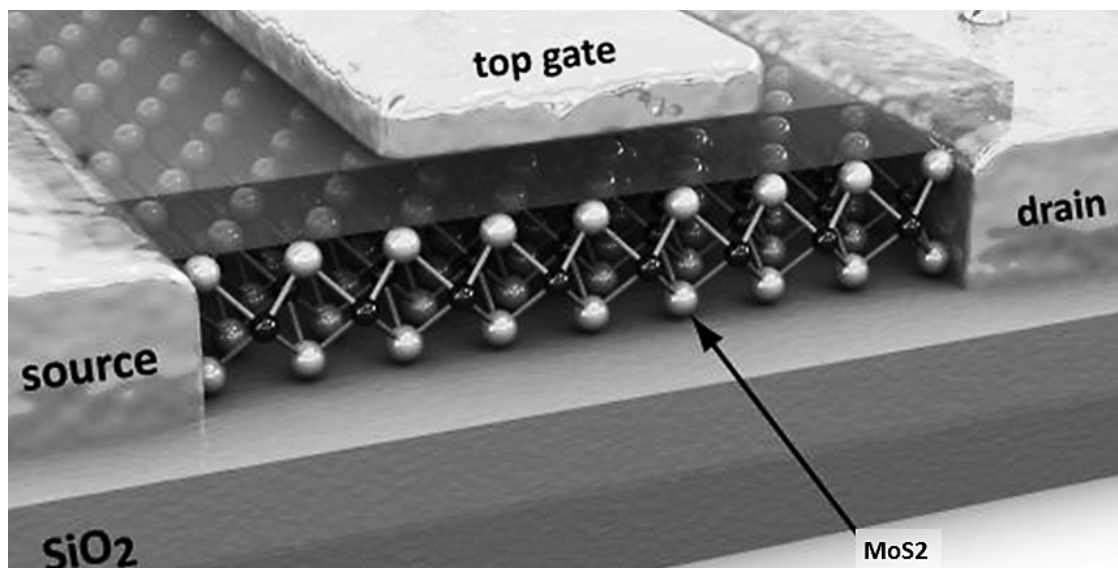


Рис. 4. Структура МДП транзистора на основе молибденита

Насколько близка полноценная практическая реализация данных материалов, зависит от технологической проработки и себестоимости процессов. Тем не менее, различные применения диктуют различные требования к качеству двумерных материалов. Например, если использование таких материалов в жидкокристаллических экранах или же в аккумуляторных батареях — это уже перспектива ближайшего будущего, то их использование в традиционной микроэлектронике станет возможным не раньше, чем продвинется на следующий шаг технология их производства.

Литература

1. Драгунов В. П., Неизвестный И. Г., Гридчин В. А., Основы нанoeлектроники, —М.:Логос, 2006. —496с.
2. Han Liu, Adam T. Neal, Zhen Zhu, David Tomanek, Peide D. Ye, Phosphorene: A New 2D Material with High Carrier Mobility., [Электронный ресурс] // ACS Nano. URL: <http://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1401/1401.4133.pdf> (дата обращения: 01.03.2015).
3. Brumfiel Geoff, Sticky problem snares wonder material. [Электронный ресурс] // Nature. URL: http://www.nature.com/polopoly_fs/1.12586!/menu/main/topColumns/topLeftColumn/pdf/495152a.pdf (дата обращения: 01.03.2015).

ИДЕНТИЧНОСТЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СТРУКТУР ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО И МАГНИТНОГО ПОТОКОВ

*Перепечко Инна Петровна, Тужилина Ксения Александровна,
МТУСИ, студентки группы БИН 1306
Алексенцев Юрий Тихонович,
к.т.н., доцент, МТУСИ*

Описана структура устройства, называемого моновибратором, с помощью которого осуществлён эксперимент по достаточно надёжному разделению переменных во времени потоков электрического и магнитного полей в пространстве, проведен анализ экспериментальных данных, позволяющий выдвинуть предположение о справедливости подхода к определению энергетической структуры потоков электрического и магнитного полей.

Под энергетической структурой понимается поток материальных образований, движущихся определённым образом в пространстве, которые имеют электрический заряд и массу [1, С.12], [2, С.138].

В настоящее время, в квантовой механике, электромагнитное поле представляется «газом» элементарных частиц – фотонов. Структурная единица электромагнитного процесса одна и та же частица, которая не имеет ни электрического заряда, ни массы. Направленное движение таких частиц представляет поток квантов, каждый из которых есть элементарная волна с дискретными свойствами. Итак, электромагнитное поле имеет структуру волны, а это означает, что приведенное представление электромагнитного процесса относится к волновой зоне.

Остаётся неясным, почему процесс по-прежнему называют электромагнитным.

В настоящее время, в электродинамике Максвелла, неразложимость, единство электромагнитного процесса выражают парой дифференциальных уравнений, каждое из которых связывает изменение во времени вектора магнитного или электрического поля, с вихрем электрического или магнитного вектора, соответственно.

Однако, имеются результаты эксперимента, которые доказывают, что изменяющееся во времени магнитное поле не возбуждает вихревое электрическое поле [3, С.139].

Этот результат позволяет считать данный способ описания неразрывности, единства электромагнитного процесса неверным.

Для высказывания суждения том, что же является сущностью этого единства и был поставлен данный эксперимент.

Принцип действия электрической цепи (устройства), которое позволяет получить в окружающем пространстве отдельные, в достаточной мере, потоки электрической и магнитной энергии (позволяет создать в окружающем пространстве изменение его энергетического состояния), основан на явлении резонанса токов. Колебательный контур создаётся индуктивностью катушки с сердечником и ёмкостью межвиткового пространства этой катушки. Резонанс в таком контуре относится к резонансам, при которых собственная частота колебаний совпадает с частотой внешнего воздействия.

Энергия внешнего воздействия создаётся силовым полем потока другой катушки, которая располагается поверх рассмотренной выше. Назовём её внешней катушкой, рассмотренную ранее – внутренней.

Катушки различаются также числом витков. Внешняя имеет малое число витков, её задача создать магнитное поле, которое усиливается сердечником внутренней катушки. Малость витков этой катушки способствует малому влиянию на свойства элементов контура, созданных внутренней катушкой, вследствие вносимых резистивных, индуктивных и ёмкостных сопротивлений.

Внутренняя катушка имеет значительное число витков. Это определяется желанием получить достаточно высокий потенциал на одном из узлов (концы проводника), сохраняя при этом хорошую добротность, что, в свою очередь, увеличивает электрический потенциал этого узла в состоянии резонанса всей электрической цепи. Помимо этого, число витков определяет длину провода, а следовательно, и величину ёмкости, которая должна быть достаточно большой, чтобы можно было бы пренебречь внешними ёмкостями окружающих предметов. Катушка имеет выводы, соответствующие

двум конца провода, из которого она образована. Эти выводы не соединены между собой, и не подсоединены к какой – либо точке цепи.

Внешняя катушка подключается к генератору стандартных сигналов, параметры настройки которого подбираются так, чтобы на частоте резонанса, выходное сопротивление генератора было бы минимальным, при напряжении, обеспечивающим достаточный ток во внешней катушке, величина которого также определяется вносимым сопротивлением внутренней катушки.

Конструктивно, сечение провода для изготовления катушек целесообразно выбирать различным, сечение провода внешней катушки существенно больше, чем сечение внутренней.

Поскольку режимом работы рассматриваемой электрической цепи является состояние резонанса, то распределение переменного электрического потенциала во внутренней катушке характеризуется формированием двух характерных областей.

Одна область, находящаяся обязательно внутри катушки вблизи конца провода верхнего слоя, имеет нулевое значение переменного потенциала. Вторая область находится непосредственно на конце провода первого слоя намотки и является областью электрического высокого переменного потенциала, и которая создаёт в окружающем пространстве область, энергетические характеристики которой изменяются под его воздействием.

Помимо указанного источника изменения в окружающем пространстве следует указать и второй, который вносит не меньший вклад в изменение энергетических характеристик окружающей среды. Этим вторым является сердечник внутренней катушки, который представляет ферритовый стержень, концы которого выступают за пределы корпуса катушки.

Помимо увеличения ЭДС внутренней и внешней обмотки, с конца стержня создаётся поток магнитного поля, при которых изменяются энергетические характеристики окружающей среды.

Проведенные эксперименты по измерению по этому влиянию проводились при определённых условиях и следующим образом.

1. Установлено, что потоки, которые имеют место с высоковольтного вывода внутренней обмотки катушки и среза магнитного сердечника расположены в пространстве в виде конусных образований.

2. Выводы, с концов которых формируются потоки, для уменьшения взаимного влияния, расположены ортогонально.

3. В течении времени проведения измерений с одного из выводов, другой, оставаясь расположенным ортогональным к нему, закрывался дополнительно экраном, что существенно снижало его вклад в результат измерения.

4. Измерение характеристик потоков проводилось вдоль их осевых линий.

5. Измерение осуществлялось путём измерения потенциала рамки, которая передвигается вдоль осевой на различные расстояния. Одноточечное измерение потенциала проводилось с помощью диодно-емкостной вилки.

6. На каждом фиксированном расстоянии производилось измерение потенциала рамки с помощью вилки Авраменко (Вилка Авраменко — это диодная вилка состоящая из двух полупроводниковых диодов, соединенных катодом и анодом, к свободным концам которых подключен конденсатор, соединенные между собой концы диодов подключают к резонансной линии передачи электро-энергии).

Здесь мы можем видеть таблицу значений напряжений магнитного и электрического полей в зависимости от удаления рамки на различные расстояния.

R, см	10	15	20	25	30	35	40	45
U _{магн.} мВ	108	85	69	56	47	37	31	27
U _{эл.} мВ	124	97	78	64	55	46	41	37

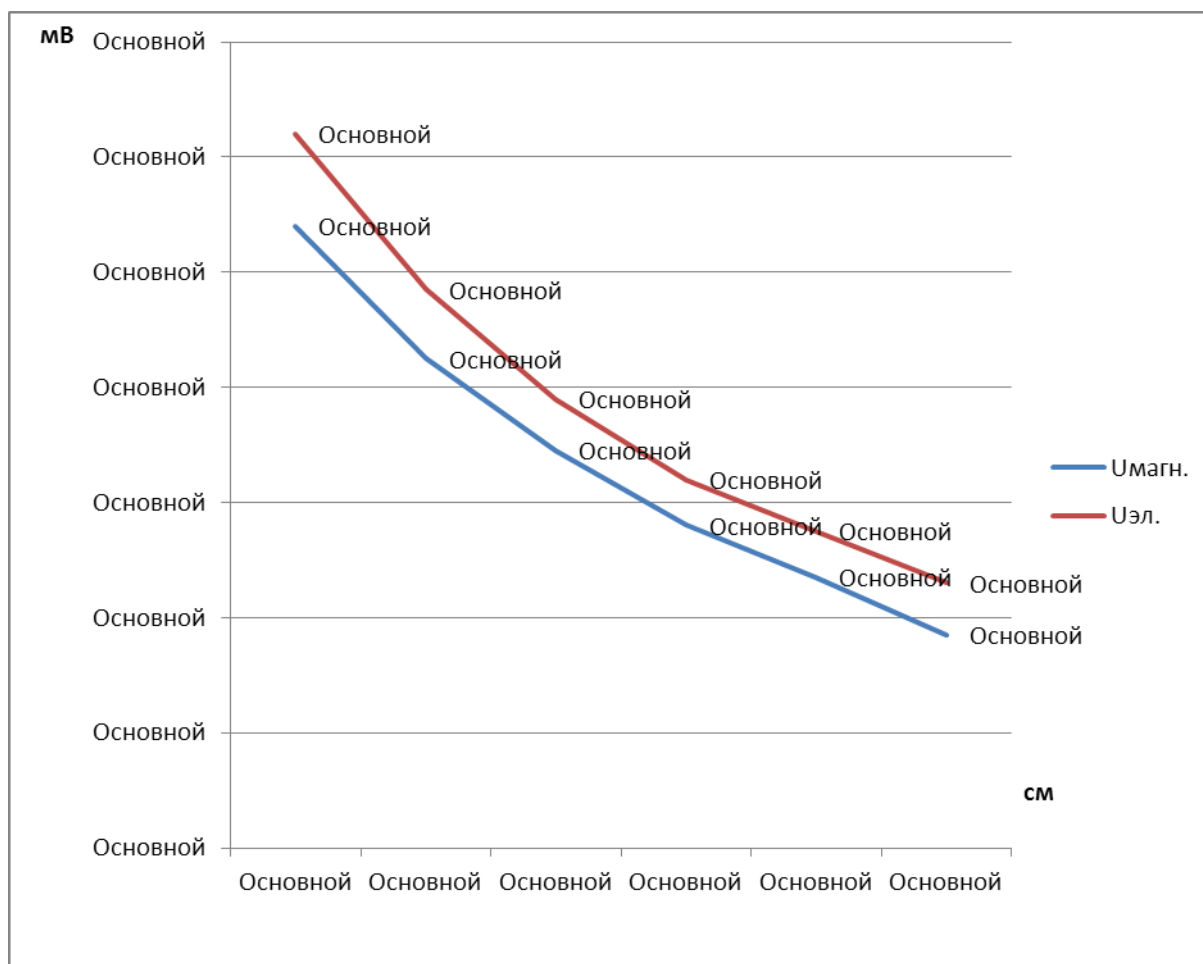


Рис. 1. Распределение потенциала измерительной рамки.

Умагн., Уэл. – величины постоянного потенциала измерительной рамки, для магнитного и электрического излучателей, соответственно

Полученные графики распределения потенциала вдоль осевой линии потока, отличаются величинами на одинаковых расстояниях. Это различие в значениях можно объяснить двумя, на наш взгляд, причинами:

1. Неодинаковая энергетика магнитного и электрического излучателей.
2. Различие в геометрии излучателей.

Если провести нормировку числовых рядов к соответствующим максимальным значениям, то графики сливаются в один. График распределения потенциала представляет кривую, значения которой убывают с расстоянием по кривой, которую идентифицируем как экспоненту.

Анализ результатов эксперимента.

Кривые распределения потенциалов указывает на возможность принятия предположения об одинаковой физической сущности процесса возбуждения потенциала рамки в обоих случаях, а именно : поток электрического поля с высоковольтного вывода внутренней катушки и поток магнитного поля сердечника катушки взаимодействуют с проводником измерительной рамки одинаково. Происходит возбуждение тока, следствием которого является ЭДС измерительной рамки, величине которой соответствует измеряемый электрический потенциал.

Если учесть расстояния, на которых исследуется распределение потенциала, и частоты резонанса моновибратора, то эксперимент проходит в электростатической зоне излучателя, следовательно, по современной теории антенн, причина изменения потенциала измерительной рамки это изменение электрического поля высоковольтного вывода внутренней катушки, создающего поток поля.

Говоря о единстве полей, можно предположить аналогичные объяснения и для магнитного излучателя, поскольку экспериментальные результаты указывают на идентичность кривых потенциала измерительной рамки в обоих случаях.

Магнитная составляющая излучателя, в случае моновибратора, в значительно большей степени представлена потоком ферромагнитного сердечника и является основным источником магнитного поля, которое возбуждает потенциал в измерительной рамке.

Предполагаем, что этот поток аналогичен потоку с электрического вывода катушки, следовательно, он электростатического происхождения и создан некомпенсированными зарядами. В этом случае единство электромагнитного процесса имеет место.

Экспериментально было установлено, что изменяющееся во времени магнитное поле не создаёт вихревое электрическое поле.

Следовательно, при подачи потока с магнитного излучателя на измерительную рамку, там не должно состояться возникновение электрического потенциала.

Однако, этот потенциал наблюдаем.

Остаётся вопрос единства только лишь при условии, поток с электрического выхода внутренней катушки и поток с выхода магнитного сердечника состоят из частиц, которые считаются идентичными, т.е. потоки «электрический» и «магнитный» состоят из материальных частиц и материальные частицы в потоках по сути одинаковые.

Литература

1. *Базиев Д.Х.* Основы единой теории физики. – М.: Педагогика, 1994.
2. *Алексенцев Ю.Т.* Основы альтернативной электродинамики. Электрический заряд как процесс // Международный форум информатизации (МФИ-2012). Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы», МТУСИ, 2012.
3. Будущее открывается квантовым ключом / *Р.Ф. Авраменко* и др.; Под ред. *В.И. Николаевой, А.С. Пащины.* – М.:Химия, 2000.

АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА

*Романов Г.Д.,
МТУСИ, студент группы БИК1301
Смирнов Н.И.
д.т.н., профессор, МТУСИ*

В статье рассматриваются анализаторы спектра – приборы, позволяющие получить изображение спектра сигнала в реальном времени.

Мир вокруг нас пронизан различными радиочастотными сигналами, и исследование спектральных характеристик находит самое широкое применение. Современная беспроводная связь подразумевает использование огромных частот – например, такие технологии, как Wi-Fi, Bluetooth и Wi-Max работают в СВЧ-диапазоне, использующие частоты вплоть до нескольких гигагерц. При этом могут использоваться самые разные виды модуляции – от простых (амплитудная и угловая модуляция) до самых сложных (сверхширокополосная и шумоподобная модуляция). Естественно, разработка и эксплуатация систем связи требует строгого контроля радиосигналов.

Наиболее удобная для анализа характеристика радиочастотного сигнала – его спектр. Любой электрический сигнал может быть представлен в виде суммы гармонических составляющих различных частот. Зависимость амплитуд и фаз этих составляющих от частоты и называется спектром. Иными словами, спектр – это частотное (а не временное) представление сигнала [1].

Примером использования спектра может служить контроль состояния эфира. Для корректной работы любой беспроводной связи требуется чёткое соблюдение регламента: каждое передающее устройство ограничено в мощности и диапазоне вещания. Несоблюдение регламента влечёт за собой нарушения работы системы связи – близкие по частоте сигналы от разных источников накладываются друг на друга, и выделение полезной информации либо заметно затрудняется, либо и вовсе становится невозможным. Анализ спектра позволяет контролировать передатчики, не допуская вещания вне отведённого диапазона.

Спектр возможно вычислить вручную. Имея временную диаграмму сигнала (то есть, осциллограмму), можно получить спектр при помощи интеграла Фурье, дискретного или быстрого преобразования Фурье. Поскольку осциллограмма не позволяет получить аналитическое выражение сигнала, при вычислении также необходимо применение графоаналитических методов. Наверное, каждому из нас когда-либо приходилось этим заниматься – занятие не из приятных. Каждое из упомянутых преобразований достаточно трудоёмко, и ручное вычисление пусть и возможно, но крайне трудоёмко и занимает массу времени, а при применении графоаналитических методов даёт невысокую точность.

Вот где на помощь приходит анализатор спектра – прибор, с основами работы которого я хочу вас познакомить. Существует несколько видов анализаторов. Говоря в общем, анализаторы спектра можно разделить на три типа.

Первый из них – параллельный. Идея, заложенная в принцип работы параллельного анализатора спектра, предельно проста. Требуется всего-навсего пропустить входной сигнал через множество узкополосных фильтров, настроенных на разные частоты. Каждая гармоника сигнала вызовет отклик в определённом фильтре и будет выведена на дисплей. Преимущество подобной архитектуры состоит в высокой скорости анализа – разложение сигнала на спектр происходит мгновенно. Главным недостатком является сложность конструкции – чтобы получить анализатор с хорошей разрешающей способностью или широким диапазоном анализа, требуется использовать огромное количество фильтров.

Второй распространённый тип анализаторов – цифровые. По своей сути – практически обычные компьютеры. Эти анализаторы оцифровывают входной сигнал и находят спектр при помощи алгоритмов быстрого преобразования Фурье. Это даёт целый ряд преимуществ – таких, как, например, возможность измерения спектра односпышечных явлений и возможность измерения не только амплитуды, но и фазы. Однако, из-за ограниченных возможностей аналогово-цифровых преобразователей подобные анализаторы имеют ограничения в частотном диапазоне, чувствительности и динамическом диапазоне.

Третий тип – последовательные анализаторы спектра. В основе их работы лежит гетеродинирование входного сигнала – то есть, смешивание с колебанием вспомогательной частоты. Использо-

ние анализаторов данного типа позволяет получить большой диапазон анализируемых частот при высокой разрешающей способности за счёт увеличения времени анализа. Как и параллельный, последовательный анализатор спектра позволяет получить амплитудный, но не фазовый спектр сигнала.

Современные анализаторы обычно представляют собой смесь цифрового и гетеродинного анализатора. В своём докладе я расскажу об архитектуре классического последовательного анализатора – супергетеродинного анализатора спектра [2].

Структурная схема супергетеродинного анализатора во многом напоминает схему обычного радиоприёмника. Она состоит из аттенюатора, преселектора, гетеродина, смесителя, усилителя промежуточной частоты, фильтра промежуточной частоты, логарифмического усилителя, детектора огибающей, дисплея и генератора пилообразного напряжения. Отличие от радиоприёмника, по большому счёту, состоит в том, что вместо динамика сигнал подаётся на дисплей и в том, что гетеродин перестраивается не вручную, а автоматически, в соответствии с напряжением генератора развёртки.

В данной схеме сигнал (для простоты предположим, что он гармонический) поступает на аттенюатор и предварительно фильтруется преселектором, после чего передаётся на вход смесителя. На смесителе происходит смешивание ослабленного исходного сигнала с сигналом генератора вспомогательной частоты – гетеродина. Из всего множества полученных при смешивании гармонических составляющих выделяется и усиливается полезная составляющая – продукт на частоте разности входного сигнала и гетеродина (помимо которого есть еще продукт на частоте суммы, исходные сигналы и гармоники, появившиеся из-за нелинейных искажений в смесителе). Затем сигнал (возможно, после сжатия по логарифмической шкале) детектируется и подаётся на дисплей. Надо отметить, что генератор пилообразного напряжения, помимо развёртки дисплея, определяет и частоту гетеродина. С увеличением напряжения генератора точка на дисплее будет бежать вправо, отклоняясь от горизонтальной оси на величину, равную напряжению на выходе детектора. Каждое такое отклонение – спектральная составляющая сигнала, соответствующая частоте гетеродина (которая линейно увеличивается в соответствии с напряжением генератора развёртки). В итоге, при подаче на вход синусоиды мы увидим на дисплее одиночный амплитудный отклик, соответствующий её частоте.

Теперь рассмотрим элементы схемы подробнее.

Входной сигнал подаётся на аттенюатор. Сигнал высокой амплитуды может вызвать искажения, перегрузку и даже повреждение устройства, поэтому задача данного элемента – обеспечить безопасный для прибора уровень входного сигнала. Для защиты от повреждения постоянной составляющей сигнала может применяться последовательно включённый конденсатор – он блокирует постоянную составляющую, но при этом, к сожалению, из-за высокого сопротивления на низких частотах уменьшает диапазон работы прибора в этой области. В зависимости от ёмкости низшая частота диапазона может увеличиться на несколько десятков или сотен герц. Ослабление может настраиваться вручную, но чаще всего оно устанавливается автоматически в соответствии с опорным уровнем.

Чтобы понять, для чего необходим преселектор, рассмотрим вначале процесс, происходящий в смесителе и одном из последующих элементов – фильтре промежуточной частоты. Необходимо, чтобы анализатор был настроен на заданный диапазон. Настройка заключается в выборе частоты гетеродина и центральной частоты фильтра промежуточной частоты для некоторого диапазона, в котором может находиться входной сигнал.

Как упоминалось ранее, при смешивании входного сигнала с сигналом гетеродина (сигналом промежуточной частоты) на выходе смесителя наибольшую амплитуду будут иметь два компонента – это компоненты на частотах, равных сумме и разности частот исходных сигналов. Чтобы получить отклик на дисплее, необходимо, чтобы один из этих продуктов попал в полосу пропускания фильтра промежуточной частоты. Выбрать промежуточную частоту произвольно нельзя, и вот почему. Если промежуточная частота находится в пределах возможного диапазона входного сигнала, то входной сигнал некоторой частоты может как бы «пройти насквозь» – то есть, на дисплее попадёт сам сигнал, а не продукт его смешения с гетеродином. В данном случае амплитудный отклик не будет зависеть от частоты гетеродина, то есть будет неверным. Именно поэтому промежуточная частота выбирается выше верхней границы диапазона входного сигнала.

Гетеродин же должен иметь возможность перестраиваться от самых низких частот до частоты, равной сумме промежуточной частоты и диапазона входного сигнала. В таком случае продукт на разности частот входного сигнала и гетеродина гарантированно попадает в полосу пропускания фильтра.

Но попасть в полосу пропускания может и сигнал, находящийся выше интересующего нас диапазона. Это может быть сигнал, частота которого совпадает с промежуточной частотой фильтра, либо отличается от неё на частоту гетеродина. Именно поэтому нужен фильтр нижних частот или пресе-

литор (выбор зависит от того, должен ли диапазон анализатора быть перестраиваемым): он отфильтровывает компоненты входного сигнала, находящиеся вне анализируемого диапазона.

Не менее важным параметром, чем центральная частота фильтра промежуточной частоты является ширина его полосы пропускания. Дело в том, что форма единичного гармонического сигнала на выходе будет повторять АЧХ фильтра. Если добротность фильтра будет слишком низкой, это напрямую повлияет на разрешающую способность анализатора: близкие по частоте сигналы станут неразличимыми – сигналы с высокой амплитудой будут перекрывать соседние своими боковыми участками.

На высоких частотах (а чаще всего требуется проанализировать спектр высокочастотного или сверхвысокочастотного сигнала) изготовить фильтр с достаточно узкой АЧХ невозможно. Поэтому, с целью получения узкой полосы пропускания смешивание сигналов обычно производится в несколько этапов. Для этого используется несколько последовательно включённых блоков преобразования частоты, каждый из которых представляет собой гетеродин, смеситель и фильтр промежуточной частоты.

В то же время, ширина полосы пропускания влияет на время развёртки. Из-за реактивных элементов прибора, требующих зарядки и разрядки, существует некоторая конечная частота развёртки, выше которой появляются искажения формы сигнала. Уменьшение полосы пропускания влечёт за собой уменьшение времени, в течение которого продукт смешения находится в её пределах, а следовательно, может привести к искажениям. Поэтому, выбор ширины полосы пропускания – это всегда компромисс между временем развёртки и разрешающей способностью.

Рассказывая о разрешении сигналов, я пропустил один из элементов схемы – усилитель промежуточной частоты, располагающийся между смесителем и фильтром промежуточной частоты. Он необходим для подстройки вертикального уровня сигнала на дисплее. Обычно усилитель согласован со входным аттенуатором: при изменении ослабления в аттенуаторе изменяется коэффициент усиления усилителя промежуточной частоты, и сигнал не меняет своего местоположения на дисплее.

Следующий элемент схемы – логарифмический усилитель. Зачастую спектр гораздо удобнее наблюдать в децибелах: мощности гармонических составляющих сигналов могут различаться между собой в десятки, и даже сотни раз – в таких сигналах при использовании линейной шкалы ни один дисплей не сможет отобразить полную картину. Логарифмический усилитель – это четырёхполосник, напряжение на выходе которого пропорционально напряжению на входе. Пропустив через него сигнал, мы получаем его децибельный эквивалент.

Предпоследний элемент – детектор огибающей. Это, по сути, амплитудный демодулятор. Его задача – отфильтровать колебание промежуточной частоты гетеродина, оставив только его верхнюю огибающую. Простейшим детектором огибающей является диод с последовательно включённым фильтром нижних частот. Диод в силу односторонней проводимости задерживает часть сигнала, идущую в отрицательном направлении, а RC-контур отфильтровывает несущее колебание. На дисплее попадает АЧХ фильтра промежуточной частоты.

Таковы основные элементы классического аналогового анализатора спектра. Однако, высокое развитие цифровых технологий позволяет заменить некоторые аналоговые элементы схемы цифровыми, значительно улучшив производительность и удобство работы. Так, например, использование цифровых разрешающих фильтров позволяет получить значительно улучшенную полосовую избирательность при одновременном уменьшении времени развёртки в 2-4 раза. Появление цифровых дисплеев обладающих памятью позволило при любой скорости развёртки наблюдать кривую спектра без мерцаний и размытия, что значительно увеличило возможности анализа и удобство при работе с прибором.

Современные анализаторы – мощные инструменты, дающие пользователям массу возможностей и совершенно незаменимые в производстве и эксплуатации радиоэлектронных приборов.

Литература

1. Ю.Т. Давыдов, Ю.С. Данич, А.П. Жуковский и др. Радиоприёмные устройства – М.: Высшая Школа, 1989, 344 с.
2. Афонский А.А., Дьяконов В.П. Цифровые анализаторы спектров, сигнала и логики – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2009, 248 с.
3. Agilent Technologies. Spectrum Analysis Basics. Application note 150: [Электронный ресурс]. 1971-2014. URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-0292.pdf> (Дата обращения: 01.04.2015).

ГИБРИДНЫЙ ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ПЕРЕДАТЧИК ДЛЯ ЦИФРОВОГО И АНАЛОГОВОГО ВЕЩАНИЯ

Шмаков Н.Д.,
МТУСИ, студент группы БРВ1101
Иванюшкин Р.Ю.,
к.т.н., доцент, МТУСИ

В настоящее время в России производится переход от аналогового вещания на цифровое. На многих телевизионных станциях передающее оборудование устарело и требует замены уже сегодня, их можно заменить гибридными передающими устройствами. Еще одним преимуществом данного устройства является: возможность перехода на цифровую передачу после полного перехода на цифровое вещание, а также большая экономия по сравнению с отдельной покупкой аналогового и цифрового передающих устройств [1].

Гибридное передающее устройство сочетает в себе два тракта формирования сигнала: для цифрового ТВ и для аналогового ТВ. Для выбора архитектур тракта формирования цифрового и аналогового ТВ рассмотрим преимущества и недостатки двух архитектур, используемых в ТВ вещании. На рисунке 1 приведена прямая архитектура передающего устройства, а на рис. 2 приведена архитектура передатчика с переносом частоты.

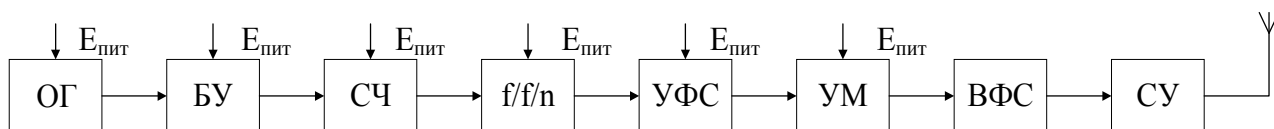


Рис. 1. Прямая архитектура

Преимущества прямой архитектуры:

- Отсутствие сложных фильтрующих систем на выходе возбудителя.
 - Большой динамический диапазон передатчика.
 - Низкое энергопотребление.
 - Низкие массогабаритные показатели из-за отсутствия ПЧ, фильтров, смесителей.
- Недостатки прямой архитектуры:
- Затягивание частоты генератора, управляемого напряжением, находящегося в синтезаторе частот.
 - Невозможность получения некоторых аналоговых видов модуляции, требующих фильтрового разделения спектральных составляющих.
 - Паразитное просачивание сигнала несущий от РЧ ГУН на выход передатчика.
 - Смещение частоты – изменение выходной частоты ГУН при воздействии внешних факторов.

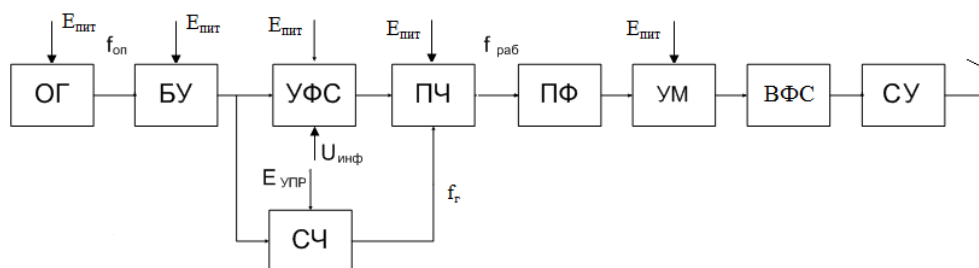


Рис. 2. Архитектура передатчика с переносом частоты.

Преимущества данной архитектуры:

- Возможность получения любых видов модуляции на низкой ПЧ.
- Недостатки данной архитектуры:

- Преобразование приводит к возникновению комбинационных составляющих, для чего необходимо устанавливать сложный ПФ.
- Использование архитектуры с преобразованием частоты может привести к усложнению ВФС из-за возникновения побочных комбинационных составляющих.

Для тракта формирования цифрового ТВ используется прямая архитектура. Проблема с затягиванием частоты решается с помощью увеличения выходной частоты СЧ в два раза и затем деления её на два. Также применяется квадратурная модуляция. На рисунке 3 приведена структурная схема передатчика цифрового сигнала.

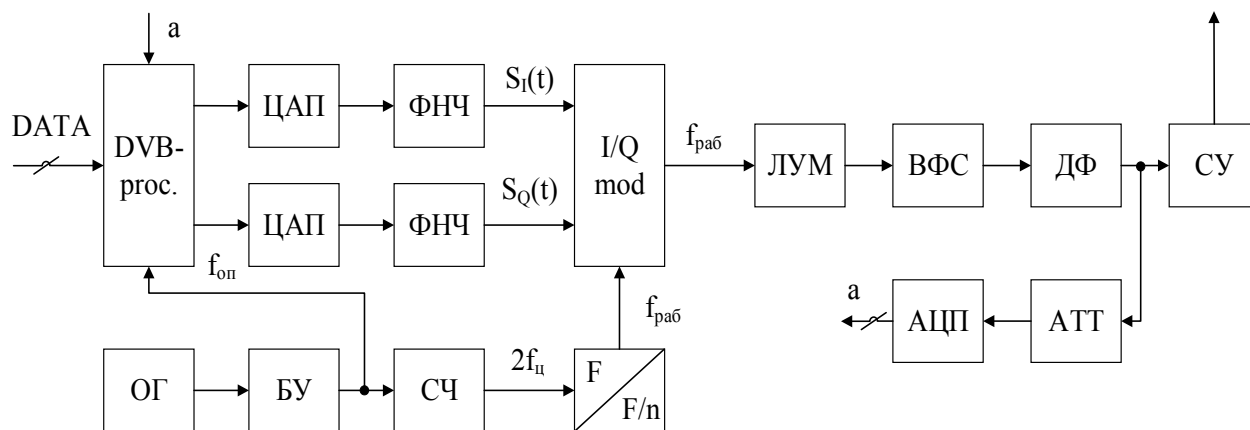


Рис. 3. Структурная схема передатчика цифрового сигнала

Для тракта формирования сигнала аналогового ТВ применяется архитектура с переносом частоты, поскольку в тракте формирования радиосигнала изображения используется однопольная модуляция, которая может быть получена только на фиксированной частоте, в противном случае фильтр, который частично подавляет боковую полосу должен быть перестраиваемым, а это, на сегодняшний день невозможно. Одинополосная амплитудная модуляция сигнала изображения осуществляется на стандартной промежуточной частоте 38 МГц. Данный вид модуляции позволяет эффективно использовать спектр канала и мощность передающей радиоаппаратуры [2]. Для формирования сигнала ОАМ используется фильтровый метод. Суть данного метода заключается в том, что на выходе смесителя ставится высокодобротный полосовой фильтр с шириной полосы пропускания, равной одной боковой полосе. С этой целью применяются, например, лестничные фильтры на кварцевых резонаторах или электромеханические фильтры. А частотная модуляция сигнала звукового сопровождения осуществляется непосредственно в ГУН вспомогательного синтезатора частот, вырабатывающем поднесущую на частоте 31,5 МГц. При частотной модуляции с возрастанием информационной частоты помехоустойчивость снижается, отношение сигнал/шум становится меньше. Для борьбы с этим явлением вводят предкоррекцию. Изначально сигнал звукового сопровождения поступает на корректор, где проводится выравнивание его спектра, чтобы при росте модулирующего сигнала информационной частоты пропорционально возрастала амплитуда (6 дБ на октаву). На рисунке 4 представлена структурная схема передатчика аналогового сигнала. В данной схеме применяется совместное усиление радиосигналов изображения и звукового сопровождения. Такое усиление применяется в передатчиках малой и средней мощности для уменьшения массо-габаритных показателей. В "гибридных" передатчиках – это наиболее целесообразное решение, позволяющее строить универсальный усилительный тракт для всех видов работы передатчика. Недостаток такого совместного усиления заключается в сложении двух сигналов, при котором возникает сопутствующая амплитудная модуляция. В этом случае предъявляют сверхжесткие требования к линейности, также такой усилитель должен обеспечить большой динамический диапазон, поскольку пиковая мощность суммарного сигнала при совместном усилении в 1.6 раз больше из-за сопутствующей АМ. Как следствие, делается запас по мощности.

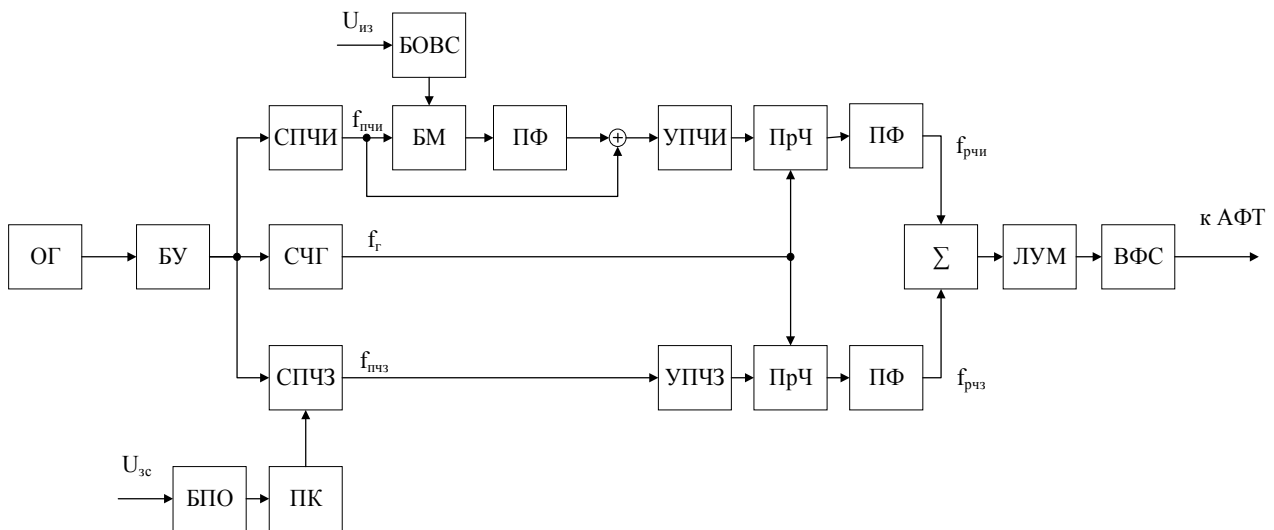


Рис. 4. Структурная схема передатчика аналогового сигнала

При создании гибридного передатчика целесообразно объединить общие блоки цифрового и аналогового передающих устройств. Такими общими блоками являются:

- Опорный генератор
- Буферный усилитель
- Синтезатор частот гетеродина.
- Тракт усиления мощности.
- Выходная фильтрующая система.

На рисунке 5 представлена структурная схема гибридного передатчика.

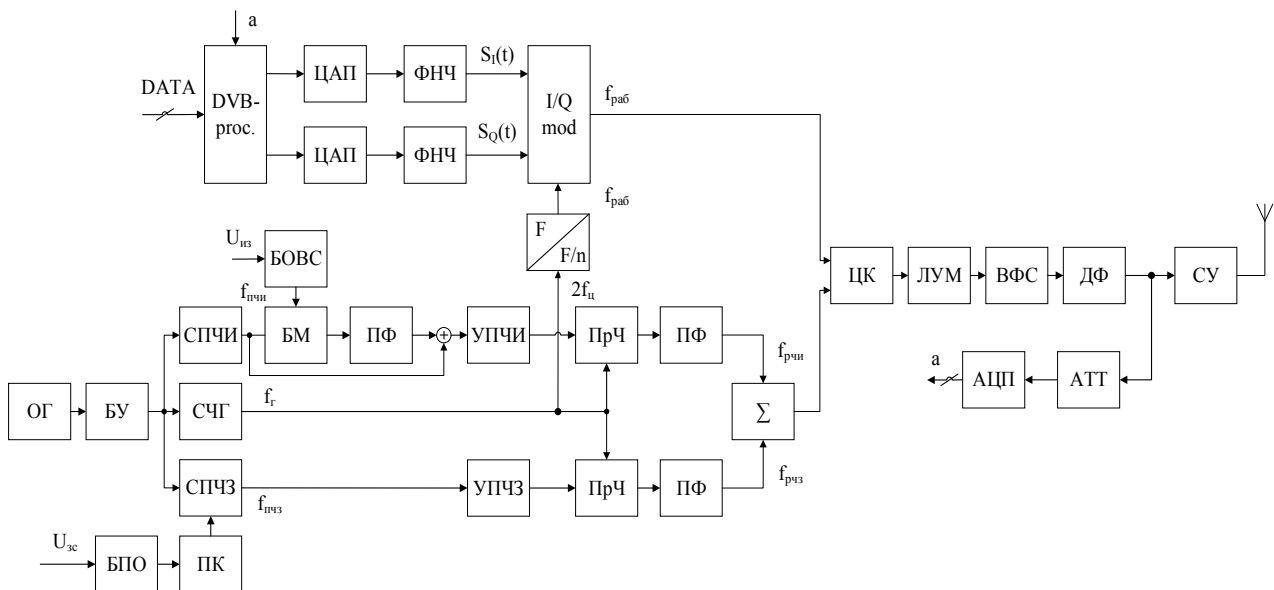


Рис. 5. Структурная схема гибридного передатчика.

Особенностями данной структурной схемы является то, что синтезатор частот гетеродина вырабатывает частоты в двух режимах: в цифровом режиме – центральные частоты канала, в аналоговом режиме – частоты сигнала изображения (частоты звукового сопровождения автоматически будут сдвинуты на 6.5 МГц). Из-за использования прямой архитектуры в цифровом тракте, синтезатор будет вырабатывать удвоенные частоты. Поэтому после синтезатора используется делитель на два. Синтезатор промежуточной частоты звука вырабатывает частоту 31.5 МГц, а синтезатор промежуточной частоты изображения вырабатывает частоту 38 МГц. Для переключения между двумя архитектурами предполагается использование цифрового ключа. Требования к линейности усилителя мощности DVB-T сигналов намного жестче, чем к усилителю мощности с совместным усилением

радиосигналов аналогового изображения и звукового сопровождения. Поэтому усилитель мощности, построенный исходя из требований к усилению DVB-T сигналов будет заведомо пригоден и для усиления сигналов аналогового ТВ при совместном усилительном тракте для изображения и звукового сопровождения [3].

Подводя итоги, хотелось бы отметить, что данное передающее устройство необходимо в период перехода от аналогового вещания к цифровому, поскольку оно значительно сокращает расходы на замену старых аналоговых передающих устройств, а также покупку цифровых передающих устройств. Так же в целях экономии объединяются одинаковые блоки структур аналогового и цифрового передающих устройств.

Литература

1. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов; Под ред. В.В.Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Шахгильдян В.В., Иванюшкин Р.Ю. Методы повышения энергетической эффективности линейных усилителей мощности // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 143-145.
3. Иванюшкин Р.Ю., Дулов И.В., Овчинникова М.В., Тришина Ю.А. История и перспективы применения метода автоматической регулировки режима для повышения кпд радиопередатчиков // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9. С. 66-67.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГОЛОВНЫХ СТАНЦИЙ ДЛЯ СИСТЕМ IPTV-ВЕЩАНИЯ

Шмаков Н.Д.,
МТУСИ, студент группы БРВ1101
Власюк И.В.
к.т.н., доцент, МТУСИ

В настоящее время широкое распространение получают технологии передачи видео услуг через интернет. Одной из таких технологий является технология *IPTV*. *IPTV* – цифровое интерактивное телевидение в сетях передачи данных по протоколу *IP*. Данная технология является главным конкурентом технологии *DVB-S*. Главным преимуществом технологии *IPTV* перед кабельным телевидением является более простая возможность организации обратной связи между абонентом и провайдером услуг, поскольку сама *IP*-технология является двунаправленной. Связь между абонентом и провайдером услуг организуется с помощью абонентских приставок (Set to box) Это преимущество позволяет значительно сократить затраты на организацию интерактивных услуг, таких как видео по запросу (*VoD*), виртуальный кинозал (*nVoD*), а также позволяет организовать возможность выбора абонентами между сформированными заранее провайдером пакетами программ и самостоятельным выбором абонентом конкретных программ, которые ему требуются, данная возможность организуется с помощью системы условного доступа (*CAS*). Такой возможности в кабельном телевидении нет. Так же стоит отметить что технология *IPTV* входит в концепцию *Triple Play*, которая заключается в том, что оператор сети *IPTV* может предоставлять своим абонентам три услуги: широкополосный доступ в интернет, *IP*-телефония и телевидение [1, 2].

Технология *IPTV* функционирует в *IP*-сетях на основе следующих протоколов:

- протоколе *UDP*. Данный протокол служит для передачи потокового аудио и видео;
- протоколе управления передачей в режиме реального времени *RTCP*;
- транспортном протоколе передачи в режиме реального времени *RTP*;
- протоколе инициирования сессий *SIP*;
- протоколе резервирования ресурсов *RSVP*;
- внутреннем протокол маршрутизации *RIP*;
- протоколе *IGMP*. Данный протокол предназначен для управления мультикаст-потоками.

Главным аппаратным ядром системы *IPTV* является головная станция. Задачей которой является прием, обработка и подготовка сигналов с целью последующей передачи по сетям *IP*. Основными источниками сигналов для головной станции являются:

- Спутниковые телевизионные каналы в форматах *DVB-S/S2*, которые головная станция получает через *DVB-ASI* интерфейс приемников.
- Видео, получаемое со студийных аппаратных в формате *SDI*.
- Эфирные каналы, принимаемые через *DVB-ASI* интерфейс в форматах *DVB-T/T2*.

Головная станция должна уметь кодировать и транскодировать полученные сигналы в форматы *MPEG-2/MPEG-4*, а также обеспечивать возможность ремультимплексирования транспортных потоков, с целью подготовки собственных пакетов программ. ГС должна поддерживать три различных типа передачи данных от провайдера услуг к абонентам: *unicast* (одноадресная передача данных), *broadcast* (широковещательная передача) и *multicast* (групповая рассылка) [3].

Unicast – это тип передачи данных от провайдера услуг к одному – конкретному пользователю данной сети. Этот вид передачи данных используется в таком сервисе, как видео по запросу (*VoD*).

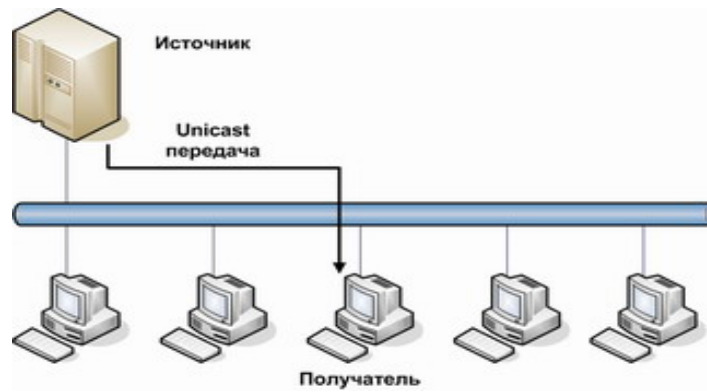


Рис. 1. Unicast передача.

Broadcast – используется в случае передачи различной служебной информации сетевого уровня всем абонентам сети. Данный тип передачи не используется для передачи видеоинформации. Абонент не может отказаться принимать данный тип трафика.



Рис. 2. Broadcast передача

Multicast – данный тип передачи данных используется в случае передачи потокового видео неограниченному числу абонентов сети и у абонента, в отличие от broadcast передачи, остается право выбора приема данного трафика. Главным преимуществом передачи по технологии multicast по сравнению с индивидуальной (unicast) передачей является более эффективная загрузка транспортной сети. В этом режиме снижаются требования к процессорным ресурсам сервера и пропускной способности его выходных интерфейсов.

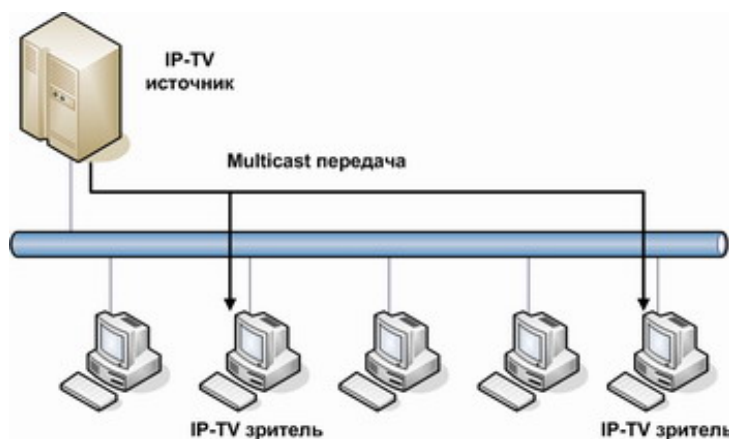


Рис. 3. Multicast трафик

При транспортировке по мультисервисным сетям IPTV транспортные потоки MPEG должны быть инкапсулированы в пакеты, соответствующие требованиям транспортной сети. Согласно [1] транспортные потоки должны инкапсулироваться в протоколы: *RTP* (транспортный протокол реального времени) и *UDP* (протокол пользовательских дейтаграмм).

Протокол *UDP* требуется для передачи потокового видео и аудио. Он выполняет негарантированную доставку данных и не запрашивает подтверждения от получателя. Поэтому если несколько пакетов пропадет, то будет восприниматься абонентом как кратковременное пропадание сигнала. При инкапсуляции ТП в *UDP* каждый пакет *IP* должен содержать стандартный заголовок *IP*, заголовок *UDP* и число n пакетов транспортного потока по 188 байт. Количество пакетов транспортного потока, содержащихся в каждом пакете *UDP*, определяется полем длины в заголовке *UDP*. На рис.4 представлен формат пакета при инкапсуляции ТП в *UDP*.

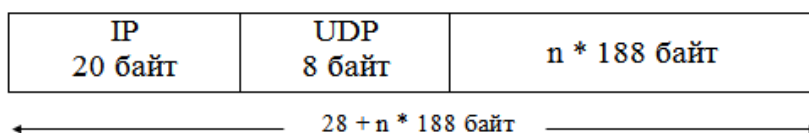


Рис. 4. Формат пакета при инкапсуляции ТП в *UDP*

Протокол *RTP* требуется для определения и компенсации потерянных пакетов, так же он обеспечивает безопасность передачи контента и служит для распознавания информации. На рис.5 представлен формат пакета при инкапсуляции транспортного потока в *RTP*. Каждый пакет *IP* в соответствии с [2] должен содержать стандартный заголовок *IP*, заголовок *UDP*, заголовок *RTP* и число n пакетов транспортного потока по 188 байт.

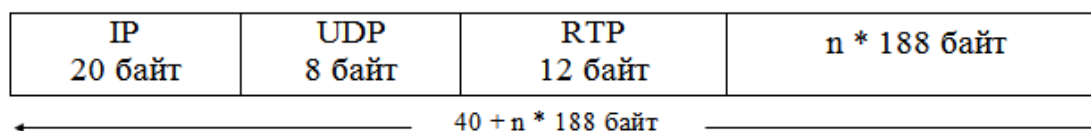


Рис. 5. Формат пакета при инкапсуляции ТП в *RTP*

Таким образом головная станция технологии *IPTV* должна содержать в себе:

- Приемные устройства поддерживающие стандарты *DVB-T/T2/S/S2*.
- Кодеры и транскодеры.
- Мультиплексоры.
- Серверы *Middleware* – связующее программное обеспечение.
- Серверы *Billing*, ответственные за сбор информации об использовании услуг.
- Серверы видео по запросу.
- Серверы виртуального кинозала.
- Системы условного доступа (*CAS*).
- *Ethernet* коммутатор.
- Маршрутизатор. Требуется для отправки сформированного *IPTV* контента в распределительную сеть.

На рис.6 представлена структурная схема головной станции *IPTV*.

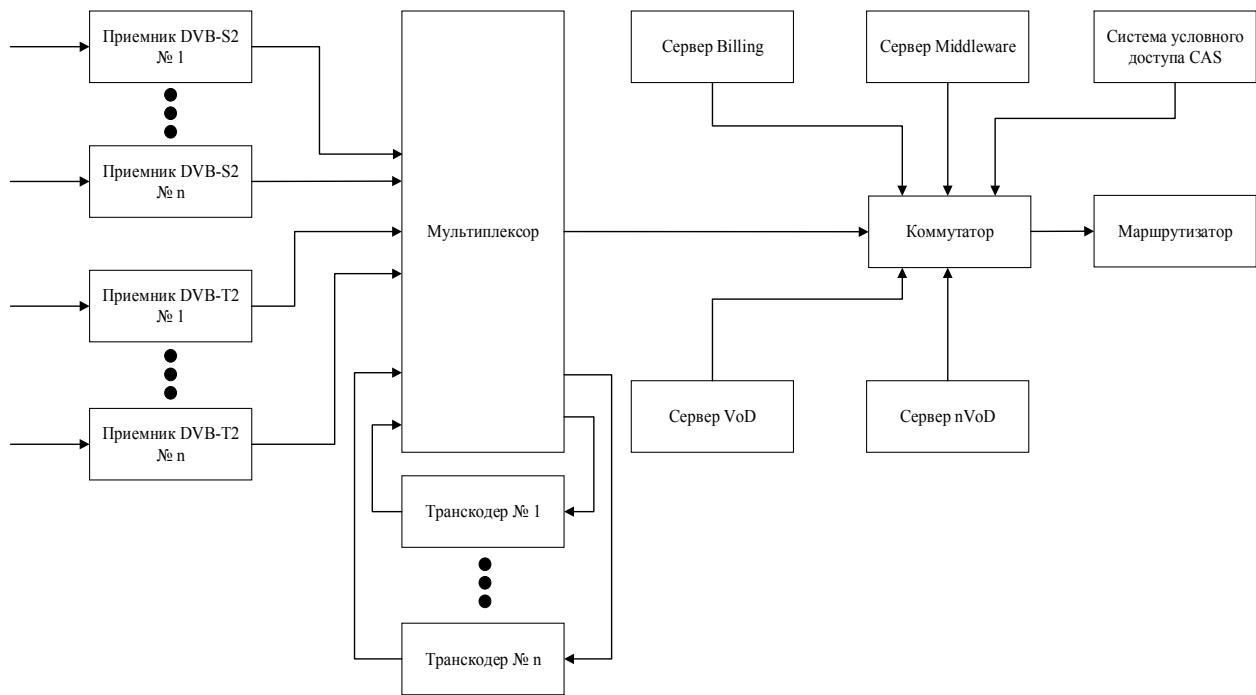


Рис. 6. Структурная схема головной станции

Сигнал с антенного комплекса поступает на приемные устройства. Количество приемных устройств зависит от количества каналов, которые будут доступны абонентам в данной сети. В большинстве случаев источниками каналов являются спутниковое и эфирное телевидение. После приемных устройств сигнал поступает на мультиплексор, в котором происходит формирование пакетов вещания. Потом сигнал поступает на коммутатор, а после – на маршрутизатор, который отправляет сформированный *IPTV* контент в распределительную сеть. Транскодеры в данной схеме требуются для преобразования из *HD*-сигнала в *SD*, с целью создания более доступных по цене пакетов телеканалов абонентам сети.

Подводя итоги, хотелось бы отметить, что технологию *IPTV* активно используют провайдеры, которые предоставляют абонентам широкополосный доступ в интернет. Так же хотелось бы отметить, что, имея неоспоримые достоинства технология имеет и недостатки. Одним из них является достаточно высокая стоимость контента для зрителей, а также высокая стоимость программного обеспечения для головной станции.

Литература

1. ГОСТ Р 54994-2012. Телевидение вещательное цифровое. Передачи служб *DVB* по сетям с *IP* протоколами. Стандартинформ.-М.,2013.-54с.
2. *IETF RFC 3550. RTP: A Transport Protocol for Real-Time Applications.*
3. Власюк И.В., Сидорова А.И., Романова Е.П. Особенности межкадрового кодирования видеoinформации по стандарту MPEG-4 // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2010. Т. 4. № 9. С. 50-52.

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР МЕТОДОВ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

*Найда В.,
МТУСИ, студент группы БРВ 1101
Попов О.Б.,
к.т.н., доцент, МТУСИ*

Общеизвестно, что радиовещание является наиболее популярным способом получения информации населением, оставаясь и в начале нового века самым доступным, экономически эффективным, а по мнению психологов – и наиболее действенным современным средством массовой информации, которое в отличие от телевидения и прессы, воздействуя на слух, стимулирует образное мышление и позволяет радиослушателям совмещать получение разнообразной информации с другими видами деятельности. Радиовещание в стране ведется в диапазонах длинных, средних, коротких, ультракоротких (метровых) волн и через сети одно- и трехпрограммного проводного звукового вещания, непосредственно с ИЗС и с использованием сетей Интернет. Суммарный охват населения радиовещанием приближается к 100%. И в эфирном, и в проводном вещании встает проблема слежения за качеством передаваемых программ. В последние годы исследования ведутся в основном в области объективного контроля качества передаваемого сигнала звукового вещания. Измерения искажений в канале проводятся с использованием гармонических тестовых сигналов. Однако, в связи с широким распространением цифровых способов обработки звуковой информации, а так же повсеместным использованием устройств аудиопроекторной обработки вещательного сигнала, прежние методы измерений не дают объективной оценки качества звукового вещания. Назрела настоятельная необходимость совершенствования метрологической базы звукового вещания [1].

Для измерения параметров вещательных каналов с аудиопроекторной обработкой, необходимо применение набора многокомпонентных тестовых сигналов и алгоритмов измерений основанной на бальной шкале оценки качества. Этот метод предпочтительнее, поскольку дает возможность сопоставления результатов объективной оценки с результатами субъективно-статистических экспертиз и последующего шкалирования объективных оценок на основе этого сравнения. Выполнение нормативных требований в процессе эксплуатации каналов звукового вещания (ЗВ) с аудиопроекторной обработкой, должно гарантировать заданный набор объективных параметров качества передачи. В то же время оценка качества (сертификация) услуг ЗВ, равно как и сертификация системы качества таких услуг, предполагает достижение соответствующего субъективного качества вещания. Поэтому адекватными могут быть признаны только субъективно-статистические испытания (ССИ) на реальном вещательном сигнале – вид измерений, совершенно не пригодный для практического применения ни в процессе сертификации услуг ЗВ, ни тем более в условиях эксплуатации. Однако, с помощью персональной электронно-вычислительной машины (ПЭВМ) в мультимедийной комплектации может быть сформирована оценка качества реального вещательного сигнала по объективным параметрам, аналогичная усредненной субъективной оценке качества слушателем, получаемой в результате проведения ССИ. Формирование такой оценки возможно на основе комплексного анализа статистик временных и спектральных параметров сигнала и их изменения в результате аудиопроекторной обработки [2]. Такой подход к оценке качества передачи звукового сигнала при аудиопроекторной обработке во многих случаях остается единственно возможным, так как многообразие возможных помех и искажений сигнала в каналах передачи делает малообъективной любую оценку, сформированную вне воспринимающего субъекта или его модели. Субъективное испытание является обязательной процедурой оценки для всех звеньев тракта передачи и звуковоспроизведения вещательного сигнала. Это обусловлено тем, что используемый в настоящее время набор объективных параметров: воспроизводимый диапазон частот, неравномерность АЧХ, коэффициент нелинейных искажений и др. (хотя он постоянно расширяется и обновляется) неоднозначно определяет "слуховой образ", воспринимаемый слушателем. Несмотря на интенсивные научные исследования, проводимые во многих странах на протяжении длительного периода времени, проблема полной расшифровки "слухового образа" еще не решена полностью [3]. Именно этим объясняется довольно широко распространенное явление, когда, например, два тракта передачи и воспроизведения ВС, имеющие близкие объективные характеристики, могут значительно различаться по качеству звучания. Поэтому результаты субъективной экспертизы служат главным критерием оценки качества аппаратуры [4].

Алгоритмы статистического оценивания информационно-значимых параметров СЗВ

Методика оценки статистических свойств вещательного сигнала (или их изменения) включает следующие основные операции:

1. АЦП исходного и прошедшего обработку сигналов.
2. Нормализацию сигналов по уровню (максимальному или превышаемому в течение 98% времени).
3. Синхронизацию сигналов.
4. Анализ сигналов в соответствии с МКСО, который предполагает вычисление статистики ряда параметров и их изменений на основе сравнения прошедшего обработку и исходного сигналов.
5. Формирование комплексной оценки сигнала или его изменения в процессе обработки; вывод данных на экран, на печать и сохранение в базе данных.

Анализируется следующая группа статистических характеристик:

- 1) Энергетические характеристики (относительная средняя мощность в двух разновидностях, отличающихся способом нормирования: ОСМс и ОСМк).
- 2) Характеристики формы (анализ на интервалах нарастания и спада фильтрованной Гильбертовской огибающей сигнала):
- 3) Спектральные и кепстральные характеристики (по мгновенным амплитудным спектрам).

Результатом анализа каждой группы параметров являются нормированные статистические частоты появления значений (НЧПЗ) параметра [5]. На основании полученных НЧПЗ находится интегральное отклонение (ИО) НЧПЗ как усредненное значение абсолютных отклонений частот появления значений параметров сигналов. Для случая спектральных характеристик дополнительно выводятся графическое представление АЧХ канала, найденной по мгновенным амплитудным спектрам и данные о среднеквадратичном отклонении (СКО) от идеальной АЧХ. Сравнительный анализ параметров сигнала на входе и выходе первичного тракта передачи позволяет сформировать объективную оценку качества передачи, хорошо коррелирующуюся с результатами субъективно-статистических измерений по критериям «заметности изменений сигнала» или балльной оценки. К сожалению, в целом ряде практических приложений таких оценок недостаточно. К настоящему времени изменения сигнала в трактах формирования, первичного распределения столь велики и разнообразны, что зачастую не укладываются в вышеприведенные шкалы. Появилась необходимость формализованной шкалы объективных абсолютных параметров сигнала, сформированных по критерию «предпочтительности» его слушателем.

Критерий предпочтительности является не только сложнейшим из рассматриваемых вариантов, но и самым важным. В конечном счете, не столь важно, насколько аудиопроцессор изменил звуковой сигнал, важно, насколько результат нравится потребителю. Абсолютно нетронутый сигнал нравится исключительно меломанам, которые выросли на звучаниях концертных залов и консерваторий. Современная молодежь склоняется звучанию с подчеркнутыми низкочастотным и высокочастотным диапазонами. Задачу возможно решить лишь на основе системного подхода, включающего как усредненный анализ слушательской аудитории, так и учет влияния психологии каждого отдельного слушателя. В данном разделе предлагаются предварительные результаты сопоставления рейтинговых исследований радиостанций и анализа абсолютных значений статистических параметров. Но работа над подобной шкалой еще ведется, поскольку здесь необходим серьезный и продолжительный анализ аудитории слушателей. На рисунке 1 изображены два возможных распределения частот появления значений относительно средней мощности (ОСМ) до и после обработки сигнала. Через ΔP_k обозначается абсолютная разница между двумя частотами появления значений, соответствующими одному интервалу ОСМ



Рис. 1. Иллюстрация интегрального отклонения (ИО)

Для характеристики изменений гистограммы в целом была введена дополнительная характеристика – интегральное отклонение (ИО). Этот параметр является средним арифметическим всех ΔP_k (см. рис. 2).



Рис. 2. Интегральное отклонение

При внесении изменений в сигнал гистограмма, отображающая тот или иной статистический параметр (частоту появления значений ОСМ, крутизны фронтов и т.д.), будет меняться. Очевидно, внесение искажения определенного вида (изменения в спектре сигнала, нелинейные искажения, изменение динамического диапазона и др.) будет специфическим образом менять вид того или иного распределения частот появления значений (смещение гистограммы по оси значений, увеличение или уменьшение значения максимальной частоты появления признака, сужение или расширение распределения, изменение его «крутости» и т.д.).

Литература

1. Попов О.Б., Рихтер С.Г. Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания. Учеб. пособие. – М.: Горячая линия - Телеком, 2012. – 341 с.
2. Попов О. Б. Конспект лекций по дисциплине “Методы записи и хранения информации”. – МГУСИ, каф. РВ и ЭА.
3. Нюренберг В. А. Параметры вещательных сигналов в каналах передачи. – М.: ВЗЭИС, 1969.
4. Абрамов В.А., Венедиктов М.Д., Попов О.Б., Рихтер С.Г. Результаты обработки сигналов цифрового радиовещания // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 4-6.
5. Малов А.В., Попов О.Б., Черников К.В. Особенности аудиопроецессорной обработки сигнала в канале цифрового радиовещания // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 103-105.

УСТРОЙСТВО ВЫРАВНИВАНИЯ ГРОМКОСТИ РАЗНОХАРАКТЕРНЫХ ПО СПЕКТРУ СИГНАЛОВ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

*Горохова Е.А.,
МТУСИ, студентка группы БРА1101
Попов О.Б.,
к.т.н., профессор*

Звуковое вещание и телевидение сейчас играют большую роль в жизни общества, являясь самыми популярными и общедоступными средствами массовой информации. При этом радиовещание наряду с интернетом до сих пор является самым оперативным СМИ. Также к преимуществам радиовещания относится то, что воспринимая только слуховую информацию, человек может параллельно выполнять какую-либо работу [1].

Под вещанием понимается передача необходимой обществу информации неограниченному количеству пользователей, рассредоточенных по большой территории, и по-прежнему радиовещание остается источником информации для многих людей. Но в то же время практически нет исключительно информационных программ, все они перемежаются музыкальными вставками и музыкой. У многих коммерческих радиостанций сейчас популярен формат вещания с преобладанием музыки и небольшими вставками информационных и развлекательных речевых фрагментов. При чередовании речевых и музыкальных фрагментов речь часто звучит намного тише музыки, так как при одинаковом пиковом их средний уровень значительно отличается. Отсюда возникает проблема выравнивания по громкости разнохарактерных по спектру сигналов, какими являются речь и музыка.

Вещательный сигнал формируется в радиостудиях [7]. Здесь ставится задача сделать сигнал как можно ближе к естественному звучанию. Но параметры сигнала, сформированного в радиостудии, не соответствуют параметрам реального канала передачи, в данном случае эфирному каналу [2, 8]. Для согласования характеристик сигнала с характеристиками канала используют специальные устройства обработки, которые ставятся непосредственно в канале связи и на входе радиопередатчиков. Основным, но сложно достижимым требованием к такой обработке является незаметность изменений сигнала для слушателя [4-6].

Для регулировки динамического диапазона вещательных сигналов часто пользуются автоматическими регуляторами уровня (АРУР). Автоматический регулятор уровня – это четырехполюсник, коэффициент передачи которого меняется в зависимости от уровня входного сигнала. Различные АРУР предназначены для защиты трактов от перегрузок, выравнивания средней громкости, стабилизации коэффициента передачи тракта, снижения заметности шумов в канале.

Существующие АРУР создают специфические искажения – помехи срабатывания. Сжатие и расширение динамического диапазона в традиционных АРУР всегда сопровождается искажением динамического рисунка произведения и нарушением изменения громкости, что недопустимо для многих видов передач.

В настоящее время АРУР в трактах формирования программ в основном дополняют ручную регулировку, работая в “сторожевом” режиме. В соответствии с чем, при определении параметров регулирования разрабатываемого устройства, ограничение пиковых значений производится при уровне +1 дБ.

Обоснуем временные параметры изменения характеристик АРУР.

Наибольшую сложность при проектировании традиционных АРУР, регулирующих коэффициент передачи тракта, вызывает определение оптимального времени восстановления исходного коэффициента передачи после окончания превышения уровня, так как предъявляемые требования очень противоречивы:

- 1) АРУР не должен вносить заметных нарушений в первичную звукорежиссерскую обработку СЗВ;
- 2) должен обеспечивать незаметность регулировки на слух;
- 3) сжатие динамического диапазона;
- 4) ограничение уровней, превышающих допустимые;
- 5) повышение относительной средней мощности.

При обработке речевых сигналов с помощью традиционных АРУР выбирается, как правило, время восстановления порядка 0,3 с, для музыкальных 2-5 с. Незаметность регулировки на слух достигается снижением скорости регулирования. По результатам исследований даже звукорежиссеры не замечают изменения уровней, если скорость регулирования не превышает 1,25 дБ/с, т.е. временем восстановления больше 30 с. АРУР с таким временем малоэффективен в реальных условиях и с учетом того, что наиболее вероятным участком работы АРУР на характеристике восстановления является часть, где коэффициент передачи равен единице, без заметного ущерба удается уменьшить время восстановления до 8-12 секунд. Именно такое время выбирается для автостабилизаторов громкости, но при этом они не обеспечивают выравнивание громкости при быстром чередовании программ.

Считается, что проще определить необходимое время срабатывания АРУР. Оно выбирается из условия недопустимости даже кратковременных превышений уровня менее 1 мс. Такое время срабатывания недопустимо для автостабилизаторов, которые стали бы срабатывать от щелчков и помех. С учетом малой длительности таких помех для автостабилизаторов выбирается время срабатывания от 0,25 до 1 с. Полученные временные пороги позволяют использовать автостабилизаторы и для выравнивания относительной средней мощности на входе тракта первичного распределения программ.

При использовании АРУР с регулированием огибающей, полученной путем синтеза ортогонального сигнала по Гильберту, возникает возможность изменения непосредственно пик-фактора сигнала без введения заметных на слух искажений, при этом инерционность определяется только свойствами сигнала и принятым способом регулирования. Проведенные исследования показали целесообразность оценки параметров сигнала, таких как пик-фактор и амплитудное значение, на длительности порядка 20-40 мс до момента регулирования и тех же значений на той же длительности после момента регулирования, при скорости регулирования огибающей соответствующей изменению μ характеристики, на которую умножается огибающая входного сигнала, со скоростью не более 0,4 единицы μ за 5 мс.

В составе АРУР ограничитель используется зачастую как сжиматель. Для повышения эффективности его действия в этом режиме желательно уменьшение времени восстановления. Такая возможность появляется при совместном использовании ограничителя и автостабилизатора, время восстановления 0,3-0,6 с приближает ограничитель по свойствам к сжимателю.

АРУР на выходе тракта формирования программ не должен пропускать самых кратковременных превышений номинального уровня, для чего он дополняется пикосрезателем, который неизбежно вносит кратковременные искажения.

При реализации АРУР с регулированием по огибающей возможна мгновенная компрессия сигнала без внесения заметных искажений формы, что позволяет реализовать пикосрезатель близкий к идеальному. Таким образом, использование ограничения огибающей СЗВ позволяет избежать обогащения спектра сигнала новыми спектральными составляющими, хотя и приводит к появлению заметности изменений сигнала и желательности его использования в традиционном "сторожевом" режиме.

В то же время следует отметить, что удастся поддерживать заданный уровень превышения номинального, +1 дБ, во всех случаях регулирования, даже при существенных его превышениях во входном сигнале.

При заниженных уровнях сигналов или СЗВ с высокой ОСМ возникает необходимость их обработки с помощью экспандера, поэтому он вводится в состав АРУР. Порог срабатывания выбирается в зависимости от уровня шумов и устанавливается на 33-38 дБ ниже номинального уровня в звуковом вещании и на 6-10 дБ выше при телевизионном вещании. При достижении определенного уровня экспандер отключается (с временем отключения 4-6 с), порог при этом устанавливается на 18 дБ ниже нормированного значения, хотя практически подбирался опытным путем.

При применении регулирования с использованием огибающей эффект экспандирования по громкостному восприятию возникает за счет линейного участка характеристики при уровнях сигнала ниже порога ограничения, а заданное повышение ОСМ приводит к необходимости в основном компрессора огибающей, тем не менее, в некоторых случаях экспандирование необходимо для поддержания постоянства ОСМ на стыке программ.

Так как экспандер поднимает низкие уровни вместе с уровнем шумов, а в паузах снижает коэффициент передачи через какое-то время, то в традиционных АРУР используется, как правило, простой пороговый шумоподавитель. Время восстановления около 2 мс, а время срабатывания не менее 2 с, при меньших временах «откусывается» процесс реверберации. Для речи это время велико, и для нее такой шумоподавитель бесполезен. Порог срабатывания составляет 42-44 дБ, при этом на многих ТВ передачах данный шумоподавитель работать не будет.

Введение режима шумоподавления по огибающей показало возможность адаптивного ограничения уровня шумов в паузе без внесения искажений в сигналы малого уровня [3]. Модуляция шумов сигналом регулирования остается, но она менее заметна, чем в традиционных регуляторах. Проведенные прослушивания показали возможность существенного ограничения шумов паузы при отсутствии заметных искажений типа отсечка снизу для сигналов малых уровней. В то же время отмечено, что повышение относительной средней мощности сигналов высокого уровня воспринимается слушателями как расширение динамического диапазона сигнала с соответствующим уменьшением заметности шумов, введение же участка шумоподавления, отрицательно сказывается на его оценке слушателем в целом.

На основании приведенных значений параметров регулятора конкретизирован алгоритм регулирования СЗВ, приведенный ниже. На основании приведенных значений параметров регулятора конкретизирован алгоритм регулирования СЗВ, приведенный ниже.

Исходные посылки к организации алгоритма:

- 1) регулирование не должно вносить заметных слушателю изменений в сигнал, сформированный в тракте формирования программ;
- 2) контрасты громкости происходят, как правило, при максимальном уровне сигнала;
- 3) основное отличие сигналов при этом определяется их различным спектральным составом определяющим пик-фактор, а, следовательно, средней мощностью;
- 4) используемое регулирование не должно изменять динамику сигнала, определяемую ручной регулировкой звукорежиссера;
- 5) регулирование должно привести к повышению средней мощности сигнала, относительной средней мощности преобладающих в радиовещательных передачах высокоуровневых сигналов.

То есть обязательно обеспечение:

- 1) выравнивания громкости разнохарактерных программ (речь-музыка), то есть адаптивного регулирования по громкости;
- 2) расширения громкостного динамического диапазона.
- 3) безинерционного ограничения, компрессирования и компандирования вещательных сигналов при отсутствии обогащения их спектра;
- 4) значительного повышения относительной средней мощности сигнала;

Перечисленные требования лежат в основе способа автоматического регулирования пиковых значений электрических вещательных сигналов на заданный уровень при стабилизации относительной средней мощности и устройства для его реализации. Алгоритм обработки включает в себя операции преобразования входного аналогового сигнала в цифровую последовательность и управления коэффициентом передачи звена в канале. Причем сигнал управления вырабатывают из входного и выходного сигнала, для чего выделяют огибающую сигнала, осуществляют ее фильтрацию, а регулирование коэффициента передачи по заданному закону выполняют при превышении восстановленным сигналом определенного порогового уровня.

Входную цифровую последовательность подвергают регулировке медленным идеальным АРУРом. Далее на последовательность накладывают оконную функцию. Затем сигнал проходит блок фильтров, где происходит фильтрация низко и высокочастотного сигналов, которые отдельно проходят дальнейшую обработку. Далее из цифровой последовательности $Z(U)_{вх}$, с помощью быстрого преобразования Фурье, формируют ортогональный сигнал, накладывая на него и на сигнал компенсирующие окна, из которого выделяют огибающую и косинус мгновенной фазы сигнала. Огибающую разделяют на низко и высокочастотные составляющие, которые отдельно регулируют под воздействием сигнала управления, после чего огибающую восстанавливают суммированием составляющих и получают выходную цифровую последовательность $Z(U)_{вых}$ при перемножении восстановленной огибающей с косинусом мгновенной фазы.

Регулирование по огибающей позволяет избежать недостатков, свойственных аналоговым и цифровым АРУР, таких как неидентичность характеристик и инерционность. Появляется целый ряд новых возможностей: безинерционное регулирование по относительной средней мощности (ОСМ) позволяет выровнять громкость на стыке разнохарактерных программ (речь-музыка), а возможность незаметного для слушателя изменения пик-фактора сигнала позволяет повысить эффективность радиопередающих устройств за счет увеличения ОСМ.

Устройство реализуется в двух вариантах: в программном для использования в составе звуковых станций и микропроцессорном для использования непосредственно в составе радиопередающего оборудования.

Литература

1. Мишенков С.Л., Попов О.Б. Электроакустика и звуковое вещание. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 156 с.
2. Попов О.Б., Рихтер С.Г. Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 341 с.
3. Абрамов В.А., Венедиктов М.Д., Попов О.Б., Рихтер С.Г. Результаты обработки сигналов цифрового радиовещания // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 4-6.
4. Малов А.В., Попов О.Б., Черников К.В. Особенности аудиопроцессорной обработки сигнала в канале цифрового радиовещания // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 103-105.
5. Попов О.Б., Рихтер С.Г. Специальная обработка сигналов в звуковом вещании // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 3. С. 19-21.
6. Абрамов В.А., Попов О.Б., Чернышева Т.В. Измерение мощности звуковых сигналов вещания на коротких временных интервалах // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 9-11.
7. Абрамов В.А., Попов О.Б., Ождин Г.М., Рихтер С.Г. Оценка качества обработки звуковых сигналов в радиовещательных студиях // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 9. С. 6-8.
8. Венедиктов М.Д., Попов О.Б. Особенности регулирования сигналов в трактах звукового вещания // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 44-45.

ВОЗМОЖНЫЕ УЯЗВИМОСТИ ПРОТОКОЛА MULTIPATH TCP

Гуров В.В.,
МТУСИ, студент группы БСТ1101
Орлов В.Г.,
к.т.н., МТУСИ

Multipath TCP (MPTCP) - это набор расширений для протокола *TCP*, добавляющий поддержку передачи данных с использованием множественной адресации хостов. Сегодня *MPTCP* имеет экспериментальный стандарт в организации *IETF* и общедоступные реализации на ОС *Linux*.

В наиболее общем виде *MPCTP* имеет следующий алгоритм работы:

1. Установление соединения. (На данном этапе стороны устанавливают обычное *TCP* соединение с дополнительным параметром *MP_CAPABLE*, с помощью которого определяется возможность использования *MPTCP*.)

2. Происходит добавление подпотоков *MPTCP*-соединения (устанавливаются дополнительные *TCP* соединения с использованием адресов и портов сторон).

3. Происходит передача данных на всех подпотоках.

4. Завершается передача данных, происходит закрытие подпотоков и *MPTCP*-соединения.

При этом наиболее уязвимым этапом в данном случае является добавление подпотоков, так как здесь у злоумышленника появляется возможность стать участником соединения.

До того, как *MPTCP* стал экспериментальным стандартом, он был подвержен 2 серьезным видам атак: *flooding* и *hijacking*.

Суть атаки *flooding* проста: на компьютер атакуемого посылается большой объем трафика. Атакующий устанавливал *MPTCP*-соединение с сервером и начинал загружать большой объем данных. Затем атакующий отправлял служебным сообщением адрес жертвы как дополнительный адрес для передачи данных и после этого имитировал проблемы на своем соединении с сервером. Сервер начинал отправлять данные на компьютер жертвы, пока не получал от жертвы сегмент *TCP* с флагом *RST*. При этом данную атаку можно было усилить, объявляя большой список дополнительных адресов в служебном сообщении.

Другой вид атаки - *hijacking*. При проведении данной атаки происходит фактически кража соединения. Все, что нужно было знать атакующему - пары адресов и портов сторон. Таким образом, посылая служебное сообщение и добавляя свой адрес в качестве дополнительного в существующем *MPTCP* соединении, атакующий может либо захватить соединение полностью, убрав адрес одной из сторон соединения, либо провести атаку *man in the middle*, просматривая или изменяя часть данных, передаваемых между сторонами.

Такие серьезные атаки не были оставлены без внимания разработчиками *MPTCP*, поэтому, когда *MPTCP* получил экспериментальный стандарт, произошли следующие изменения:

1. Был добавлен механизм аутентификации с использованием кода проверки подлинности, использующего хеш-функции - *HMAC*.

2. При добавлении дополнительных адресов всегда устанавливается *TCP* соединение с дополнительным параметром, содержащим аутентификационную информацию.

При работе *MPTCP* предполагается, что данными обмениваются 2 стороны, каждая из которых имеет 1 или более *IP*-адресов. В момент установления первого подпотока (рис. 1), используя трехэтапное согласование *TCP*, стороны в открытую передают в параметре *MP_CAPABLE* свои 64-битные ключи, которые в дальнейшем будут использованы для добавления подпотоков к *MPTCP*-соединению. Конечно, если атакующий находится между сторонами, то он будет способен перехватить эти ключи, но *MPTCP* не предусматривает защиты от таких действий, так как задача протокола работать в современном Интернете, в котором встречаются разнообразные межсетевые устройства в виде *NAT* и межсетевых экранов.

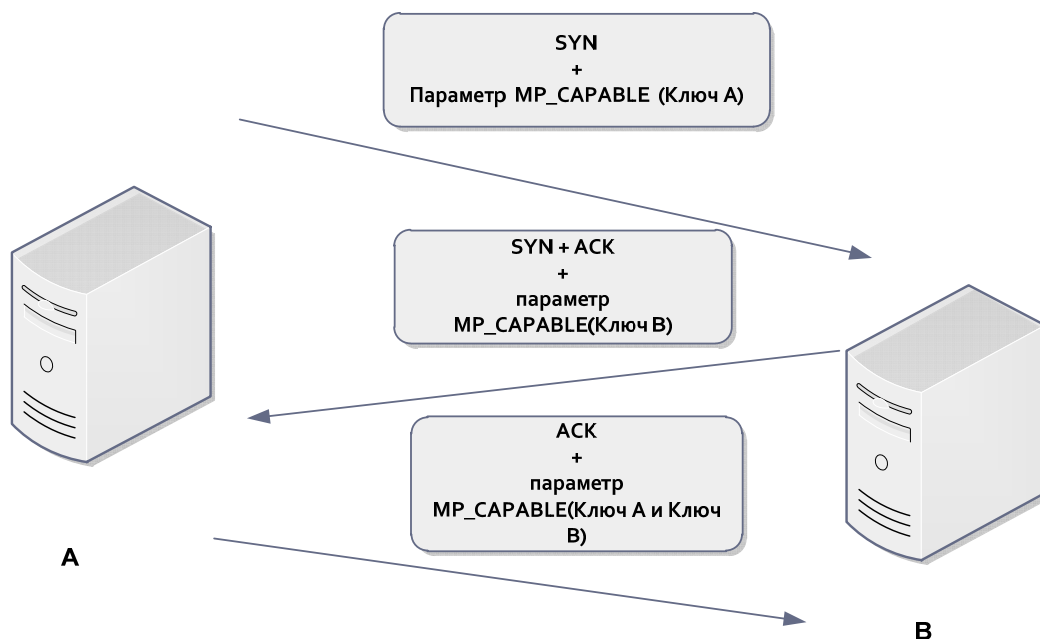


Рис. 1. Трехэтапное согласование при установлении MPTCP соединения.

MPTCP может использовать 2 способа создания новых подпотоков: одна из сторон сама устанавливает соединение, используя свой дополнительный адрес, либо сторона получит сегмент с параметром *ADD_ADDR*, в котором будут указаны дополнительные адреса другой стороны, что может вызывать процесс установления соединения. Так или иначе, добавление подпотока происходит с установлением соединения, но уже в 4 этапа. Процесс добавления потока показан на рис. 2.

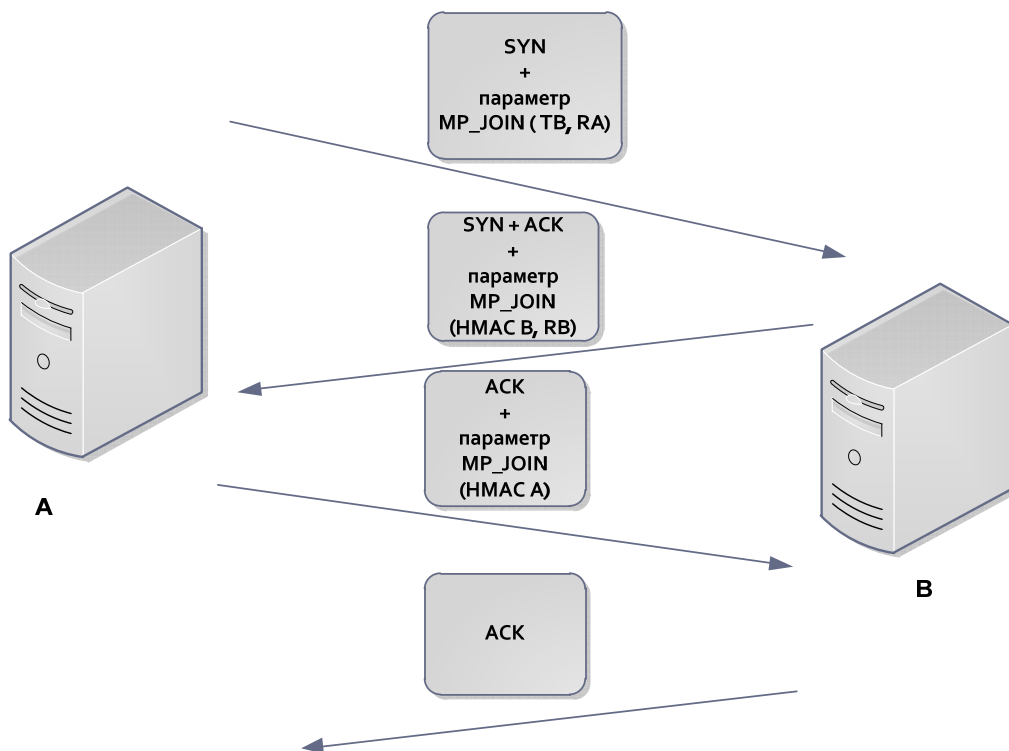


Рис. 2. Четырехэтапное согласование при добавлении подпотока.

На первом этапе согласования сторона A отправляет стороне B свое случайное число и токен B, полученный хешированием ключа стороны B (стороны обмениваются ключами только при установлении первого подпотока).

На втором этапе согласования сторона B посылает стороне A свой HMAC B и случайное число RB.

На третьем этапе сторона *A* отвечает своим *HMAC*, если рассчитанный *HMAC* стороны *B* совпал с пришедшим *HMAC* на втором этапе.

На четвертом этапе сторона *B* отправляет подтверждение, если рассчитанный *HMAC* стороны *A* совпал с пришедшим *HMAC* на третьем этапе.

HMAC для каждой из сторон вычисляется следующим образом:

$HMAC\ A = HMAC(KeyA + KeyB, RA + RB);$

$HMAC\ B = HMAC(KeyB + KeyA, RB + RA);$

где *HMAC*- функция, реализующая механизм *HMAC* и принимающая 2 строковых параметра,

KeyA, *KeyB* – ключи сторон *A* и *B*,

RA, *RB* – случайные числа сторон *A* и *B*,

+ операция конкатенации строк.

Хотя данные меры ликвидируют атаку flooding и значительно осложняют проведение атаки hijacking, тем не менее, не делают ее невозможной для атакующего, который не знает ключей сторон.

Для того, чтобы провести атаку hijacking, атакующему потребуется:

- Знать IP адреса и номера портов сторон *A* и *B*.
- Знать действительный последовательный номер (*Sequence number*) на уровне подпотока.
- Знать действительный номер подтверждения (*Acknowledgement number*) на уровне подпотока.

ка.

Предположим, что атакующий знает все, что ему требуется для проведения атаки, и атакуемые стороны отвечают на параметр *ADD_ADDR* установлением соединения (в противном случае, hijacking невозможен без перехвата ключей на этапе установления соединения).

Пусть существует *MPTCP* соединение между стороной *A* с адресом *IP_A* и стороной *B* с адресом *IP_B*. Атакующий имеет адрес *IP_C*. Тогда, атака hijacking будет осуществляться следующим образом:

1. Сторона *C* посылает стороне *B* сфабрикованный пакет, имеющий адрес источника *IP_A*. Данный пакет также содержит Параметр *ADD_ADDR*, в котором указан адрес *IP_C*, а также последовательный номер и номер подтверждения являются действительными, благодаря чему данный пакет будет принят.
2. Сторона *B* получив сфабрикованный пакет от *C*, считая при этом что он пришел от стороны *A*, отвечает на *ADD_ADDR* установлением соединения со стороной *C*. Стороне *C* посылается *SYN+MP_JOIN*, который содержит токен стороны *A* - *TA* и содержит случайное число сгенерированное стороной *B* – *RB*.
3. Сторона *C* получает пакет от стороны *B* с *SYN+MP_JOIN(TA, RB)* и изменяет его: устанавливает адрес источника *IP_C* и отправляет стороне *A*.
4. Сторона *A* отвечает стороне *C* пакетом с *SYN/ACK+MP_JOIN*, который содержит *HMAC* стороны *A* и случайное число *RA*.
5. Сторона *C* получив данный пакет меняет адрес источника с *IP_A* на *IP_C* и отправляет стороне *B*. *SYN/ACK+MP_JOIN(HMAC A, RA)*.
6. Сторона *B* получив *SYN/ACK+MP_JOIN*, сверяет пришедший от стороны *C* *HMAC* с рассчитанным и подтверждает его действительность, отвечая стороне *C* *ACK+MPJOIN*, содержащий *HMAC* стороны *B*.
7. Сторона *C* получив данный пакет, отправляет его стороне *A*, изменив адрес источника на *IP_C*.
8. Сторона *A* получает пакет *ACK+MP_JOIN* и создает новый подпоток.

На этом этапе Сторона *C* (атакующий) стала полноправным участником соединения и способна выполнять атаку *man in the middle*. Также сторона может осуществить полный захват соединения, подменив адреса и порты, а также и отправив *RST* сторонам *A* и *B*,

Для того чтобы предотвратить возможность данной атаки наиболее приемлемым решением, которое не повлияет на безопасность и позволит сохранить функционал будет добавление в параметр *ADD_ADDR* вычисления *HMAC* с участием секретных ключей сторон *A* и *B* и добавляемых адресов. Таким образом, при осуществлении атаки, атакующему потребуется знать секретные ключи сторон, которые ему придется либо угадывать, либо подслушать на этапе установления соединения.

Как упоминалось ранее, от подслушивания на этапе установления соединения внутренней защиты у протокола нет, однако, обмен секретными ключами может проходить с использованием других механизмов. Например, можно реализовать использование цепочки хешей (в данном механизме хеш-функция применяется несколько раз).

Другой вид возможных атак на протокол связан с отказом в обслуживании. Предположим, что существует *MPTCP* соединение между сторонами *A* и *B* с токенами *TA* и *TB*. Атакующий посылая, *SYN+MPJOIN* стороне *B* с действительным токеном *TA* приведет к тому что сторона *B* выделит ресурсы на будущий подпоток. Данная ситуация приводит к следующему:

- Выделяются ресурсы на несуществующий подпоток
- При усилении данной атаки дополнительными *SYN+MPJOIN* с других адресов, будет исчерпан лимит полуоткрытых подпотоков – это приведет к тому, что сторона *A* не сможет создавать новые подпотоки со стороной *B*.
- Данная атака может являться дополнением к атаке *TCP SYN flooding*, направленной на сторону *B*, что приведет к отказу в обслуживании со стороны *B*.

Чтобы предотвратить данную атаку можно включить в 3 этап согласования с *MP_JOIN* 32-х битный токен и случайное число (например хеш пары адресов и портов сторон *A* и *B*, а также дополнительного адреса, с которого устанавливается *MP_JOIN* + секрет стороны). Это позволит стороне *B* отвечать на *MP_JOIN* без выделения ресурсов до тех пор, пока не будет получен ответ третьего этапа.

Но можно также ограничивать число полуоткрытых подпотоков, что существенно уменьшит последствия данной атаки.

Вопросы, связанные с безопасностью *MPTCP* являются еще одним препятствием на пути стандартизации *MPTCP*. Несмотря на то, что был реализован механизм аутентификации сторон, а также исключена атака *flooding*, более серьезная атака – *hijacking*, все еще может быть проведена. Сама возможность кражи соединения является серьезной проблемой в безопасности. Также существуют менее серьезные проблемы, связанные с проведением атак типа отказа в обслуживании. Тем не менее, данные проблемы имеют решения, которые пока что не реализованы в протоколе. Стоит ожидать, что в новой версии стандарта *MPTCP* разработчики решат проблемы, связанные с безопасностью и *MPTCP* станет полноценным стандартом, что ускорит приход многопутевой передачи данных.

Литература

1. *A. Ford, C. Raiciu, M. Handley, O. Bonaventure*, TCP Extensions for Multipath Operation with Multiple Addresses, <https://tools.ietf.org/html/rfc6824>.
2. *M. Bagnulo, C. Paasch, F. Gont, O. Bonaventure, C. Raiciu*, Analysis of MPTCP residual threats and possible fixes, <https://tools.ietf.org/html/draft-ietf-mptcp-attacks-04>.
3. *M. Bagnulo*, Threat Analysis for TCP Extensions for Multipath Operation with Multiple Addresses <https://tools.ietf.org/html/rfc6181>.

РОЛЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИИ САМООРГАНИЗУЮЩИХСЯ СЕТЕЙ В КОНЦЕПЦИИ "ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ"

Григорьев И.Д.,
МТУСИ, студент группы БСТ1101
Кулаков М.С.
м.н.с., МТУСИ

Под термином *Internet of Things* – Интернет вещей (*IoT*) понимается такая концепция вычислительной сети, при которой частью этой сети являются физические объекты реального мира, способные обмениваться информацией в сети Интернет. *IoT* стал важным технологическим трендом [1], который предполагает расширение Интернет из сети, соединяющей оконечные пользовательские устройства, до сети, которая в том числе соединяет и физические объекты, позволяя им взаимодействовать друг с другом и с пользователями. Таким образом, вводится термин «*Thing*», который включает в себя следующие параметры:

1. Некоторое физическое воплощение и характеристики (форма, объем и т. д.);
2. Минимальный набор коммуникационных функций — возможность обнаружения, приёма и ответа на сообщения;
3. Уникальный идентификатор;
4. Объект должен иметь название и как минимум один адрес. Название — это описание объекта в формате, удобном для человека, а адрес — это строка, представляемая в виде, удобном для вычислительных устройств, используемая для связи с объектом;
5. Объект должен обладать вычислительными способностями. Вычислительная мощность объекта может варьироваться в зависимости от назначения устройства;
6. Может иметься возможность регистрировать какие-либо физические явления (температуру, уровень освещения, уровень радиации и т. д.) или физически влиять на окружение;

Последний пункт является определяющим в классификации типов вычислительных сетей. Таким образом, если объекты сети удовлетворяют этим условиям, то сеть называется сенсорной.

Включение таких объектов в глобальную сеть кардинально меняет архитектурные и алгоритмические принципы сети Интернет. Фактически, это означает достижение нового уровня гетерогенности сети из-за присоединения к ней устройств, которые имеют минимальные вычислительные и коммуникационные возможности [2]. Это означает частичную или полную непригодность существующих сетевых протоколов и приложений для нового типа сетей. Также существующая топология сети Интернет может подвергнуться серьезным изменениям в связи с новой вводимой спецификой работы.

С системной точки зрения *IoT* можно рассматривать как крайне динамическую и широко распределенную систему, состоящую из огромного количества объектов, производящих и обрабатывающих информацию. Возможность взаимодействия с реальным миром достигается путем использования устройств, которые способны предоставлять интерфейс к своему физическому окружению и преобразовывать получаемую информацию в поток данных и наоборот.

Таким образом можно выделить следующие ключевые свойства *IoT*:

1. Гетерогенность используемых устройств. *IoT* может быть охарактеризован огромным количеством устройств, подключенных к сети и взаимодействующих друг с другом;
2. Масштабируемость, подразумевающая под собой масштабируемость адресного пространства, вычислительных способностей, полосы пропускания;
3. Широкая поддержка обмена данными с помощью беспроводных технологий – они играют ключевую роль в *IoT*;
4. Энергосберегающие технологии играют важную роль по той причине, что в качестве узлов сети используются устройства с автономным питанием;
5. Автономная работа. Сложность и распределенность топологии сети подразумевает под собой существование множества сценариев работы с ней. В том числе, если какое-то устройство будет от-

- ключено от глобальной или локальной сети, оно должно уметь продолжать свою работу и обеспечивать максимально возможный функционал в любой ситуации;
6. Возможность обработки разных типов информации. Любая вычислительная сеть занимается обработкой информацией, и концепция *IoT* подразумевает обработку больших массивов разнородных данных, приведение их к некоторой общей форме, понятной для разрабатываемых приложений;
 7. Средства безопасности и конфиденциальности сейчас идут рука об руку с любой разрабатываемой технологией. Таким образом, каждый участок сети, принадлежащий одному пользователю, должен быть логически изолирован в передаче конфиденциальных данных от глобальной сети;

В концепцию *IoT* хорошо вписывается использование технологии мобильных самоорганизующихся сетей (*Mobile Ad Hoc Networks – MANET*), поскольку сети, построенные с использованием данной технологии отвечают большинству описанных выше требований.

Мобильная самоорганизующаяся сеть — это совокупность двух или более устройств с беспроводными интерфейсами передачи информации, которые способны обмениваться информацией друг с другом без какого-либо централизованного управления. Такие устройства способны динамически формировать сеть для передачи информации без существования фиксированной сетевой структуры. Эта сеть является базой для автономной системы, в которой мобильные устройства соединены друг с другом с помощью беспроводных технологий и могут динамически менять своё положение в пространстве, периодически осуществляя функции маршрутизаторов. Все устройства в беспроводных самоорганизующихся сетях одновременно осуществляют функции узлов сети и маршрутизаторов, что позволяет сети не иметь постоянной топологии, поскольку параметры связи между узлами могут изменяться со временем с добавлением в сеть новых узлов или удалением существующих.

Все узлы *MANET* должны иметь возможность организовать друг с другом беспроводную связь динамически и иметь некоторый сетевой функционал, позволяющий работать без централизованного управления и фиксированной инфраструктуры. Это условие является главным в построении мобильной *ad hoc* сети. Таким образом можно заключить, что устройства в сети *MANET* являются более сложными устройствами по сетевому функционалу, чем устройства в других беспроводных сетях.

В последние несколько лет человечество осознало, что широкое использование беспроводных информационно-коммуникационных технологий в повседневной жизни является крайне удобным. Это подтолкнуло крупнейшие компании-производители к развитию технологий мобильных компьютеров. Такие устройства как мобильные телефоны, ноутбуки, интернет-планшеты сейчас имеют некоторые вычислительные и коммуникационные функции в равной степени как и традиционная бытовая техника вроде холодильников, стиральных машин, микроволновых печей и т. д. Перечень таких устройств становится все шире с большой скоростью. Учитывая это, должны быть применены новые стандарты, сервисы, приложения и протоколы для организации сетей, узлами которой являются такие устройства.

Важным вопросом в мобильных самоорганизующихся сетях является маршрутизация, так как топология сети динамически изменяется во времени. Рассмотрим схему работы протокола *Dynamic Source Routing (DSR)* [3].

Протокол формирует маршрут по требованию источника. Для построения маршрута от источника к получателю источник производит широковещательную рассылку всем узлам сети, находящимся в зоне доступа со своим адресом и адресом получателя. Далее каждый узел, получивший такое сообщение также производит рассылку этого сообщения всем доступным узлам, кроме узла, от которого это сообщение пришло. Такой процесс нахождения маршрута схематично представлен на рисунке 1.

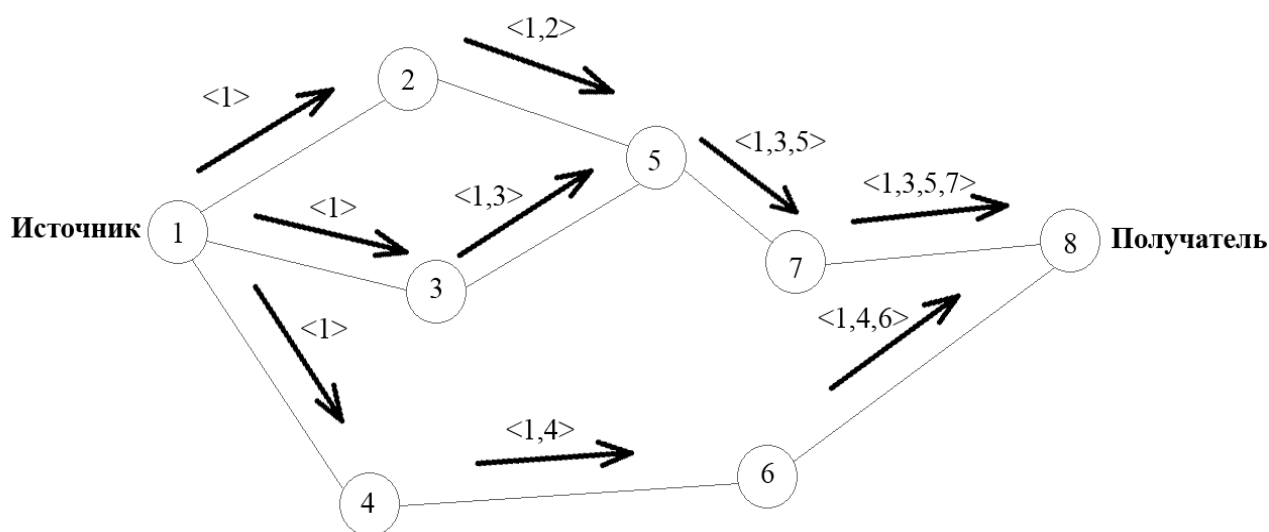


Рис. 1. Первая стадия процесса нахождения маршрута от источника к получателю.

После того как получателю пришло сообщение с адресом источника, он посылает ему сообщение со своим адресом, чтобы источник мог начать передачу информации по маршруту. Важной особенностью протокола маршрутизации *DSR* является то, что при нахождении пути к получателю любой узел, если к нему направлено несколько сообщений о построении маршрута с одинаковой парой «Источник-Получатель», отвечает на первое дошедшее до него сообщение. Этот механизм позволяет построить маршрут с наилучшими возможными параметрами беспроводной связи (задержка, скорость передачи данных и т.д.). Ответ с маршрутом от получателя к источнику схематично изображен на рисунке 2.

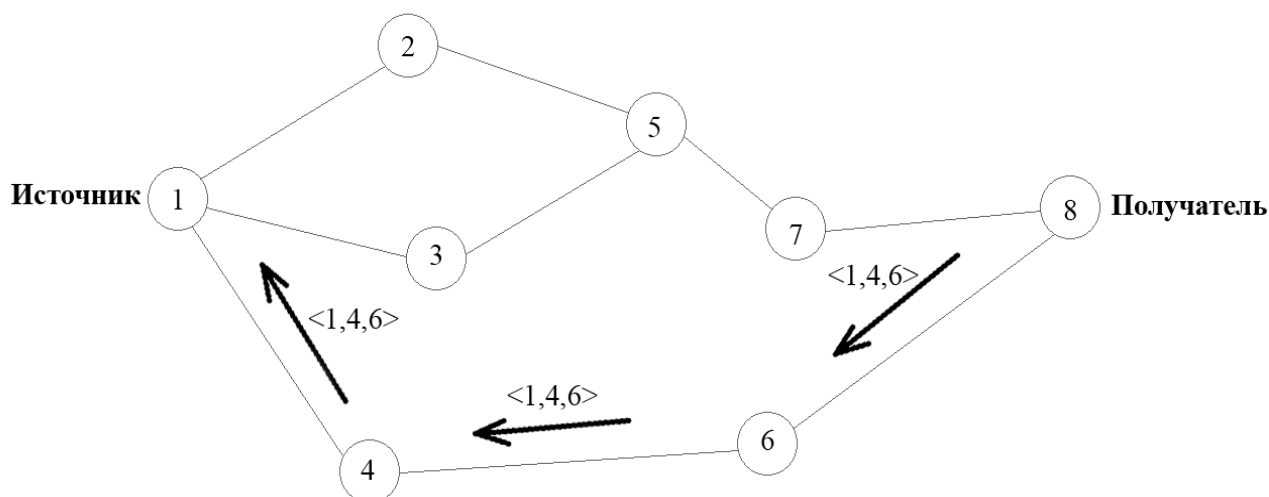


Рис. 2. Вторая стадия процесса нахождения маршрута от источника к получателю.

DSR таким образом позволяет быстро формировать маршрут с учетом постоянного изменения топологии сети не перегружая узлы поддержкой таблиц маршрутизации. Данный протокол работает наиболее эффективно в сети с низкой подвижностью узлов относительно друг друга.

При встраивании технологии мобильных самоорганизующихся сетей в существующую сеть Интернет можно использовать сетевую топологию, показанную на рисунке 3. Такая архитектура предполагает, что узлом самоорганизующейся сети будет являться межсетевой шлюз, который способен преобразовывать протоколы сетей *MANET* таким образом, чтобы информация, передаваемая в самоорганизующейся сети могла быть корректно передана и за ее пределы.



Рис. 3. Схематическая топология Интернета вещей

Технология самоорганизующихся сетей уже не первый год является предметом научных исследований. Ее эффективность в решении некоторых специфических задач (военное дело, спасательные операции и т.д.) была не раз доказана на практике. При этом, согласно данным компании *Gartner*, в 2020 году прогнозируется, что в рамках концепции «Интернет вещей» будут соединены друг с другом 4,9 миллиарда разных вещей и продажи составят 1,9 триллиона долларов. Это означает, что количество приложений, созданных для сетей *MANET* в рамках Интернета вещей будет стремительно расти, что позволит данной технологии получить серьезное развитие во многих сферах нашей жизни.

Литература

1. The Internet of Things, ITU Internet Reports, 2005.
2. L. Atzori, A. Iera, G. Morabito, The Internet of Things: a survey, *Comput. Netw.* 54 (15) (2010) 2787–2805.
3. Algorithms and Protocols for Wireless and Mobile ad hoc Networks, Azzedine Boukerche, 2009.
4. Романов С.В., Прозоров Д.Е. метод обработки широковещательного трафика MANET // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2013. Т. 7. № 4. С. 32-34.

ОБЗОР ОСОБЕННОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА ДЛЯ ТВЧ

Петлина Е.Е.,
 МТУСИ, студентка группы МРТ1301
 Балобанов А.В.,
 к.т.н., доцент, МТУСИ

Телевизионное изображение является функцией пространственных координат, времени и цветового направления. Осуществляется дискретизация телевизионного изображения в пространстве по горизонтали и вертикали, во времени с частотой кадров, а также по цветовому направлению. Преобразование развертки в большинстве случаев заключается в изменении параметров дискретизации во времени, изменении частоты кадров и полей, а по вертикальной координате, изменение числа строк, и так же по горизонтали, изменение числа отсчетов – частота дискретизации. С помощью цифровой техники возможно выполнение различных видов преобразования развертки [1-3].

Главным для повышения качества изображения имеет повышение частоты развертки и преобразование чересстрочной развертки в построчную. В цифровом телевидении проблема особенно актуальна при сокращении пространственной избыточности телевизионных изображений. Если восстановление частоты кадров в приемном устройстве не вызывает сложностей, то при сложении двух полей для формирования единого сигнала кадра появляются заметные искажения движущихся объектов в пространстве кадра, которые, не всегда устранимы. Необходимость осуществления такого преобразования связана с повышением эффективности устранения избыточности ТВ сообщений [4].

Существует множество способов преобразования чересстрочного разложения в построчное, но ни один из них не решает названную проблему. По этой причине в стандарте сжатия цифровых потоков MPEG-2 и MPEG-4 для движущихся объектов используется полевое кодирование. Поэтому вопросы эффективного преобразования параметров разверток являются актуальными для современных систем цифрового ТВ. В связи с этим сравним результаты, полученные, в области преобразования чересстрочного раstra в построчный, специалистами разных стран. Выявим их достоинства и недостатки по устранению искажений, которые возникают в результате сложения двух полукадров чересстрочного разложения телевизионных изображений [5].

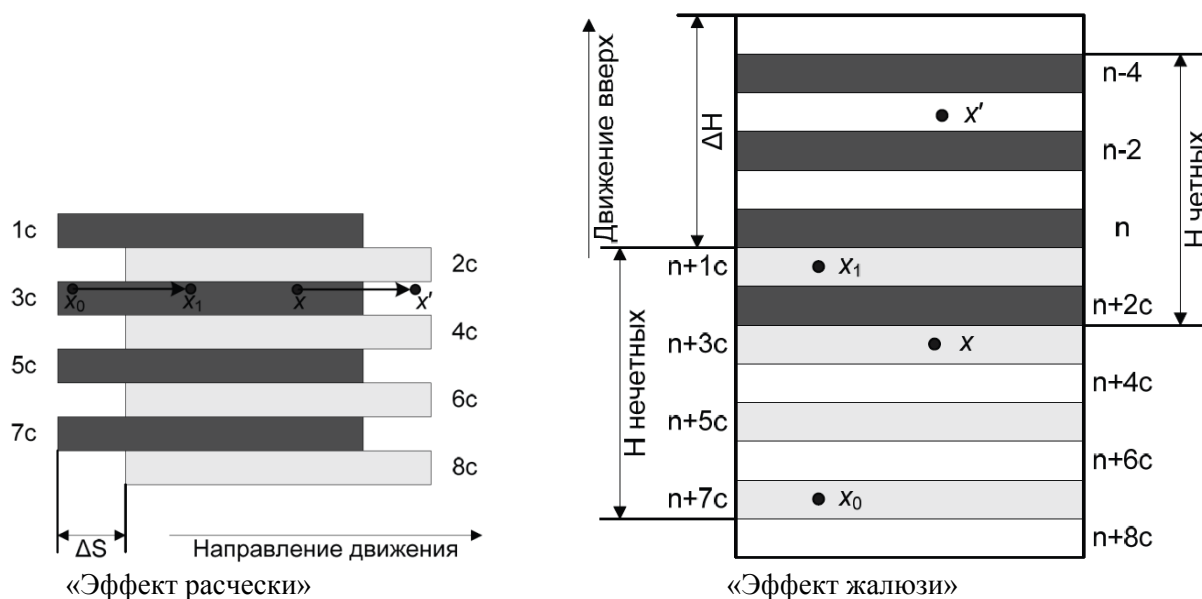


Рис. 1. Искажения изображения движущихся объектов при объединении четного и нечетного полей

В настоящее время недостатком используемого в устройствах преобразования чересстрочного раstra в построчный являются специфические искажения [6]. Такие искажения в технической литературе как правило называют как эффекты «гребенчатости», «жалюзи» и различные, по отношению к указанным, промежуточные варианты пространственно-временных искажений, характерных для телевизионных изображений объектов, перемещающихся с относительно большой скоростью в разных направлениях в пределах контролируемого пространства. Искажения появляются в данном случае с пространственно-временными изменениями сигналов изображений перемещающегося объекта в структуре строк смежных полукадров текущего телевизионного сигнала и с последовательным их отображением изображениями чётных и нечётных полукадров с уменьшенным вдвое числом строк в пространстве чересстрочного раstra. Рассмотренные искажения в большой степени проявляются на изображениях границ движущихся объектов, ортогональных направлению движения, и отражаются уменьшениями степени сжатия спектра сигналов изображений, чёткости и качества воспроизведения изображений указанных границ.

Существуют различные варианты преобразования чересстрочной развертки в построчную, но существенно устранить искажения, вызванные влиянием чересстрочной развёртки, не удастся.

На кафедре ТВ разработан метод преобразования чересстрочной развертки в построчную. В разработанном методе каждое ТВ изображения анализируется попиксельно [7]. В случае, если движение отсутствует, то пиксель восстанавливается в межкадровом направлении методом усреднения. Если движение детектируется, то восстановление пикселя происходит во внутрикадровом направлении.

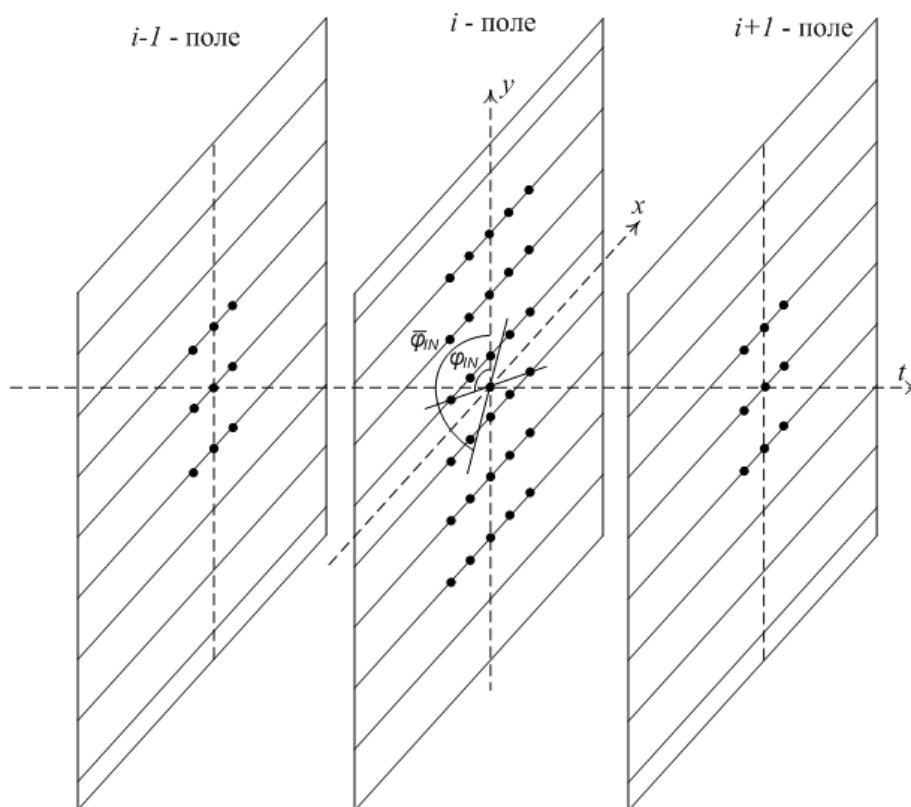


Рис. 2. Пространственно-временная структура отсчётов сигнала телевизионных изображений при чересстрочной развертке

Заключение

1. Когда происходит запоминание сигналов двух полей, для формирования единого сигнала телевизионного кадра из-за чересстрочной развёртки появляются заметные искажения границ перемещающихся, в пределах контролируемой сцены и, следовательно, внутрикадрового пространства, объектов в направлении, ортогональном направлению их движения. Такие искажения обусловлены представлением указанных границ в сигнале полного кадра только чётными или нечетными строками раstra.

2. При чересстрочной развёртке искажения границ движущегося объекта существенного обогащают пространственный спектр сигнала телевизионного кадра в участках изображения. При реализации на основе ДКП цифрового сжатия спектра телевизионного сигнала и интегрального преобразования его составляющих последнее отражается значительным ухудшением качества воспроизведения границ, ортогональных направлению движению контролируемых объектов.

3. Недостатком метода преобразования телевизионного сигнала с селекцией сигнала временных изменений в пределах границ движущихся объектов с последующим его подавлением в пределах чётных или нечётных полей является снижение эффективности действия данного метода при наличии в исходной структуре сигналов изображений движущихся объектов составляющих относительно низкого уровня. Для компенсации этого приходится существенно снижать задаваемое пороговое значение при формировании сигнала управления, чему препятствует нежелательное проникновение в структуру последнего и шумовых составляющих, присутствующих в исходном сигнале ТВ изображений.

4. Метод преобразования чересстрочного раstra в построчный с межстрочной интерполяцией пикселей отсутствующих строк в участках изображений, отражающих пространственную структуру подвижных объектов, не обеспечивает чёткости воспроизведения горизонтальных границ в пространственной структуре преобразованных телевизионных изображений.

5. При реставрации пространственной чёткости ТВ изображений целесообразно осуществлять дифференциально-логическую, дифференциально-интегральную относительную обработку с разделением сигналов изображений на составляющие и с адаптивной перестройкой характеристик их интегральных преобразований в зависимости от специфики исходного телевизионного сигнала.

Литература

1. *Sreekanth S., Ravi G. Shankar Reddy, D.Lalitha Kumari.* A Survey on Deinterlacing Algorithms // International Journal of Advances in Science and Technology, Vol. 2, No.5, 2011 pp. 8-18.

2. *Безруков В.Н., Власюк И.В., Балобанов А.В.* Способ преобразования сигнала телевизионного изображения и устройство для его осуществления // Заявка № 2010119484/07(027690), дата подачи заявки 14.05.2010. Решение о выдаче патента на изобретение от 25.01.2012.

3. Патент 2257684 Российская федерация, МПК 7 H04N 7/01. Схема преобразования развёртки / Мацунага Сеидзи, Онодера Дзикада, Икеда Макото; заявитель и патентообладатель Фудзитсу дженерал лимитед. - 2002123061/09; заявлено 22.09.2000; опубл. 27.07.2005, Бюл. 21. - 32 с.; ил.

4. *Безруков В.Н.* Ограничения спектра видеoinформационных сигналов в системах телевидения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 17-20.

5. *Безруков В.Н.* Анализ характеристик формирования составляющих сигналов изображений цветного и спектрального телевидения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 5. С. 29-32.

6. *Безруков В.Н.* Ограничения спектра видеoinформационных сигналов в системах телевидения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 17-20.

7. *Коржихин Е.О., Власюк И.В.* Методы снижения пик-фактора в системах наземного цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2 // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9. С. 83-86.

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА В СИСТЕМЕ DVB-T2

Селимов Р.С.,
МТУСИ, студент группы МРТ1301
Балобанов А.В.,
к.т.н., доцент, МТУСИ

Как мы все знаем, в России вещание цифрового наземного телевидения началось в 2010 г. и велось оно в системе *DVB-T*, но спустя два года, было принято решение о переходе на второе поколение этой системы – *DVB-T2* [1]. Технические причины такого решения будут описаны в данной статье.

Основным аргументом стало увеличение емкости сети, это было достигнуто благодаря следующим изменениям:

- новые методы кодирования
- добавлена первичная модуляция 256-QAM
- добавлены варианты длин защитных интервалов
- изменено расположение и количество пилот-сигналов
- введен поворот сигнального созвездия
- добавлены режимы 1к, 4к, 16к, 32к, а так же расширенные режимы

Изначально система *DVB-T* предназначалась для передачи транспортного потока *MPEG-TS*, но в *DVB-T2* представлена возможность передачи любых иных транспортных потоков, для этого введена предварительная обработка входного транспортного потока. Входной поток заключается в канал физического уровня *PLP (Physical Layer Pipe)*, каждый из потоков может иметь один из следующих форматов:

- транспортный поток (*Transport Stream, TS*)
- обобщенный инкапсулированный поток (*Generic Encapsulated Stream, GSE*)
- обобщенный непрерывный поток (*Generic Continuous Stream, GCS*)
- обобщенный поток с фиксированной длиной пакета (*Generic Fixed-Length Packetized Stream, GFPS*), эта форма сохраняется для совместимости с *DVB-S2*, но предполагается, что вместо неё будет использоваться *GSE*.

В системе *DVB-T* применяется свёрточный код и код Рида-Соломона, в то время как в *DVB-T2* – *LDPC* (код с малой плотностью проверок на чётность) кодирование совместно с БЧХ. Длина кадра составляет 64800 бит, до половины из которых составляют контрольные биты помехозащитных кодов.

ВВ-кадр проходит через блок прямой коррекции ошибок (*Forward Error Correction, FEC*), где наполняется избыточными битами путём внешнего БЧХ кодирования и внутреннего *LDPC* кодирования (формат кадра до перемежения показан на рисунке 1), после чего следует битовое перемежение.

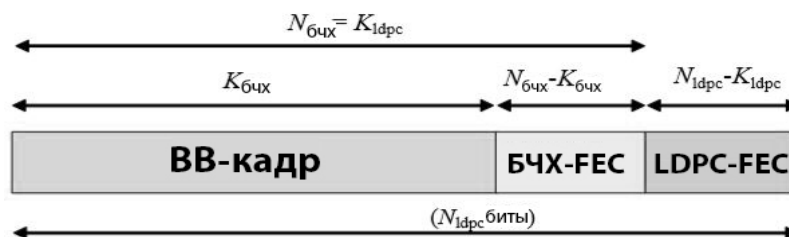


Рис. 1. Формат кадра до перемежения

Полная длина нормального *FEC*-кадра с наложенным помехозащитным кодированием 64800 бит, короткого *FEC*-кадра – 16200 бит. Длины блоков после кодирования (для нормального *FEC*-кадра) приведены в таблице 1.

Таблица 1

Длины блоков после кодирования (для нормального *FEC*-кадра)

<i>LDPC</i> код	Не кодированный блок	Блок, кодированный БЧХ кодом	Блок, кодированный <i>LDPC</i> кодом
1/2	32208	32400	64800
3/5	38688	38880	64800
2/3	43040	43200	64800
3/4	48408	48600	64800
4/5	51648	51840	64800
5/6	53840	54000	64800

Код БЧХ способен исправить 10 ошибок для случаев 2/3 и 5/6 (добавляется 160 проверочных бит БЧХ кода) и 12 ошибок для остальных случаев (добавляется 192 проверочных бита).

Для увеличения пропускной способности канала, кроме введения режима модуляции 256-*QAM*, также добавлены новые значения защитных интервалов: 1/128, 19/128, 19/256.

В системах с *OFDM*-модуляцией, как известно, используются распределенные пилот-сигналы. В *DVB-T* каждый двенадцатый модулированный элемент *OFDM*-символа является пилот-сигналом, они занимают в общей сложности 8% в общем объеме данных. Эта пропорция используется при любых вариантах защитных интервалов в системе *DVB-T*. Однако для меньших защитных интервалов добавка пилот-сигналов в количестве 8% оказывается избыточной. В отличие от этого в системе *DVB-T2* количество пилот-сигналов может варьироваться и составлять 1, 2, 4 и 8% от общего объема данных. В *DVB-T2* варианты размещения пилот-сигналов внутри *OFDM*-символа динамически выбираются в зависимости от текущего состояния канала, что позволяет оптимизировать их количество

В *DVB-T2* используется так же вращение сигнального созвездия. Поворот сигнального созвездия дает выигрыш в отношении сигнал/шум до 5 дБ. Пример поворота сигнального созвездия для 16-*QAM* приведен на рисунке 2. Углы поворота созвездия приведены в таблице 2.

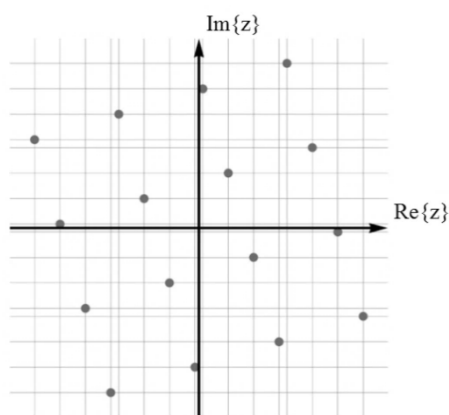


Рис. 2. Сигнальное созвездие 16-*QAM*.

Таблица 2

Углы поворота сигнального созвездия.

Модуляция	<i>QPSK</i>	16- <i>QAM</i>	64- <i>QAM</i>	256- <i>QAM</i>
Угол (градусы)	29.0	16.8	8.6	3.6

Суть поворота сигнального созвездия заключается в том, что проекции точек созвездия на синфазную и квадратурную оси не совпадают и, имея одну из координат, можно вычислить другую. Наряду с поворотом сигнального созвездия имеется возможность борьбы с пик-фактором путем вве-

дения резервных пилот-тонов. С их помощью, там где это необходимо, появляется возможность изменения формы передаваемого сигнала путем перераспределения задействованных в формировании символа активных поднесущих. Режим введения резервных пилот-тонов, так же как и вращения сигнального созвездия не является обязательным при вещании.

В стандарте также описано псевдослучайное перемежение ячеек *FEC*-кадра, которое позволяет избежать коррелированных ошибок, но не менее важным является временное перемежение: *FEC*-блоки из перемежителя ячеек группируются в кадры перемежения, каждый кадр перемежения содержит динамически изменяемое число *FEC*-блоков (не более 1023). Возможно три варианта размещения блоков перемежения:

каждый *TI*-блок (блок перемежения, *Time Interleaving*) помещается в кадр перемежения, который в свою очередь помещается в *T2*-кадр (*T2-frame*);

каждый *TI*-блок помещается в кадр перемежения, который занимает два или более *T2*-кадра;

несколько *TI*-блоков помещаются в один кадр перемежения, который занимает один *T2*-кадр.

Одной из важнейших особенностей, отличающих систему *DVB-T2* от предыдущего поколения – *DVB-T* является увеличение числа поднесущих, добавлены режимы 1К, 4К, 16К, 32К [4]. Наибольший интерес представляет режим 32К (27841 поднесущих), ведь при увеличении числа поднесущих – можно увеличивать длительность передающихся символов, что позволяет увеличивать длину защитных интервалов, что в свою очередь защищает от отраженных лучей и, благодаря этому, можно увеличивать расстояние между передатчиками. Так, для сравнения, в *DVB-T* максимальная длина суперкадра в режиме 8К – 0.896мс, а в *DVB-T2*, в режиме 32К – 3.584мс. Введен расширенный режим, для 8К, 16К, 32К поднесущих. Расширенный режим используется в случаях, когда нет строгих требований по совместимости со станциями в соседнем канале, добавляют дополнительные несущие по краям спектра так, что они находятся внутри маски, но спад спектра более крутой [3]. Такое расширение спектра позволяет увеличить емкость канала на 1-2%. На рисунке 3 показана детализация теоретического спектра *DVB-T2* для длительного защитного интервала 1/8 (для 8 МГц каналов).

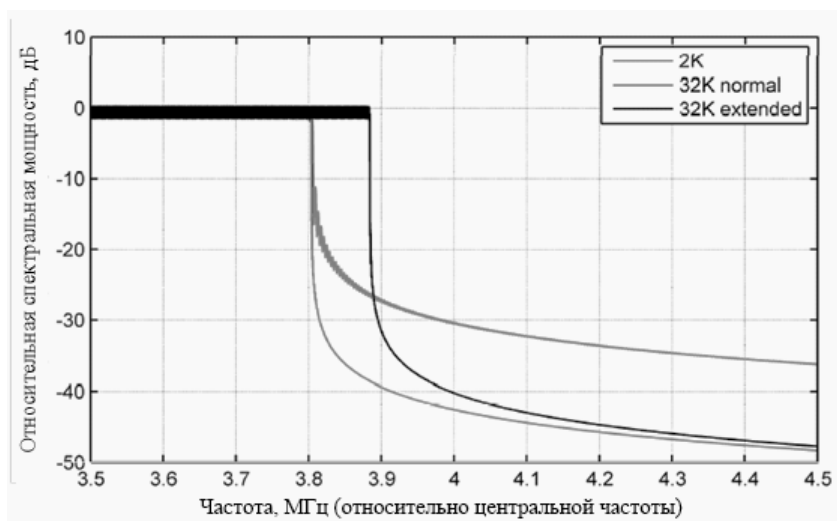


Рис. 3. Детализация теоретического спектра *DVB-T2* для длительности защитного интервала 1/8 (для 8 МГц каналов)

Литература

1. ETSI EN 302 755 V1.4.1 02.2015. Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)
2. Серов. А. DVB-T2 – цифровое телевидение второго поколения. Научно-технический журнал. Июль 2009.
3. Коржихин Е.О., Власюк И.В. Методы снижения пик-фактора в системах наземного цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2 // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9. С. 83-86.
4. Стрюк Я.Г. Стандарт цифрового телевидения DVB-T2 // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9. С. 133-135.

OTT ТЕЛЕВИДЕНИЕ КАК РАЗВИТИЕ ИНТЕРНЕТ ВЕЩАНИЯ

Топильский С.А.,
МТУСИ, студент группы БРВ1101
Власюк И.В.,
к.т.н., доцент, МТУСИ

В современном мире активно развиваются различные способы доставки контента, но явно лидирующую роль занимает доставка через интернет. Технология *OTT* (*Over – the –top – «через голову»*) позволяет создать не просто архив, с которого можно скачать или посмотреть видео, а полноценную телевизионную вещательную сеть. При этом не только не теряя в качестве доставляемого контента, но и расширяя список возможных абонентов, ведь теперь любая точка мира, где есть интернет это потенциальный пользователь этой технологии. При этом в отличие от схожей по способу доставки контента технологии *IPTV* не требуется прямой контакт с оператором [1].

Преимущества технологии

Главным преимуществом технологии является возможность транскодирования контента в различные форматы, что позволяет просматривать видеоконтент не только на специальных приставках или компьютерах, но и на мобильных телефонах, игровых консолях и других устройствах.

При этом за счет транскодирования создается возможность адаптировать вещание под скорость абонента, т.е. пользователь получит контент практически в любой ситуации в режиме реального времени. Таким образом не будет создаваться пауз при просмотре, когда загруженная часть видео уже просмотрена, а дальше буфер еще не загрузился.

Также явным преимуществом является возможность предоставления зашифрованных каналов с возможностью записывать отдельные передачи на абонентском устройстве или просмотр видеоконтента по запросу в реальном времени.

Все эти преимущества главным образом позволяют расширить аудиторию и позволяют производителям контента не зависеть от операторов связи. А учитывая потенциальную возможность заработка на рекламе, существует возможность предоставлять контент потребителю бесплатно и за счет этого привлекать большое количество абонентов.

Недостатки OTT

Несмотря на весьма существенные преимущества данная технология не лишена и проблем. Главной из них является сама среда передачи – интернет. Ведь он по существу является «неуправляемой» средой доставки, в которой у каждого пользователя может быть разная ширина полосы, которая к тому же может меняться в зависимости от различных факторов. Поэтому для вещания основного потока видео иногда характерны паузы для «добуфферизации», для устранения чего требуется усложнять кодирующее устройство. В основе борьбы с этим недостатком лежит построение кодеров по принципу масштабируемости, т.е. на выходе кодирующего устройства получается не один видеопоток с лучшим качеством, а несколько с разными параметрами, каждый из которых подходит для определенной полосы пропускания. К тому же учитывая пуск и неторопливое, но развитие сетей *LTE*, то вполне возможно, что в относительно недалеком будущем исчезнет или же снизится проблема низких скоростей в сетях мобильного интернета.

Также недостатком является то, что для передачи данных используется *HTTP* протокол, независимо от того, какой контент и на каком абонентском устройстве воспроизводится. Следовательно, комплекс вещания *OTT* и сама технология должны быть адаптированы под различные типы абонентских устройств для того, чтобы не терять в качестве вещания и снизить вероятность пауз при воспроизведении на устройстве пользователя.

Принцип построения комплекса вещания OTT

Сама по себе схема головной станции не ушла далеко от схемы *IP*-телевидения, во многом поменялась лишь программная часть и лишь немного элементная [2].

Сначала мы формируем и определяем тот пакет каналов, которые затем будут доступны в нашей сети. Затем определяемся с источником из которого будут набираться эти каналы: спутниковые или эфирные системы вещания, IP или кабельные вещательные сети. Затем определяемся с тем количеством приемных устройств, которые потребуются нам для приема и обработки всех заданных каналов, после чего ремультимплексируем их и формируем требуемый пакет вещания. Полученный поток мы пропускаем через специализированный адаптивный кодер, который формирует из входного потока несколько разных по качеству выходных. Эти потоки затем разделяются на небольшие пакеты по несколько секунд, откуда поступают в сервер вещания по *http*. Откуда затем пользовательское устройство и запрашивает нужный ему видеоконтент. При необходимости возможна установка системы защиты контента, услуги видео по запросу и других аналогичных вещей.

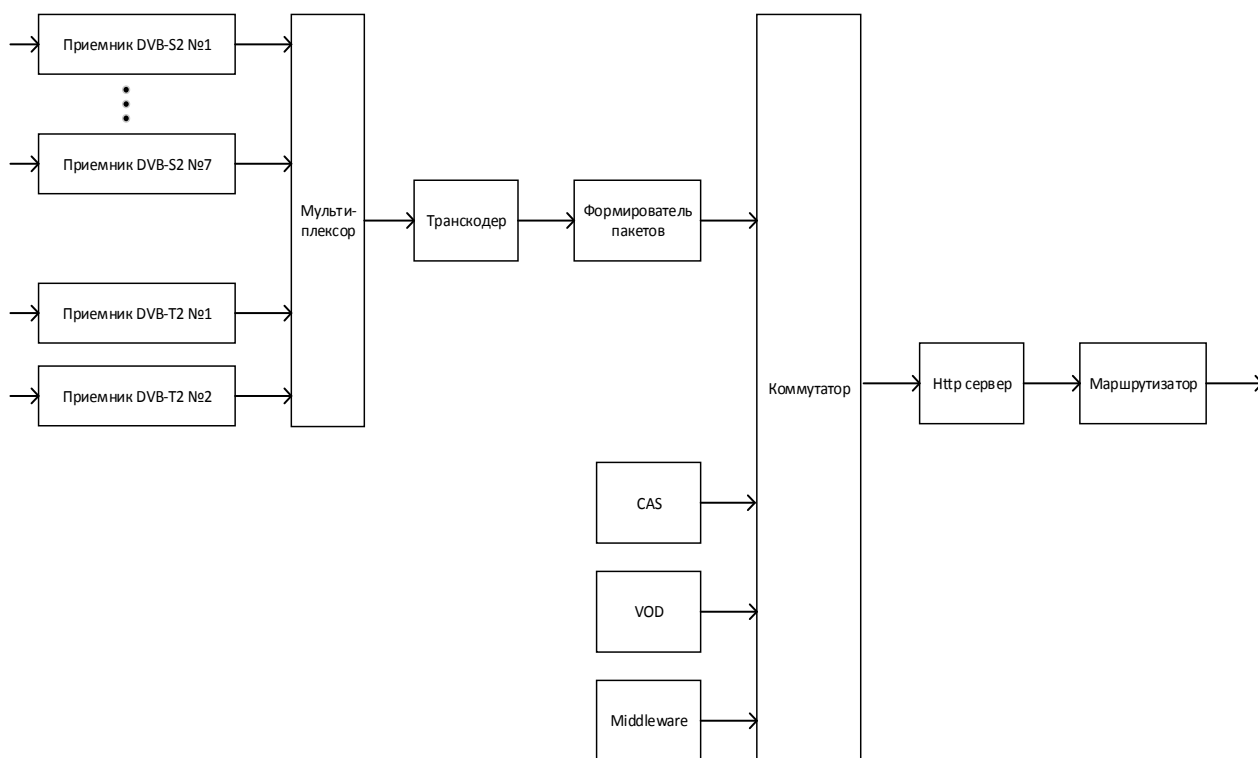


Рис. 1. Пример схемы формирования сигнала в OTT комплексе вещания

Для формирования пакетов и последующего способа вещания и воспроизведения этих пакетов в нужной последовательности и при этом с сохранением возможности адаптивного вещания существуют несколько крупных протоколов.

Первый и наиболее популярный сейчас это протокол от компании *Apple* под названием *Apple Http live streaming (HLS)*. Преимуществом данного протокола является то, что в основе него лежат уже давно распространенные кодеки и не сильные требования к абонентским устройствам. Недостатками же являются отсутствие встроенной поддержки в браузерах, невозможность управления битрейтом потока на стороне вещателя, что не позволяет настраивать качество видео под определенный контент. И наконец нет возможности передавать больше одной аудио дорожки в потоке, что усложняет мультязычное вещание.

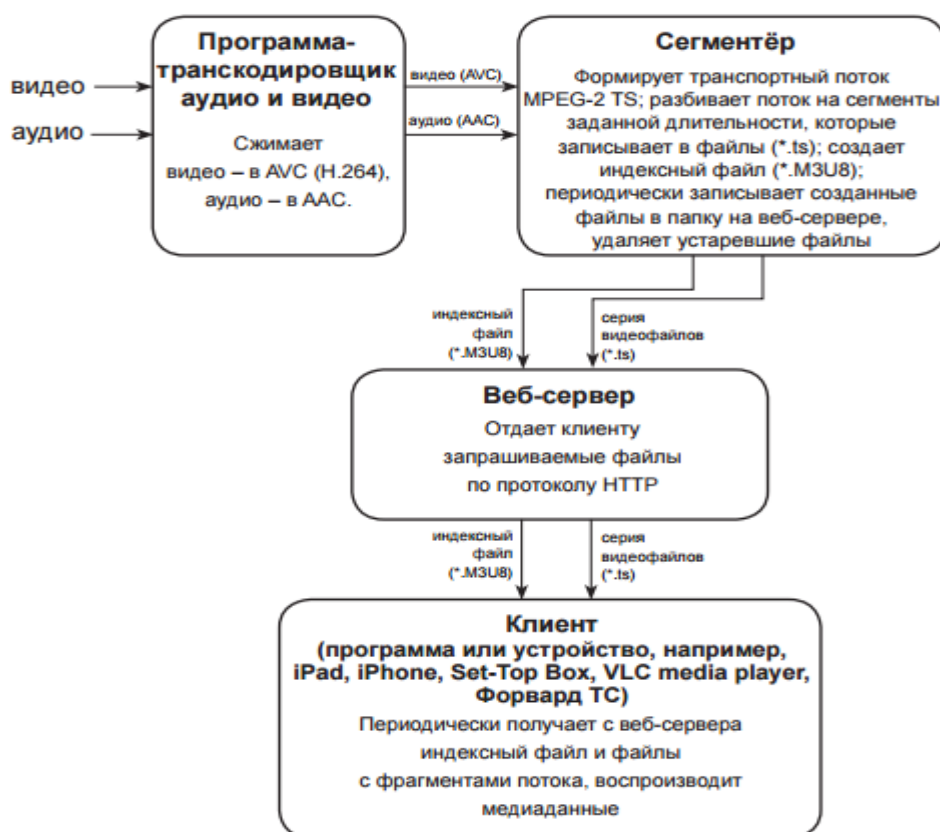


Рис. 2. Схема передачи данных *Apple HLS*

Существуют также протоколы вещания от компаний *Microsoft* и *Adobe*, которые в целом повторяют и в некоторых особенностях превосходят решение от *Apple*, но при этом они полностью завязаны на программном обеспечении этих компаний *Silverlight* и *Flash Player* соответственно. И хотя это не является большим недостатком, но привязка к программному обеспечению и необходимые лицензионные отчисления снижают привлекательность этих протоколов.

Одновременно с решениями от ведущих *IT* компаний также развивается международный стандарт *MPEG DASH (Dynamic Adaptive Streaming over HTTP)*. В основе этого протокола лежит решение от *Apple*, но при этом этот стандарт наиболее активно развивающийся в данный момент и за счет активного продвижения в будущем может стать стандартом в области телекоммуникаций. К тому же для данного протокола есть весьма привлекательная с точки зрения абонента система *DRM* с философией «Купил однажды, воспроизводи на любом устройстве», что удобно пользователям пользующимся оборудованием от нескольких различных производителей.

Подводя итог можно сказать, что сейчас технология активно развивается и уже сейчас существуют готовые решения для вещателей, позволяющих создать свою небольшую вещательную сеть с нуля. К тому же, несмотря на то, что технология призвана расширить возможности вещания в интернете, не прибегая к услугам провайдеров, они сами также плавно начинают запускать свои собственные сервисы *OTT* телевидения.

Главной же проблемой в условиях активного роста зрителей будет то, что существующие сети могут просто не выдержать множества одновременно смотрящих контент в высоком качестве пользователей, но с учетом развития новых технологий передачи данных возможно и эта проблема будет решена в обозримом будущем.

Литература

1. http://www.netris.ru/downloads/articles/mobile_ott.pdf. Дата обращения: 20.04.2015 16:35
2. Деарт В.Ю., Кожухов И.С., Милицин Ю.А., Пилюгин А.В. Анализ экспериментальных данных по субъективной оценке качества восприятия QOE при передаче видео контента по OTT // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 8. С. 37-42.

ОБЪЕКТИВНАЯ ЭКСПРЕСС ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ЗВУКОВОГО ВЕЩАТЕЛЬНОГО СИГНАЛА

*Гуреев В.С.
МТУСИ, студент группы БРВ1101
Попов О.Б.,
к.т.н., профессор*

Объективная экспресс оценка качества передачи звукового вещательного сигнала. Согласно существующей методике измерений для формирования параметров объективной оценки канал выводится из эксплуатации на время измерений, 4-6 часов. Обходится это для канала Москва – Владивосток или Хабаровск, в несколько сотен тысяч рублей. Кроме того, согласно методике, на время измерений должны быть отключены все устройства дополнительной обработки на всей трассе, компрессоры, шумоподавители, эквалайзеры, аудиопроцессоры и т.д., которые эксплуатационные службы иногда забывают включить. Естественно, что регламентные измерения проводятся как можно реже и не всегда в полном объеме [1].

Целью данной работы является выработка рекомендаций и разработка устройства для формирования объективной оценки параметров качества передачи без вывода канала из эксплуатации с использованием в качестве тестового сигнала гимнов различных стран. Так как гимн имеет глубокий музыкальный смысл и в столь краткое время может представить в аранжировке характер своей нации, то становится понятно, что оптимальная обработка для гимна подойдет так же и для вещания программ в данной стране. Страны Латинской Америки, например, тяготеют больше к оперным формам, в то время как многие страны используют аранжировку просто при помощи фанфар.

Актуальность данного проекта может быть подтверждена следующими факторами. На современном этапе развития радиовещание перешло от централизованной системы к многопрограммности. Каждая программа направлена на определенную группу слушателей. Поскольку основной закон рынка «спрос рождает предложение» действует и в области связи, программы по своему составу порой значительно отличаются друг от друга. Как по составу музыкальных композиций, принадлежащих тем или иным жанрам, так и по предназначению (развлекательные, спортивные, обучающие, политические, экономические, новостные и др.) [2].

Для разных стран, а тем более для разных континентов, требования к сигналу звукового вещания будут разными. Исследование СЗВ направлено на выявление отличий существующих программ, которые диктуют разнообразные требования к каналу передачи и способу обработки сигнала. Следует отметить, что европейские программы ЗВ заметно отличаются и от восточных, и от стран других континентов. Это объясняется разницей в культурном наследии, в историческом развитии.

Ранее исследовались вещательные сигналы только на русском языке, в то время как вещание ведётся на разных языках. Для каждой этнической группы свойственен свой ритм (плавность) речи, музыке – свой строй. При выработке рекомендаций по улучшению качества передачи программ особое внимание уделялось именно этим фактам.

Итак, по определению А. Моля [3] ВС можно разделить на две составляющие: смысловую (семантическую) и эмоциональную (эстетическую). Именно эмоциональная составляющая ВС влияет на качественную оценку слушателя. А. Модем предлагаются следующие их определения:

▶ смысловая информация – это логическая информация, связанная со структурой сообщения, поддающаяся точной формулировке, переводимая, вызывающая определенные действия, например, мужская речь;

▶ эмоциональная – информация непереводаемая, вызывающая определенные состояния, например, музыка.

Вместе эти два вида информации складываются в сообщение.

Если для речевого сигнала смысловая информативность, в основном, определяется разборчивостью, то для музыкального – возможностью определить мелодию, фактуру и состав оркестра (исполнителей).

Путем введения искажений вплоть до разрушения сообщения было показано, что смысловая информация связана с модуляцией длительности, с тонким восприятием ритма и передается в основном огибающей спектра ВС. Эстетическая информация передается тембром, динамикой, акцентированием-ем распределения элементов, образующих символ, перепадом уровней, то есть огибающей уровня сигнала.

Обзор методов оценки качества звукового сигнала.

Современная акустическая метрология, при всей совершенности и многогранности современных методов измерений, по-прежнему не может дать абсолютно точную оценку качества звучания. Связано это с отсутствием четкой корреляцией между объективными параметрами звукового тракта (измеряемыми инструментально) и субъективным восприятием (на слух) звукового сигнала. Например, объективные характеристики (полоса эффективно воспроизводимых частот, линейность АЧХ, уровень нелинейных искажений) практически всех проигрывателей компакт-дисков весьма высоки, однако на слух разница в звучании устройств разной ценовой категории весьма значительна [4]. Существует три основных направления развития методов оценки качества звуковых сигналов: субъективное, объективное и психофизическое. Каждое из этих направлений имеет свои достоинства и недостатки.

Выбор информативных параметров сигнала.

В данном подразделе ставится задача выделить ряд наиболее информативных параметров вещательного сигнала.

На основе результатов длительных исследований, проводимых на кафедре РВиЭА МТУСИ, удалось выделить три группы наиболее информативных параметров, позволяющих формализовать объективную оценку звукового вещательного сигнала, совместив ее результаты с результатами субъективно-статистических измерений. Эти группы:

- группа энергетических параметров;
- группа параметров формы;
- группа спектральных параметров.

Использование статистических распределений этих параметров позволяет осуществить формирование интегральной объективной оценки качества передачи по субъективным критериям.

Формирование и доведение программ до слушателей.

Формирование и доведение программ до слушателей осуществляется с помощью специального комплекса технических средств, образующих электрический канал звукового вещания (ЭКЗВ) [5]. По ЭКЗВ сигналы звукового вещания передаются с выхода микрофона до антенны передатчика или абонентской розетки тракта проводного вещания. Структурная схема канала вещания приведена на рис. 1.

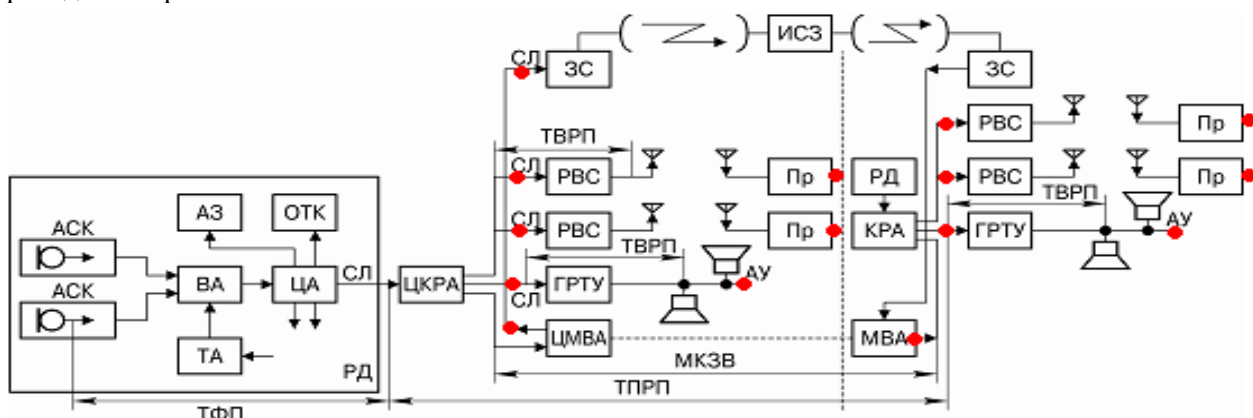


Рис. 1. Структурная схема канала вещания

Вещательный сигнал, сформированный в радиодоме (РД) с использованием аппаратно-студийных комплексов (АСК), трансляционной аппаратуры (ТА), аппаратной записи (АЗ) с выхода центральной аппаратуры (ЦА) радиодома подается на вход центральной коммутационно-распределительной аппаратуры (ЦКРА), которая осуществляет распределение программ через соединительные

линии (СЛ) на входы местных трактов вторичного распределения (РВС - радиовещательных станций, ГРТУ - главного радиотрансляционного узла).

С выхода ЦКРА сигнал может быть подан на тракты его первичного распределения по стране – центральную междугородную вещательную аппаратную (ЦМВА) или междугородную вещательную аппаратную МВА. Используются для передачи вещательных трактов и спутниковые каналы, включающие земные станции (ЗС) и искусственные спутники земли (ИСЗ). Рано или поздно сигнал добирается до слушателя имеющего абонентские устройства (АУ) или приемники (ПР).

Канал вещания состоит из трех трактов, с различными качественными параметрами:

- ▶ тракта формирования программ, от микрофона до выхода центральной аппаратной (ЦА);
- ▶ тракта первичного распределения, от выхода ЦА до выхода соединительной линии от коммутационно-распределительной аппаратной (КРА);
- ▶ тракта вторичного распределения, от выхода соединительной линии до входа модулятора передатчика, или абонентской розетки проводного вещания.

Как мы видим, ГОСТом предусмотрено, что за качество программы у слушателя ответственности никто не несет. Еще недавно ГОСТы составляли представители заинтересованных организаций, а не комитеты защиты прав потребителей. Приведем рекомендации по использованию разработанного метода:

- ▶ в качестве индикатора величины искажения целесообразно использовать $ОСМ_c$.
- ▶ если при изменении $ОСМ_c$ интегральное отклонение лежит в интервале 0.5-0.7, то целесообразно проводить полный анализ тракта в соответствии с разработанным МКСО;
- ▶ в связи с высокой вероятностью изменений параметров обработки аудиопроцессором, рекомендуется проводить непрерывный контроль параметров обработки с использованием устройств, основанных на алгоритме МКСО.

Параметры формы вещательного сигнала.

При оценивании внесенных в сигнал изменений следует учитывать отсутствие соответствия между формой исходного и принятого сигнала, не воспринимаемое как искажение [6]. Поэтому в качестве критерия оценки целесообразно использовать огибающую сигнала.

Определенные трудности вызывает формализация и единообразие синтеза огибающей широкополосного звукового сигнала, с помощью которой, собственно, и оценивается большинство параметров, характеризующих результаты регулирования сигнала вещания. Наиболее приемлемым представляется использование строгого математического определения аналитической огибающей сигнала, сформированной с использованием колебания, сопряженного с исходным по Гильберту.

По мнению Ю.М. Ишуткина, наиболее глубокого исследователя теории модуляционного анализа у нас в стране, кривую, которую в обиходе называют огибающей звукового сигнала, не вскрывая математической связи между ней и самим сигналом, можно описать функцией Стеклова от гильбертовской огибающей: сглаживание огибающей фильтром нижних частот при ширине временного окна около 10 мс обеспечивает приемлемые результаты формирования огибающей, по форме которой можно оценить характер переходных процессов в акустических сигналах, соответствующих атаке или затуханию звука. Искажение атаки в звуковом тракте ведет к неправильной передаче тембра, а к изменениям параметров затухания уха малочувствительно.

Рассматриваются такие параметры формы, как крутизна интервалов нарастания и спада огибающей сигнала. Речь идет об атаках сигнала, которые несут огромную часть информации о тембре, четкости, прозрачности, и спадах, определяющих акустическую атмосферу первичного помещения и прозрачность. Крутизна – отношение разности максимального и минимального уровней квантования на интервале нарастания (спада) огибающей к длительности нарастания (спада) огибающей. Это хорошие параметры для оценки любых изменений в сигнале.

Литература

1. *Бабуров П.В., Попов О.Б., Рихтер С.Г.* Анализ известного метода объективного контроля качества звуковых вещательных сигналов // МФИ-2006. Труды конференции "Телекоммуникационные и вычислительные системы". – М: МТУСИ, 2006.

2. *Попов О.Б., Рихтер С.Г., Ставиская Р.М.* О методике оценки качества передачи вещательного сигнала при проведении опытного радиовещания в формате DRM // МФИ-2006. Труды конференции "Телекоммуникационные и вычислительные системы". – М: МТУСИ, 2006.

3. *А. Моль*. Теория информации и эстетическое восприятие. М.: Мир, 1966.
4. *Венедиктов М.Д., Попов О.Б.* Особенности регулирования сигналов в трактах звукового вещания // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 44-45.
5. *Абрамов В.А., Венедиктов М.Д., Попов О.Б., Рихтер С.Г.* Результаты обработки сигналов цифрового радиовещания // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 4-6.
6. *Малов А.В., Попов О.Б., Черников К.В.* Особенности аудиопроекторной обработки сигнала в канале цифрового радиовещания // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 103-105.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СУБПОЛОСНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИГНАЛА ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

*Сидоров А.М.
МТУСИ, студент группы БРВ1101
Попов О.Б.,
к.т.н., профессор, МТУСИ*

Предварительная обработка вещательных сигналов является важнейшим средством повышения качества передачи. На сегодня практически все радиовещательные станции проводят предварительную обработку сигнала перед передачей его в эфир. Особенно актуальным стало её применение в современных условиях интенсивной загрузки радиовещательных диапазонов и активной конкурентной борьбы вещательных организаций за привлечение слушателей.

При передаче сигнала в системах ЗВ производится многократное преобразование уровня, необходимое для выравнивания и стабилизации мощности, а, следовательно, громкости сигналов разных жанров одного уровня в трактах формирования, согласования динамического диапазона сигнала с возможностями канала передачи в трактах первичного распределения, увеличения его мощности в трактах вторичного распределения.

Регулирование уровня вещательного сигнала выполняется звукорежиссером с помощью ручного регулирования уровня вещательного сигнала и с помощью автоматических регуляторов уровня (АРУР). Существующие АРУР создают специфические искажения – помехи срабатывания. Сжатие динамического диапазона снижает содержание эстетической информации, делая звучание вялым, монотонным. Сжатие и расширение динамического диапазона, в традиционных АРУР, всегда сопровождается искажением динамического рисунка произведения, нарушением изменения громкости, что для многих видов передач недопустимо. Считается, что только при передаче речевых программ регулирование может быть полностью автоматическим.

Одним из способов повышения качества сигнала звукового сопровождения ТВ, является раздельное автоматическое регулирование уровня при его "субполосном" представлении, что позволяет избежать взаимной внутрисигнальной модуляции спектральных составляющих сигнала. Введение взаимных временных задержек между полосными сигналами (а именно, небольшой задержкой НЧ относительно СЧ и ВЧ) [1] позволяет повысить эффект «присутствия», увеличить разборчивость и распознаваемость сигнала. Данное явление можно объяснить уменьшением эффекта частотно-временной маскировки периферического слухового анализатора, которая наступает уже через 2 мс. после прихода сигнала. В результате большую часть времени мы слышим не сам сигнал, а реакцию периферического слухового анализатора на начальный участок каждого «звукового объекта» - «атаку». Временной сдвиг позволяет услышать спектральные составляющие звукового объекта маскируемые мощными, как правило низкочастотными, составляющими [4, 5].

При реализации такого алгоритма обработки были выявлены искажения СЗВ, обусловленные несинфазным сложением некоторых спектральных составляющих различных "полосных" сигналов, при расположении частот вблизи границы раздела соседних полос. Ситуацию усложняло то, что такие искажения слышны не всегда (вероятность появления сильно зависит от спектрального состава СЗВ, характера звукоизвлечения и т.д.) и проявляются в виде посторонних тональных призвуков, "позванивания", продолжающихся некоторое время после окончания звукового объекта.

На рис. 1 крупно приведен пример результирующей АЧХ в области перекрытия соседних частотных полос для нескольких значений временных сдвигов. Красным помечена АЧХ при "оптимальной" задержке, обеспечивающей минимально возможную амплитуду пульсаций АЧХ при заданной частоте раздела, форме и крутизне фронтов АЧХ полосовых фильтров.

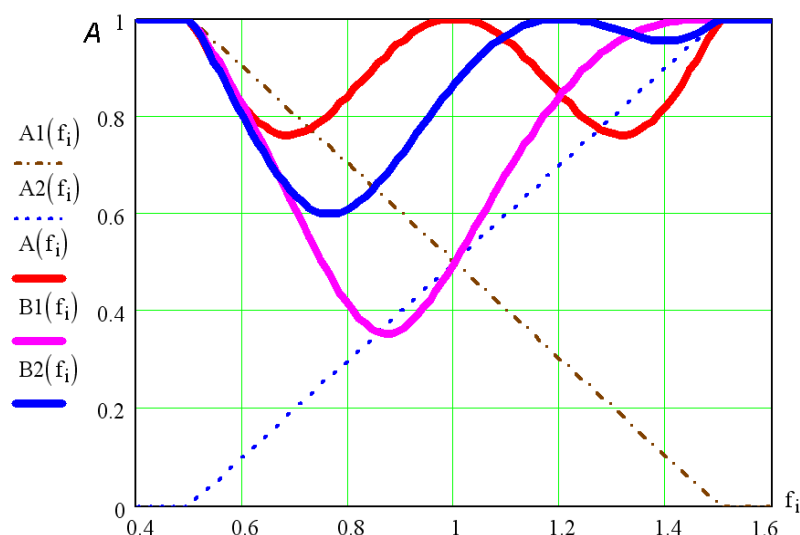


Рис. 1. АЧХ в области перекрытия частотных полос при введении различных временных сдвигов

В результате проведенного моделирования было найдено, что для минимизации амплитудно-частотных искажений результирующей АЧХ необходимо, чтобы величина введенной задержки была в кратных соотношениях с периодом частоты, являющейся граничной в полосе раздела. Отклонения от этого значения приводят к увеличению пульсаций АЧХ.

Были определены оптимальные величины временных сдвигов для сигналов разных жанров. Примеры кривых предпочтительности для трех речевых сигналов и эстрадной музыки в двухполосной системе приведены на рис. 2-3.

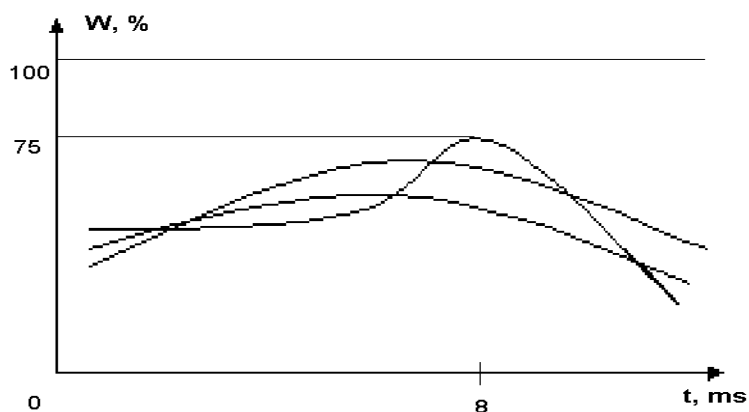


Рис. 2. Зависимость предпочтительности от времени задержки для речевого сигнала

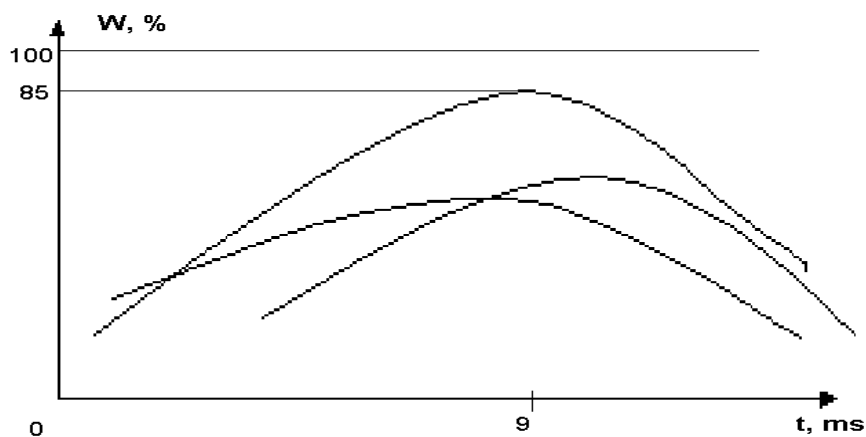


Рис. 3. Зависимость предпочтительности от времени задержки для эстрадной музыки

Проведенное моделирование на сигналах программ различной жанровой направленности показало (по предпочтительности качества звучания по ССИ и результатам оценки эффективности алгоритма), что наилучшими положениями частот раздела полос являются: для 3-х полосной системы – 120-180 Гц и 1200-1600 Гц, а для 2-х полосной – 200-300 Гц. Видно, что наиболее предпочтительной для слушателя является задержка в 8-9 мс.

После нахождения пикового уровня во входной последовательности отсчетов вещательного сигнала (ВС) выполняется сегментация и взвешивание оконной функцией, затем сигнал проходит блок фильтров, где происходит выделение низко- и высокочастотной части спектра ВС, полученные сигналы раздельно проходят дальнейшую обработку. Далее из цифровой последовательности $Z(U)_{ВХ}$ с использованием быстрого преобразования Фурье формируется ортогональный сигнал, с помощью которого выделяется аналитическая огибающая ВС и косинус мгновенной фазы сигнала. Огибающая фильтруется, разделяясь на низко- и высокочастотные составляющие, которые раздельно регулируются под воздействием сигнала управления, после чего огибающую восстанавливают суммированием составляющих и получают выходную цифровую последовательность $Z(U)_{ВЫХ}$ при перемножении восстановленной огибающей с косинусом мгновенной фазы.

Описанные выше преобразования происходят в каждой частотной полосе вещательного сигнала отдельно. Метод реализуется выполнением последовательности следующих операций.

1. Формирование с помощью быстрого преобразования Фурье сигнала $Z(U)_{ВХ}$, ортогонального исходному $\bar{Z}(U)_{ВХ}$ (т.е. сопряженного с ним по Гильберту).

2. Формирование гильбертовской огибающей $S(t)=Z(U)_{ВХ}+\bar{Z}(U)_{ВХ}$ и мгновенной фазы $\varphi(t)=\arctg Z(U)_{ВХ}/\bar{Z}(U)_{ВХ}$ из исходного и ортогонального сигналов.

3. Разделение огибающей на низкочастотную $S_H(t)$ и высокочастотную $S_B(t)$ составляющие.

4. Регулирование составляющей $S_H(t)$ посредством сжимающей, расширяющей или линейной характеристики регулирующего звена, зависящей от полярности и величины сигнала управления.

5. Регулирование составляющей $S_B(t)$ посредством изменения, пропорционального изменению низкочастотной составляющей.

6. Восстановление огибающей путем суммирования низко- и высокочастотных составляющих.

7. Получение выходной цифровой последовательности путем выполнения операции перемножения $Z(U)_{ВЫХ} = S(t) \cdot \cos[\varphi(t)]$.

8. Адаптивное формирование сигнала управления с учетом заданного уровня входного сигнала (задается цифровым пороговым уровнем $\Pi(U)_1$) и заданной величины ОСМ выходного сигнала (задается цифровым пороговым уровнем $\Pi(U)_2$).

На рисунке 4 приведен алгоритм обработки полосового сигнала.

Следует отметить, что разработанный алгоритм обработки ВС практически не подчеркивает "сигнал придыхания" диктора. В первую очередь, это достигается за счет наличия в регуляторе достаточно высокого порога срабатывания и линейного начального участка в адаптивной амплитудной характеристике регулирования, приведенной на рис. 5. В процессе регулирования энергетических характеристик сигнала звукового вещания (СЗВ) производится измерение пикового значения вещательного сигнала и его ОСМ (на длительности от 40 мс для информационного вещания и до 160 мс – для художественного) на входе и выходе алгоритма. При превышении пиковым значением сигнала заданного порога осуществляется оценка ОСМ выходного сигнала и, в случае ее отклонения от заданной величины огибающая умножается на сжимающую или расширяющую амплитудную характеристики, а также на характеристику идеального ограничителя. При этом изменение амплитудной характеристики в указанном интервале времени обеспечивает незаметность процесса регулирования.

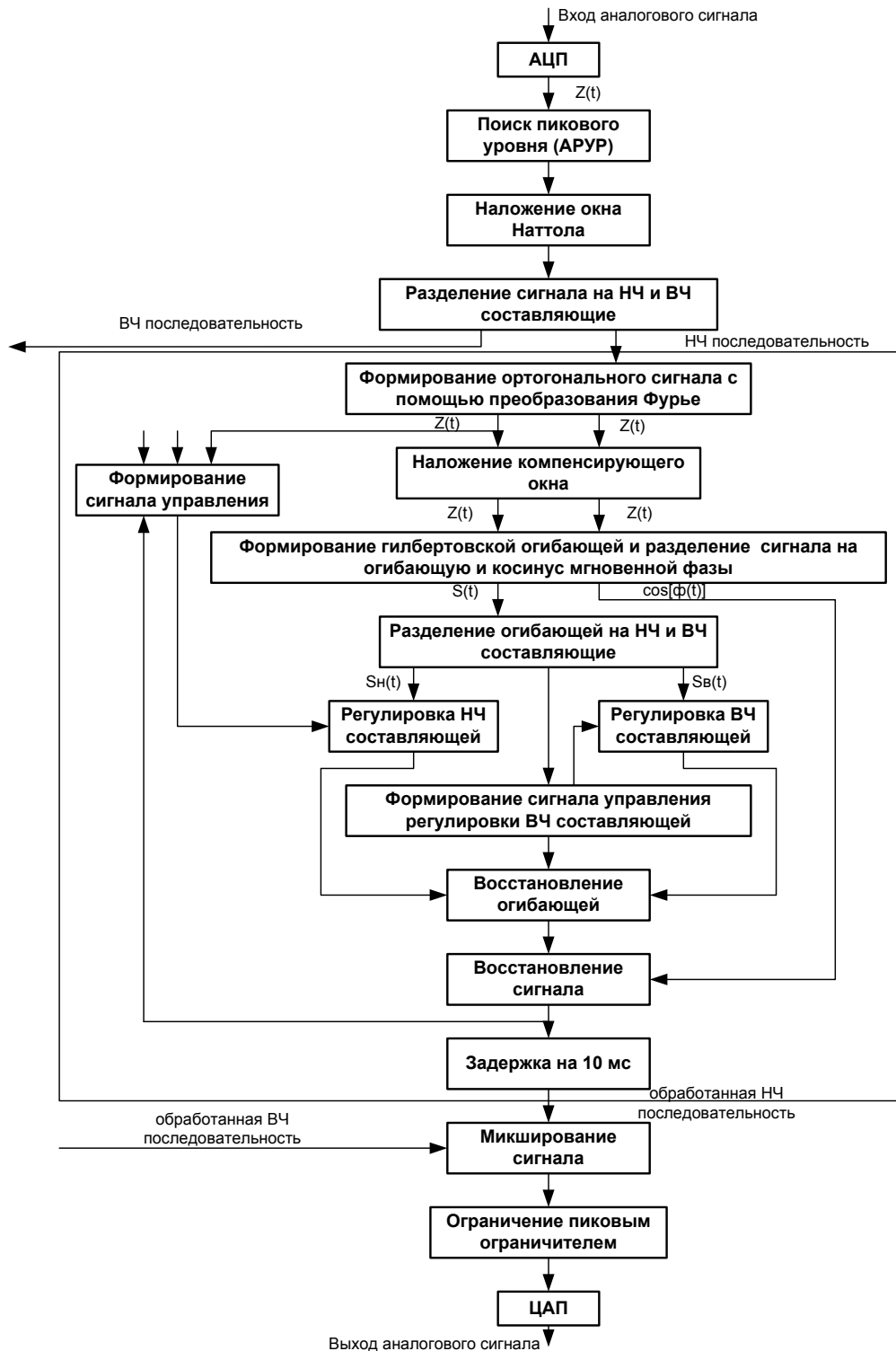


Рис.4 Схема алгоритма обработки полосового сигнала

В процессе регулирования производится изменение формы динамически меняющейся амплитудной характеристики регулирования (рис. 5) со скоростью, с одной стороны, обеспечивающей субъективную незаметность вносимых изменений и, с другой стороны, - необходимую степень перераспределения уровней вещательного сигнала внутри динамического диапазона сигнала.

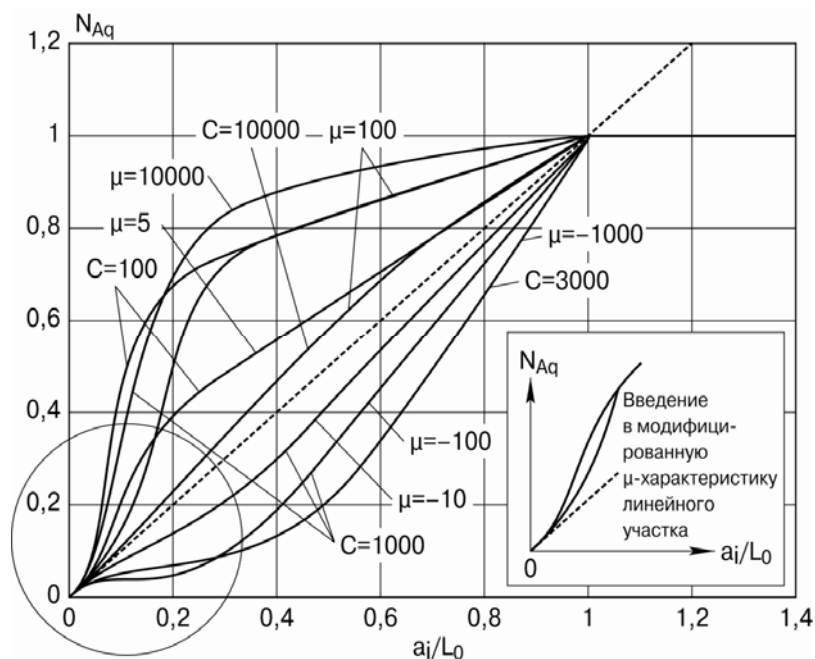


Рис. 5. Амплитудная характеристика регулирования

По результатам объективных оценок параметров СЗВ увеличивается его относительная средняя мощность, крутизна «атак», повышается эффект «присутствия» слушателя.

Исследование эффективности обработки с помощью субъективно статистических измерений (ССИ) [2, 3] при прослушивании музыки различных жанров и речи диктора, подтвердило уверенную предпочтительность обработанного сигнала. Слушателями отмечалось также повышение разборчивости речевого сигнала и распознаваемости музыкальных инструментов в оркестровом звучании.

Литература

1. Попов О.Б., Рихтер С.Г. Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания. Учеб. пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. - 341 с.
2. <http://www.audiotest.ru/index.php?go=Pages&in=view&id=46>.
3. Лихницкий А. М. Моя аудиоэкспертиза. – «АМ», 1997, № 3 (14).
4. Абрамов В.А., Венедиктов М.Д., Попов О.Б., Рихтер С.Г. Результаты обработки сигналов цифрового радиовещания // Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 4-6.
5. Малов А.В., Попов О.Б., Черников К.В. Особенности аудиопроецессорной обработки сигнала в канале цифрового радиовещания // Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 103-105.

УСТРОЙСТВО ДЛИТЕЛЬНОГО МОНИТОРИНГА ШУМА

*Тавитова Е. Е.
МТУСИ, студентка группы БРВ1101
Попов О.Б.,
к.т.н., профессор*

Акустическую среду города наиболее сильно загрязняют шумы, от различных источников, содержащих как случайные, так и квазипериодические звуковые колебания. Такими являются, например, звуки от множества автомобилей на улице или производственные и бытовые шумы. Нормы на содержание инфранизких частот в шумах отсутствуют. Кроме того, существует еще группа ненормированных параметров шума, оказывающих негативное влияние на население города. Это резкие перепады амплитуды (атаки), модуляция по уровню и доминирующей частоте, наличие периодических составляющих в шуме.

Каждый человек в своей жизни не раз сталкивался с данной проблемой, особенно живя в таком большом городе, как Москва, где наряду с загрязнением почвы, воздуха и воды, а также электромагнитным загрязнением, шум стал одним из существенных факторов ухудшения экологии городской среды [1].

К сожалению, существующие измерительные приборы не полностью учитывают специфику воздействия шумового сигнала на человека в условиях городской среды [4]. Кроме того, мониторинг обычно проводится способом, который нельзя назвать оптимальным, по целому ряду причин. Во-первых, в существующих устройствах мониторинга отсутствует возможность документирования и непосредственной записи шумового сигнала. В лучшем случае, фиксируются какие-то конкретные параметры, такие как мощность, но обычно эти параметры просто выводятся на дисплей. При этом фиксация параметра в текущий момент времени осуществляется либо 1 раз за интервал времени установленный в настройках прибора, либо по команде специалиста, проводящего измерения. Отсюда следует второй недостаток: при мониторинге требуется непосредственное присутствие человека, проводящего измерения, поэтому, чисто физически, проведение непрерывного длительного мониторинга невозможно. Были проведены исследования, посвященные измерению параметров шумового сигнала, воздействующего на человека, в случае компактного представления шумового сигнала. Результатом исследований стало нахождение оптимально допустимой скорости сжатия сигнала, при котором искажения при непрерывном мониторинге в течение длительного времени минимальны.

Проанализировав существующие типовые методы анализа шумового сигнала и дополнив алгоритм специфическими операциями, которые необходимы для корректной работы устройства длительного мониторинга шума, можно составить следующий алгоритм работы устройства:

- Преобразование акустических колебаний воздушной среды в электромагнитные;
- Усиление электромагнитного сигнала;
- Аналого-цифровое преобразование непрерывной функции, отображающей шумовой процесс, на дискретные значения;
- Понижение скорости цифрового потока (сжатие до формата mp3);
- Сохранение полученного сигнала в ПЗС;
- Исследование статистических свойств и нормированных параметров шумового сигнала;
- Анализ и обработка полученных величин;
- Формирование итоговой оценки шумового процесса с ее нормированием по критериям воздействия на человеческий организм.

Благодаря алгоритму, разработанному в данном проекте, большинство вышеуказанных проблем мониторинга удалось решить. В спроектированном приборе кроме ГОСТированных [3], т.е. нормированных параметров, есть возможность исследовать влияние ненормированных параметров шумового сигнала. Структурная схема алгоритма работы устройства показана на рис. 1.

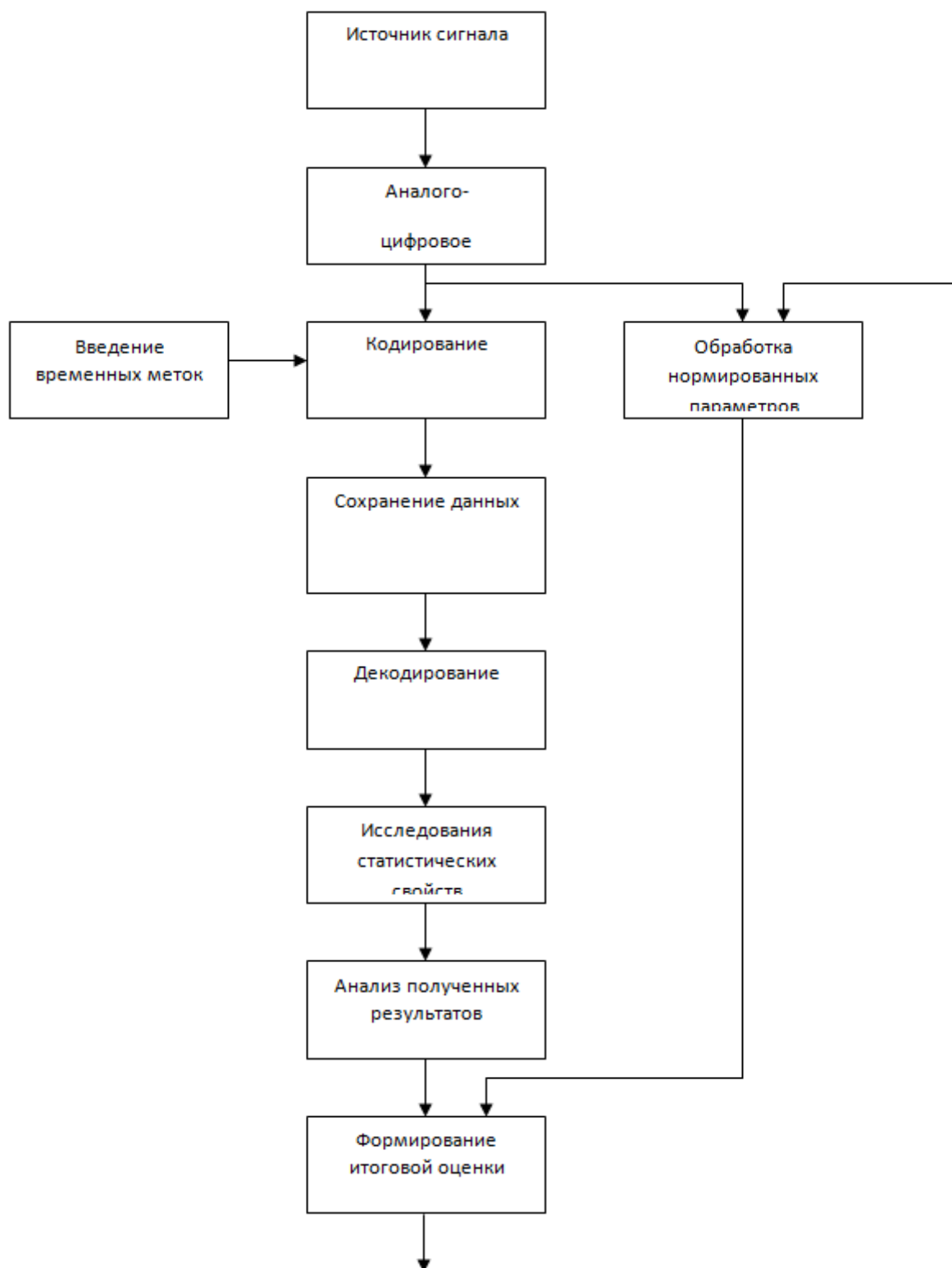


Рис. 1. Структурная схема алгоритма.

В блоке обработки нормированных параметров происходит обработка измеряемого сигнала в реальном времени. Здесь можно прямо в процессе измерений наблюдать частотные характеристики А, D и линейную. Также можно зафиксировать конкретный момент измерений для последующей документации нормированных параметров, без остановки или прекращения процесса измерений. Само измерение и наблюдение нормированных параметров шумового сигнала проводится с помощью программного обеспечения «Шум», разработанного на кафедре радиовещания и электроакустики МТУ-СИ, выполненного в качестве интерактивной среды. Рабочий интерфейс программы «Шум» показан на рис. 2.

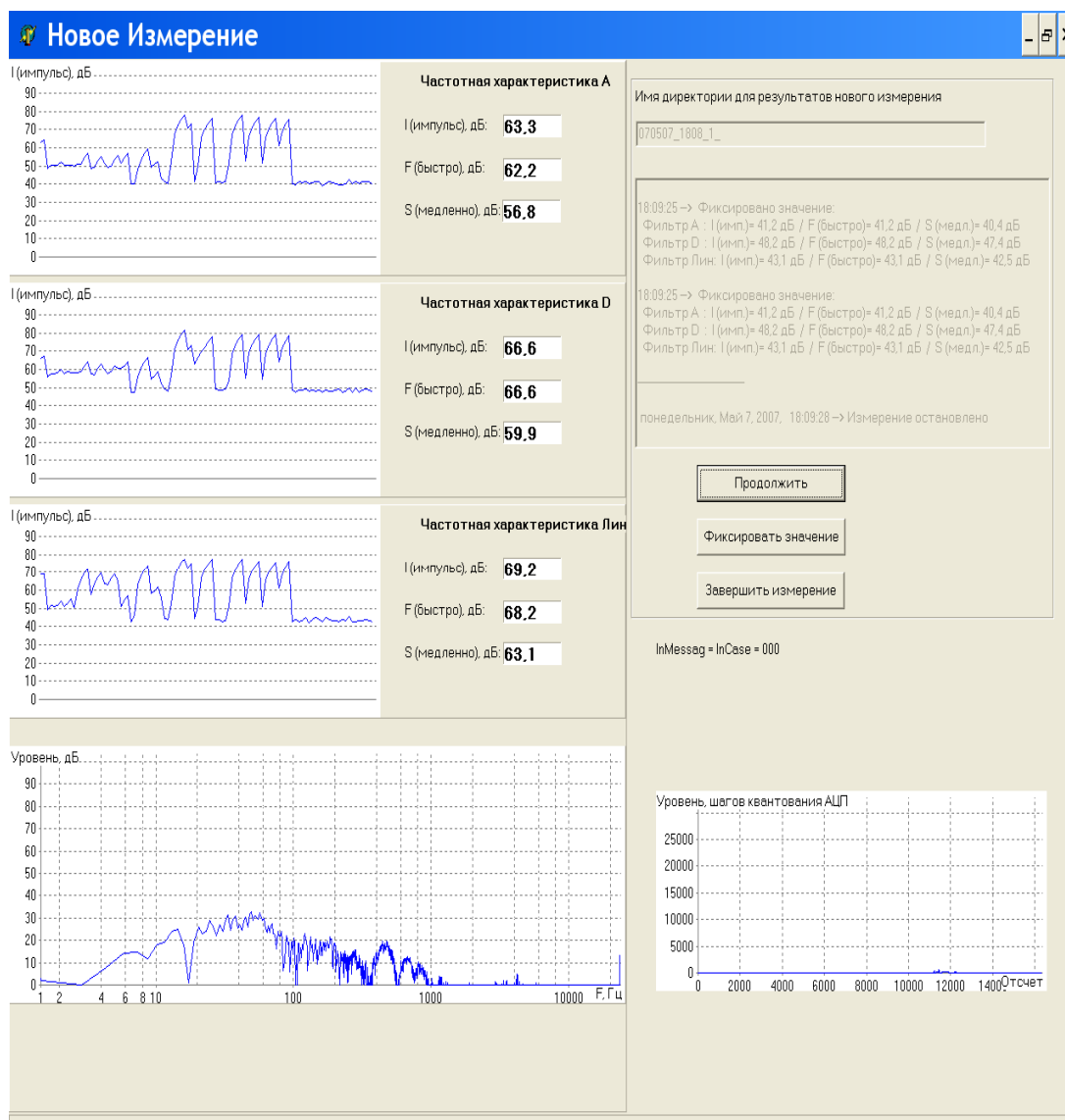


Рис. 2. Анализ нормированных параметров

В блоке исследования статистических свойств происходит построение статистических характеристик и измерение численных параметров, их характеризующих. Так же возможно сравнение статистических распределений двух различных по характерам происхождения шумовых сигналов (звуки самолета и толпы, например) или однородных по происхождению шумовых сигналов, но записанных в разное время суток или года (например аэропорт летом и зимой). Исследование производится интерактивной программе *Estim*, разработанной на кафедре радиовещания и электроакустики МТУСИ. Рабочий интерфейс программы «*Estim*» показан на рис. 3.

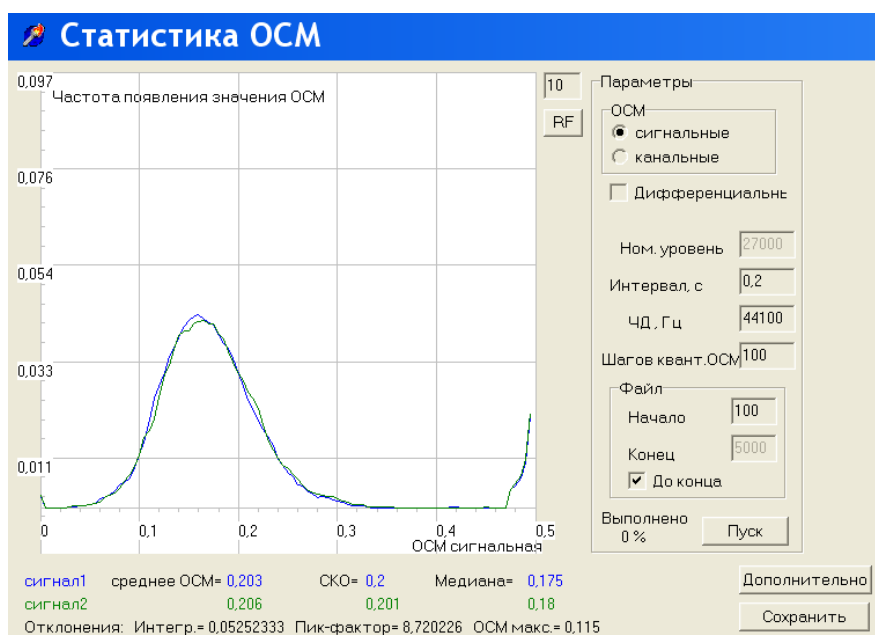


Рис. 3. Анализ ненормированных параметров

Разрабатываемое устройство для контроля характеристик городского акустического шума, включая его ненормированные параметры, должно обеспечить совместимость с существующей измерительной аппаратурой и позволять осуществлять измерения в соответствии с существующими ГОСТами [3] и при этом должно быть портативным, удобным в эксплуатации, не требовать специальной подготовки от оператора. Выясняется, что построение прибора на базе специализированных сигнальных процессоров предполагает большие затраты на стадии разработки и при организации малосерийного выпуска и, кроме того, определенные трудности возникают при модификации алгоритмов и параметров обработки шумового сигнала в процессе эксплуатации. Поэтому, исходя из существующих экономических реалий, в качестве основного принят вариант построения на базе индустриальных персональных компьютеров.

Рекомендации по снижению негативных воздействий шумов мегаполиса.

- Оценка воздействия акустических шумов на человека, на основе контроля существующих ныне параметров является недостаточной, поэтому требуется использование дополнительных параметров определяющих негативное воздействие акустического шума на человека. Необходима коррекция и введение поправочных коэффициентов в существующие нормы СЭС определяемые степенью негативного воздействия
- Необходимо учитывать воздействие ритмических составляющих присутствующих в сигнале, в том числе в его модуляционных характеристиках для минимизации возможного причиняемого вреда. При неизбежности присутствия ритмических составляющих смещать их в зону благоприятных воздействий.
- При формировании статистических характеристик шумовых процессов, следует использовать контроль за формой огибающей и гармоническими составляющими, или доминирующими группами частот шумового сигнала, что позволяет оценить его негативное воздействие на психофизиологию человека. В целях борьбы с негативным воздействием на слушателя, при невозможности снижения его уровня, формировать шумовые характеристики с минимизацией негативного воздействия. [2]
- Необходим контроль за формированием программ звукового вещания, так как они являются одним из существенных проникающих шумов. При формировании программ необходимо снижение негативного воздействия на человека определяемое характеристиками сигнала в том числе ритмическими.
- При мониторинге загрязнения среды электромагнитными и акустическими и визуальными сигналами телерадиовещания и радиосвязи целесообразно оценивать некоторые информационные параметры этих сигналов, связанные со скрытым негативным воздействием на человека.
- Целесообразно введение противозумовых систем с обратной связью, обеспечивающих ограничение мощности сосредоточенного источника шума в соответствии с сигналом управления, формируемым по результатам измерения акустического сигнала с распределенной сети микрофонов.

(Введение систем с обратной связью. Во дворе на домах можно разместить шумовые датчики. И если, к примеру, во дворе работает бульдозер, и он начинает очень сильно шуметь, тем самым, принося дискомфорт жителям двора, то тут же срабатывает обратная связь и у бульдозера резко понижается скорость, и он начинает работать тише, не мешая окружающим.)

Литература

1. *Окунев А.А.*, Шум в производственных помещениях и его влияние на человека. – М.: Современные наукоемкие технологии, 2014. – № 5 (2). – 105-106 с.
2. *Попов О. Б., Рихтер С. Г.* Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 341 с.
3. ГОСТ Р ИСО 9612-2013 Акустика. Измерения шума для оценки его воздействия на человека. Метод измерений на рабочих местах.
4. *Абрамов В.А., Венедиктов М.Д., Попов О.Б., Рихтер С.Г.* Результаты обработки сигналов цифрового радиовещания // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 4-6.

НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ С БЕСПРОВОДНЫМ ДОСТУПОМ

*Хусаинов А.С.,
МТУСИ, студент группы М61301
Яковенко Н.Н.,
к.т.н., доцент, МТУСИ*

Основным направлением развития мультисервисных сетей с беспроводным доступом является пропускная способность радио канала (рис. 1), повышение скорости передачи в канале к абоненту и от абонента эффективное использование радиочастотного спектра. Следствием чего является повышения качества связи, возможность обслуживание большего количества абонентов одной БС и увеличение предоставляемых услуг связи.

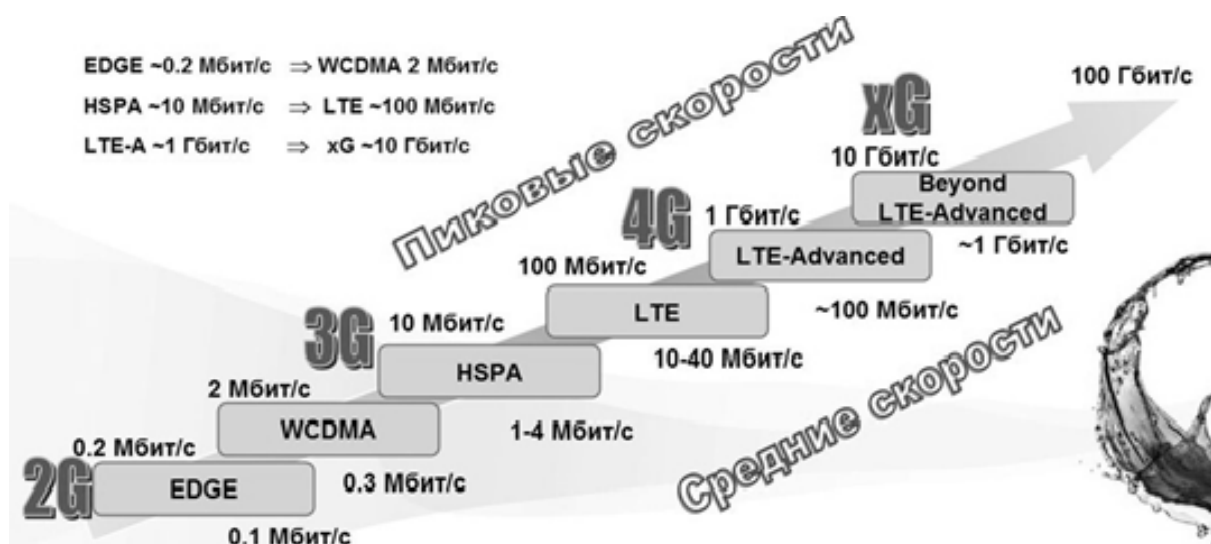


Рис 1. Рост пропускной способности в каждом последующем поколении сотовых сетей

В условиях дефицита частот для сетей подвижной связи в отрасли возникает проблема распределения частот. В частности остро стоит вопрос расширения диапазона используемых частот. Консорциум 3GPP стандартизировал для технологии LTE диапазон 450 МГц, это позволило операторам связи использовать этот диапазон для построения сетей LTE. Применение низких частот для построения сетей мобильной связи позволяет операторам существенно снизить затраты на развёртывание сетей. Это обусловлено тем, что низкие частоты покрывают большую площадь по сравнению с высокими частотами (например, 450 МГц против 2.6 ГГц), следовательно, необходимо меньшее количество базовых станции для покрытия одной и той же площади. Строительство сетей на низкочастотных диапазонах (450, 700 и 800 МГц) обусловлено необходимостью покрытия территории с низкой плотностью (пригород и сельские районы) населения с сохранением высокой ёмкостью сети, что характерно для территории России. Применение в LTE частот 1800 МГц позволяет операторам сэкономить до 60% своих затрат чем при строительстве сети на высоких частотах. Физические свойства низких частот позволяет обеспечить лучшее проникновение в здание, чем высокие частоты, больший радиус покрытия, но ограничивает плотность базовых станции и ведёт к обострению проблемы внутрисистемной интерференции.

Высокие частоты отлично подходят для реализации концепции 5G (рис. 2): минимальные задержки передачи: время задержки и отклика менее 1 миллисекунды обеспечивающее управление в режиме реального, так же время переключения между различными технологиями радиодоступа до 10

миллисекунд, для обеспечения непрерывного предоставления сервисов. Высокие пиковые скорости передачи данных: 1 Гбит/с для поддержки видео ультравысокого разрешения и приложений виртуальной реальности и 10 Гбит/с для поддержки мобильных облачных сервисов. Низкая стоимость терминалов (в том числе, M2M) и большая продолжительность их работы без подзарядки. Высокая надёжность. Малое энергопотребление, в расчёте на 1 бит информации должно быть снижено в 1000 раз для увеличения времени жизни аккумуляторной батареи, подключённого устройства. Очень большая сетевая ёмкость и постоянная готовность.



Рис. 2. Концепция 5G

Реализация требований сетей 5G возможна на более высоких частотах относительно сетей 4G (WiMax до 13,6 ГГц). По информации от J'son & Partners Consulting в октябре 2014 года компания Samsung провела испытания сверхскоростной беспроводной сети следующего поколения. Её скорость в 30 раз выше, чем у обычной 4G LTE. По словам корейской компании, в ходе тестов так называемой 5G-сети достигнута скорость 7,5 гигабит в секунду в статичных условиях, что является рекордом для отрасли. Для сравнения, скорость 4G составляет около 100 Мбит/с. Также была достигнута стабильная передача сигнала на скорости 1,2 Гбит/с со специально оборудованного минивэна Hyundai, который двигался со скоростью выше 100 км/ч по шоссе в Южной Корее. Тесты проводились на частоте 28 ГГц. Ряд других компаний тоже тестируют так называемые 5G-технологии. В частности, это делают NTT DoCoMo, Ericsson и Nokia. Последняя использует для этого частоту 70 ГГц [1].

Работая исключительно на в высокочастотном диапазоне, мы столкнёмся с проблемой радиопокрытия (в таблице 1 приведены стандарты для высокочастотных беспроводных сетей) и повышением стоимости развёртывания сетей. Одним из решений проблемы радиопокрытия является применение фемтосоты, которые работают в тоже частотном диапазоне что и базовые станции. Фемтосоты, установленные в местах с высокой концентрацией абонентов (трафика) и в помещениях, помогают уменьшить «теневые» зоны в покрытии. Фемтосоты необходимы для улучшения покрытия сети на первых этажах зданий, в подвальных помещениях и на складах, а также для решения абонентских проблем, связанных с перегрузкой сети в часы пик. На рисунке 3 [2] показан принцип работы фемтосоты.

В реалии фемтосоты работают в двух режимах:

- открытый, регистрация всех мобильных устройств;
- ограниченный, регистрация только разрешённых мобильных устройств.

Также одним из способов более эффективного использования ресурсов и снижения затрат является совместное использование инфраструктуры сети или её отдельных частей, а также частотного спектра несколькими операторами [4]. Примером такого совместного использования может служить межоператорский роуминг, абонент одного из операторов регистрируется в сети другого оператора (аварийные или чрезвычайные ситуации).

Таблица 1

Сравнение стандартов беспроводной связи в высокочастотном диапазоне [2]

Вид технологии	IEEE	Тип сети	Максимальная скорость, Мбит/с	Радиус действия, м	Частоты, ГГц
Wi-Fi	802.11a	WLAN	до 54 Мбит/с	до 300	5,0
Wi-Fi	802.11b	WLAN	до 11 Мбит/с	до 300	2,4
Wi-Fi	802.11g	WLAN	до 54	до 300	2,4
Wi-Fi	802.11n	WLAN	до 300 (до 600)	до 300	2,4 - 2,5 или 5,0
WiMax	802.16d	WMAN	до 75	от 25000 до 80000	1,5 - 11
WiMax	802.16e	Mobile WMAN	до 40	от 1000 до 5000	2,3 - 13,6
WiMax 2	802.16m	WMAN, Mobile WMAN	до 1000 (WMAN), до 100 (Mobile WMAN)	от 120000 до 150000 (стандарт в разработке)	н\д (стандарт в разработке)
Bluetooth v. 1.1	802.15.1	WPAN	до 1	до 10	2,4
Bluetooth v. 2.0	802.15.3	WPAN	до 2,1	до 100	2,4
Bluetooth v. 3.0	802.11	WPAN	от 3 до 24	до 100	2,4
UWB	802.15.3a	WPAN	110-480	до 10	7500
ZigBee	802.15.4	WPAN	от 0,02 до 0,25 кбит/с	1-100	2,4 (16 каналов), 0,915 (10 каналов), 0,868 (1 канал)
Инфракрасная линия связи	IrDa	WPAN	до 16	от $5 \cdot 10^{-2}$ до $50 \cdot 10^{-2}$, односторонняя связь — до 10	Инфракрасное излучение

Варианты совместного использования ресурсов:

- пассивное;
- активное;

При пассивном варианте операторы могут, совместно использовать земельные участки (площадки), на которых устанавливаются антенно-мачтовые сооружения и другое оборудование базовых станций. Совместное использование может также распространяться на антенно-мачтовые конструкции, источники электропитания, кондиционирования, охлаждения и т.д. При активном варианте могут совместно использоваться ресурсы базовой станции (включая ресурсы системы радиодоступа ресурсы транспортной сети и ресурсы оборудования систем коммутации, также другие элементы сети (например, биллинга платформа) [2].

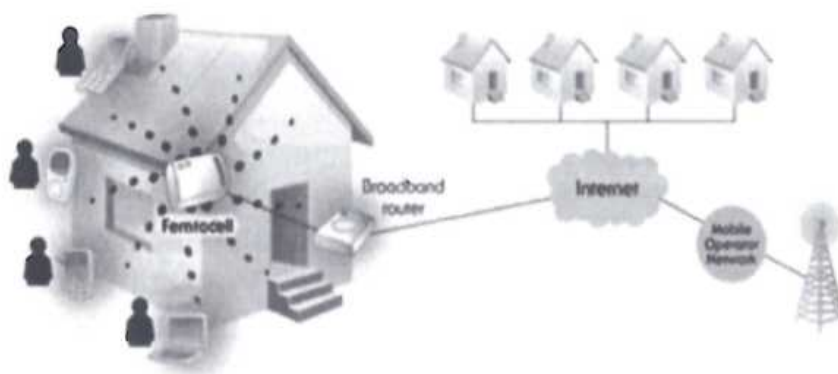


Рис. 3. Принцип работы фемтосоты

Планируется также введение в практику совместного использования одних и тех же полос радиочастот или радиочастотных каналов на одной территории несколькими операторами связи [2, 3].

Исходя из возможных вариантов взаимодействия операторов между собой и возможности использования комбинации высокого и низкого диапазона частот приведёт сеть будущего к всеобъёмного покрытия и обеспечения необходимой ёмкости в местах, где трафик особенно востребован. А что относительно 5G, то в этих сетях проглядывается подобие сети WiMax – высокая скорость и пропускная способность, но с малым радиусом действия. Возможно, мы получим объединение сетей LTE, со стороны нижних частот, и 5G, со стороны высоких частот, чего не произошло с UMTS и WiMax.

Литература

1. http://json.tv/ict_news_read/na-testah-v-samsung-set-5g-okazalas-v-30-raz-bystree-lte-20141020030534.
2. Лохвицкий М.С., Мардер Н.С. Сотовая связь от поколения к поколению. – М.: Издательство Икар, 2014. – 173 с.
3. Рыжков А.В., Насонов А.Ю. Частотно-временное обеспечение сети связи общего пользования: состояние и перспективы развития // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 2. С. 41-46.
4. Климов Д.А., Аржанцев С.В. Подход к задаче моделирования в мультисервисных сетях связи // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 10. С. 30-32.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ КОРПОРАТИВНОЙ СЕТИ НА БАЗЕ ОБОРУДОВАНИЯ CISCO

Акимов Н.А., Тундайкин О.О.
МТУСИ, группа СС1002
Маликова Е.Е.,
к.т.н., доцент, МТУСИ

Была поставлена задача разработки сети IP-телефонии в Москве и Владивостоке поверх существующей локальной сети, как представлено на рис. 1.

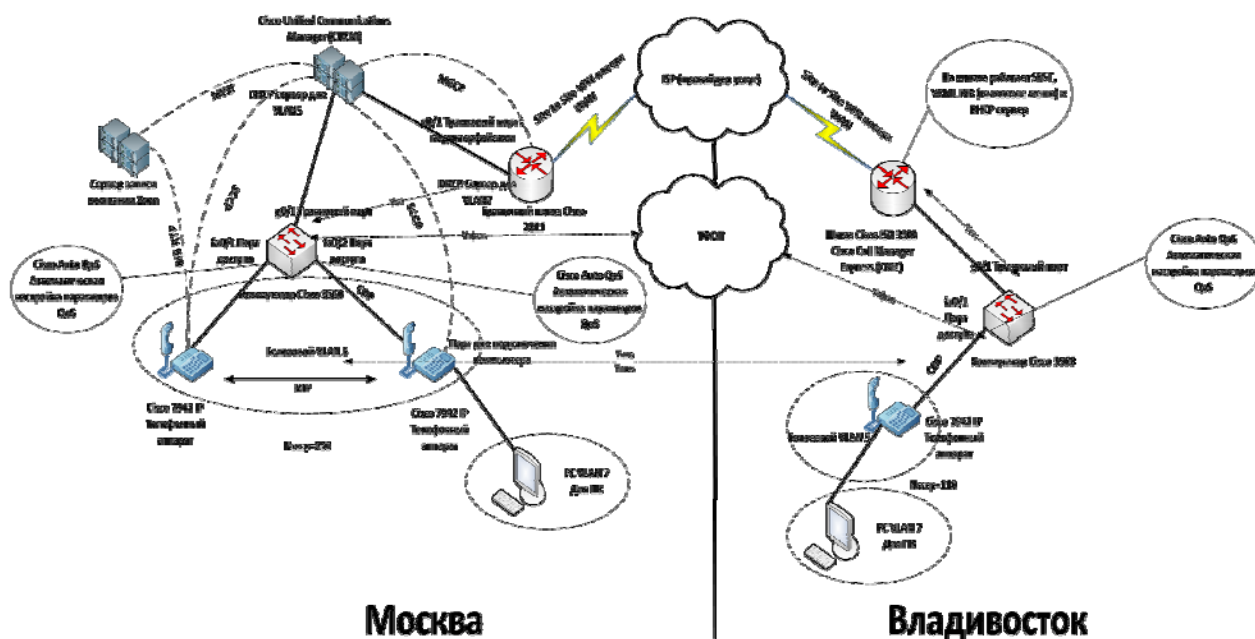


Рис. 1. Структурная схема проектируемой корпоративной сети

Между собой офисы соединены транспортной сетью провайдера. Каждый офис имеет доступ к сети *PSTN* (ТфОП) и сети Интернет. В центральном офисе, в Москве, в качестве цифровой телефонной станции находится кластер виртуальных серверов *Cisco Unified Communications Manager*. *CUCM* – это программный продукт, объединяющий разные коммуникационные сервисы в единую службу для повышения эффективности совместной работы пользователей. Кластер выглядит как единый коммуникационный узел с единой точкой управления (1 главный сервер – *Publisher*). У одного сервера *Publisher* может быть до 19 подписчиков (сервера слушателя – *Subscribers*). Обработкой вызовов могут заниматься до 8 серверов в кластере (максимальное число на кластер). Максимальное же число абонентов в кластере – 40000.

Сервер работает по протоколу *MGCP* (*Media Gateway Control Protocol*) с граничным шлюзом *Cisco 2811*. В рамках корпоративного ландшафта существует система записи *Zoom*, работающая в режиме активной записи, т.е. когда телефон, под управлением IP-АТС, дублирует на сетевой интерфейс системы записи *RTP* трафик, а телефонная сигнализация передается через интерфейс *JTAPI*. Все это позволяет минимизировать нагрузку на *CUCM* при осуществлении записи, а так же позволяет записывать разговор с момента снятия телефонной трубки агентом, что повышает качество и точность работы системы.

Телефонные аппараты *Cisco 7942*, работающие с *CUCM* с помощью протоколов *SIP (Session Initiation Protocol)* и *SCCP (Skinny Client Control Protocol)*, включены напрямую в коммутаторы *Cisco 3560* и получают питание по витой паре по технологии *PoE*.

На площадке во Владивостоке схема аналогична. *ISR* роутер *Cisco 3900* содержит в себе *Cisco Call Manager Express (CME)* – телефонную станцию для удаленных филиалов. Средства обеспечения отказоустойчивости *Cisco SRST (Survivable Remote Site Telephony)* встроены в ПО *Cisco IOS* и являются дополнительным компонентом для маршрутизатора, который позволяет обеспечить непрерывное предоставление сотрудникам филиала сервисов и функций телефонии даже в тех случаях, когда связь с центральной АТС *CUCM* нарушена.

На основе исходных данных была рассчитана нагрузка, поступающая в локальную сеть от пользователей IP-телефонии. Часть нагрузки замыкается внутри сети, часть пропорционально распределяется между офисами, а оставшаяся нагрузка направляется в ТфОП и в другие IP-сети (рис. 2).

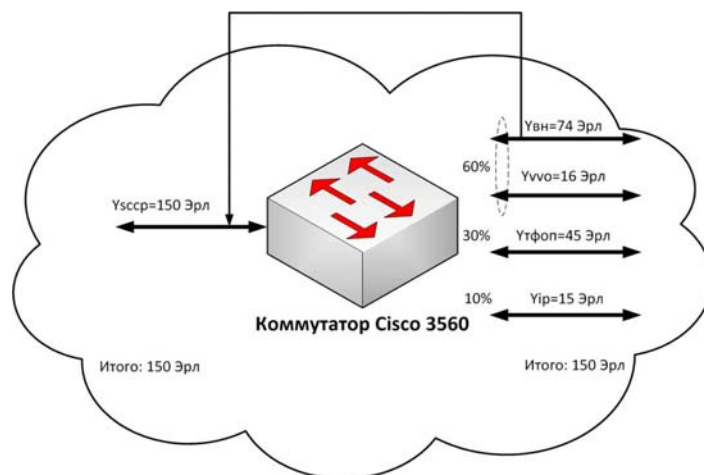


Рис. 2. Распределение нагрузки на коммутаторе *Cisco 3560* в Москве.

Аналогично находится нагрузка для площадки во Владивостоке (рис. 3).

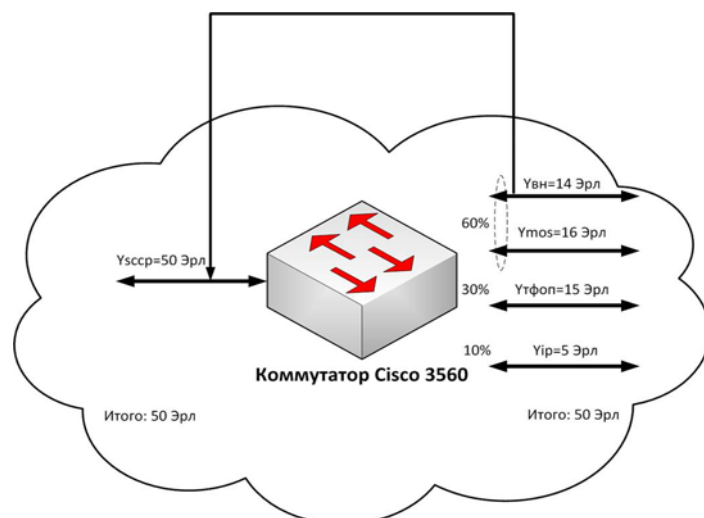


Рис. 3. Распределение нагрузки на коммутаторе *Cisco 3560* во Владивостоке.

Пропускные мощности портов показаны на рис. 4.

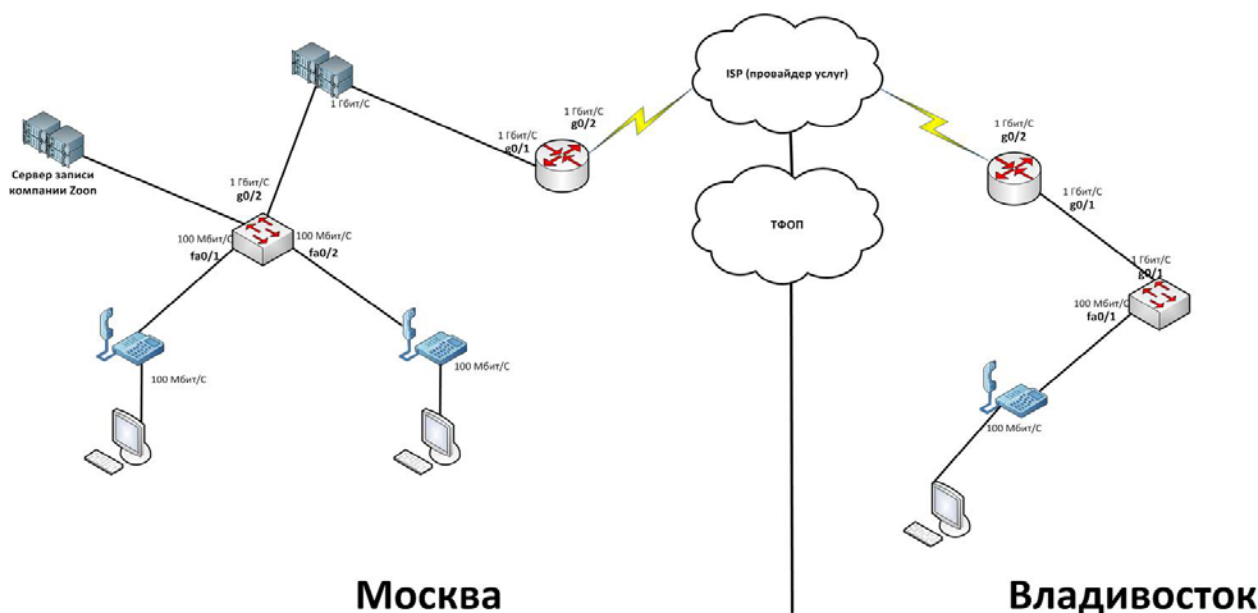


Рис. 4. Пропускные мощности портов/линков.

Расчет показал, что для обслуживания нагрузки необходимы 100 мегабитные мощности для портов доступа (оконечные устройства) и гигабитные мощности для транковых портов (между оборудованием и к провайдеру).

Рассмотрим основные параметры, оказывающие влияние на качество систем IP-телефонии:

- Наличие или отсутствие эха;
- Используемые кодеки;
- Параметры каналов связи.

Явление эха в телефонной сети – это ситуация, когда абонент слышит повторение своего голоса при разговоре. Существует два источника эхо:

- Гибридное эхо;
- Акустическое эхо.

Гибридное эхо вызвано несовпадением сопротивления в гибридной микросхеме, примером которой может служить двух- или четырехпроводной интерфейс. Несовпадение служит причиной возникновения сигнала Tx (*Transmit path*) в сигнале Rx (*Receive path*).

Акустическое эхо вызвано недостаточной акустической изоляцией между наушниками и микрофоном в телефонной трубке и устройствах громкой связи.

Эхо возникает при наличии следующих условий:

- Потеря сигнала между аналоговыми путями Tx и Rx;
- Достаточная задержка эхо-сигнала;
- Достаточный радиус действия эха.

Пакетный сегмент голосового подключения использует значительную задержку (обычно 30 мс в каждом направлении). Введение задержки является причиной эха (из аналоговых абонентских ответвлений), которое обычно не отличается от посторонних звуков в телефоне, воспринимаемых пользователем. Задержка, вводимая пакетом речевых сигналов, является неизбежной. Таким образом, голосовые шлюзы должны предотвращать эхо. Это становится возможным благодаря программному обеспечению Cisco IOS версий 12.2 и далее. Какие именно версии ПО необходимо использовать, указано в Рекомендациях G.164, G.165, G.168, а так же в G.168 EC.

В последние годы для предоставления услуги VoIP применяются несколько видов кодеков, таких как описаны в Рекомендациях МСЭ-Т G.711, G.729 и G.723.1. Наиболее распространенный метод кодирования речи используется в кодеке, приведенном в Рекомендации МСЭ-Т G.711. Кодированные данные не сжимаются, и скорость кодирования составляет 64 кбит/с.

Учитывая Рекомендацию МСЭ Y.1541, просчитаем значение односторонних задержек на схеме, показанной на рис. 1.

Задержка кодера – это время, затраченное на цифровой сигнальный процессор (*DSP*). Эта задержка зависит от используемого голосового кодера и скорости процессора. Время сжатия для *Conjugate Structure Algebraic Code Excited Linear Prediction (CS-ACELP)* процесса варьируется от 2.5 мс до 10 мс. Для проектирования лучше всего использовать наихудший случай – 10 мс. Время декомпрессии – примерно 10% времени сжатия для каждого блока. В худшем случае, время декомпрессии для кадра с трех выборок – 3x1 мс, т.е. 3 мс. Время алгоритмической задержки, входящей в задержку кодера – 5 мс. Следовательно, общее время задержки кодера в худшем случае будет равняться 18 мс.

Задержка пакетов – это время, необходимое для заполнения полезной нагрузки пакета с закодированной/сжатой речью. Эту задержку также можно назвать задержкой накопления. Как правило, необходимо стремиться к задержке не более 30 мс. Как и в предыдущем случае – берем наихудший вариант: 30 мс.

Задержка сериализации – фиксированная задержка, требуемая на время передачи голоса или данных на сетевом интерфейсе. В таблице 1 показаны задержки сериализации, необходимые для различных размеров кадров при различных скоростях.

Таблица 1

Задержка сериализации в миллисекундах для различных размеров кадра

Размер кадра (байты)	Скорость передачи (Кбит/с)										
	19.2	56	64	128	256	384	512	768	1024	1544	2048
38	15.83	5.43	4.75	2.38	1.19	0.79	0.59	0.40	0.30	0.20	0.15
48	20.00	6.86	6.00	3.00	1.50	1.00	0.75	0.50	0.38	0.25	0.19
64	26.67	9.14	8.00	4.00	2.00	1.33	1.00	0.67	0.50	0.33	0.25
128	53.33	18.29	16.00	8.00	4.00	2.67	2.00	1.33	1.00	0.66	0.50
256	106.67	36.57	32.00	16.00	8.00	5.33	4.00	2.67	2.00	1.33	1.00
512	213.33	73.14	64.00	32.00	16.00	10.67	8.00	5.33	4.00	2.65	2.00
1024	426.67	149.29	128.00	64.00	32.00	21.33	16.00	10.67	8.00	5.31	4.00
1500	625.00	214.29	187.50	93.75	46.88	31.25	23.44	15.63	11.72	7.77	5.86
2048	853.33	292.57	256.00	128.00	64.00	42.67	32.00	21.33	16.00	10.61	8.00

Как видно из таблицы, на скорости 64 кбит/с, голосовой кадр длиной 38 байт (37+1 флаг) имеет задержку сериализации, равную 4.75 мс. Задержка сети – типовая скорость равняется 40 мс.

Задержка джиттер-буфера – номинальный параметр задержки равняется 40 мс. Общепринятые показатели задержки для хорошего качества голосовой связи составляют 200 мс в одну сторону. В таблице 2 представлены результаты исследования различных задержек, а так же их суммарное время.

Таблица 2

Значения односторонних задержек

Название задержки	Величина, мс
Задержка кодера	18
Задержка пакетов	30
Задержка сериализации	4.75
Задержка сети	40
Задержка джиттер-буфера	40
Итого	133

Как видно по полученным результатам, суммарная задержка не превышает общепринятые показатели для хорошего качества голосовой связи.

Важное замечание: значение задержки и джиттера в VoIP сети не влияют на работу эхоподавителя, поскольку эхоподавление производится на телефонной стороне, у которой значение задержки фиксировано.

Литература

1. <http://www.cisco.com>.
2. Гольдштейн Б.С., Соколов Н.А., Яновский Г.Г. Сети связи: Учебник для ВУЗов. СПб.: БХВ-Чанкт-Петербург, 2010. – 400 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОБЛАЧНОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КОРПОРАТИВНОЙ СЕТИ

*Ключников И.О.,
МТУСИ, студент группы СС1002
Маликова Е.Е.,
к.т.н., доцент, МТУСИ*

Целью данной публикации является рассмотрение перспективных новых разработок в сфере облачных технологий и новых подходов к построению сети, которые стали очень популярны в последнее время. В частности такие технологии, как программно-конфигурируемые сети (SDN) и виртуализации сетевых функций (NFV).

Главным "строительным блоком" любого облака является технология виртуализации, т.е. реализация оборудования с помощью программных средств. До недавнего времени, производители виртуализировали в основном сервера, занимающиеся вычислительными задачами и задачами хранения и распределения данных, однако концепция NFV изменила подход к проектированию сетей. Виртуализация предоставляет пользователю следующие плюсы:

- высокий коэффициент использования оборудования, на которых установлены виртуальные машины;
- повышенная надежность и уменьшение времени восстановления в случае сбоя, за счет возможности быстрого и гибкого копирования всей виртуальной машины и ее состояния на другой физический сервер без прерывания работы;
- повышенные возможности по распределению ресурсов и автоматизации управления виртуальными серверами.

Главными участниками рынка виртуализации на сегодняшний день являются компании: Microsoft, VMWare, Oracle и другие.

В традиционной архитектуре построения сетей каждое устройство необходимо настраивать отдельно. Сеть имеет закрытое ПО, конечный жизненный цикл каждого из видов оборудования, что может повлечь за собой невозможность заменить какой-либо узел по причине отсутствия запасного устройства. При конфигурировании каждого устройства в сети отдельно возможно возникновение ошибок, таких как осцилляция каналов связи, петли маршрутизации и пр.

В программно-конфигурируемой сети (SDN) происходит разделение плоскости передачи и управления данными, позволяющее осуществить программное управление плоскостью передачи, которое может быть физически или логически отделено от аппаратных коммутаторов и маршрутизаторов.

Подобный подход дает большое количество плюсов:

- возможность видеть топологию всей сети;
- возможность конфигурации всей сети в целом, а не отдельных единиц оборудования;
- возможность производить независимое обновление оборудования в сети;
- контроль всей сети из высокоуровневого приложения.

На рисунке 1 приведено сравнение архитектуры традиционных сетей и сетей SDN. Из рисунка 1 видно, что основная цель сети SDN – делегировать задачу вычисления маршрутов контроллеру (плоскости управления) и оставить функцию передачи пакетов плоскости передачи данных, что снизит нагрузку на маршрутизатор и увеличит его производительность.



Рис. 1. Сравнение архитектуры традиционных сетей и сетей SDN

NFV – виртуализация сетевых функций, это замена привычного оборудования (маршрутизаторов, коммутаторов и пр.) виртуальными аналогами, что даёт следующие возможности:

- более эффективное использование ресурсов;
- возможность использования обычных высокопроизводительных серверов для любой задачи;
- гибкое перераспределение ресурсов;

Рассмотрим принципы маршрутизации пакетов и возможности использования коммутаторов в SDN-сети. Каждый коммутатор определяет маршрут пакета с помощью “поточковых таблиц” (flow tables), которые являются основными таблицами, содержащие в себе шесть основных компонентов: проверочные поля, приоритет, счетчик пакетов, правила обработки, таймеры и статистика. Т.е каждый поступивший пакет проверяется по проверочным полям, такими как входящий порт, MAC-адреса, номер VLAN и т.д., затем в случае совпадения к ним применяются правила, счетчик отсчитывает сработавшие поля и пакет отсылается по прописанному правилу. В случае несовпадения ни по одному из пунктов, пакет отправляется на контроллер. Таким образом, коммутатор становится многофункциональным устройством, т.е может работать как обычный коммутатор 2-го уровня, как потоковый коммутатор, как сетевой экран.

Ниже приведены примеры таблиц и различных настроек оборудования для реализации разных типов устройств.

На рисунке 2 показан пример настройки, при которой коммутатор в сети SDN используется как обычный коммутатор второго уровня, т.е пакеты, полученные от всех устройств с MAC-адресом, начинающимся на 00:1f... перенаправляются на шестой порт коммутатора.

Switch Port	MAC src	MAC dst	Eth type	VLAN ID	IP Src	IP Dst	IP Prot	TCP sport	TCP dport	Action
*	*	00:1f:..	*	*	*	*	*	*	*	port6

Рис. 2. Настройка коммутатора для работы в обычном режиме

На рисунке 3 показан пример настройки, при которой коммутатор в сети SDN используется как OpenFlow коммутатор, т.е пакеты, полученные от всех устройств, которые совпадают по ряду параметров, организуются в поток данных и перенаправляются на 6 порт коммутатора.

Switch Port	MAC src	MAC dst	Eth type	VLAN ID	IP Src	IP Dst	IP Prot	TCP sport	TCP dport	Action
port3	00:2e..	00:1f..	0800	vlan1	1.2.3.4.5.6.7.8	4	17264	80		port6

Рис. 3. Настройка коммутатора для работы в качестве потокового в сети SDN

На рисунке 4 показан пример настройки, при которой коммутатор в сети SDN используется как сетевой экран, т.е. пакеты, полученные от всех устройств с номером TCP порта = 22, сбрасываются.

Switch Port	MAC src	MAC dst	Eth type	VLAN ID	IP Src	IP Dst	IP Prot	TCP sport	TCP dport	Forward
*	*	*	*	*	*	*	*	*	22	drop

Рис. 4. Настройка коммутатора для работы в качестве сетевого экрана в сети SDN

В настоящий момент принято считать, что в ближайшем будущем использование концепций SDN и NFV представляет собой оптимальный подход для реализации сетей [1]. Для оценки функциональности таких сетей можно использовать три разных подхода, которые имеют свои положительные и отрицательные стороны (табл. 1):

Таблица 1

Способы оценки функциональности SDN-сети с элементами NFV

Метод	Достоинства	Недостатки
Исследование с помощью математической модели	Низкие капитальные затраты	Низкая точность, сложность вычислений
Эмуляция	Высокая точность, возможность использования настоящего ПО	Невозможность масштабируемости
Построение сети на реальном оборудовании	Высокая точность результатов	Высокие капитальные и операционные затраты

С началом развития SDN-сетей появилось два эмулятора этих сетей, которые поддерживают симуляцию, т.е. возможность тестирования сети, где часть оборудования реальна, а часть эмулирована [4, 5]. Рассмотрим эмуляторы подробнее:

1. Эмулятор Mininet

Эмулятор, находящийся в свободном доступе, большая часть которого написана на языке Python. Работает с “легковесной” виртуализацией, то есть вся эмулируемая сеть реальна, в том числе и конечные виртуальные машины. Есть возможность подключения любых виртуальных коммутаторов и контроллеров. В табл. 2 приведены положительные и отрицательные стороны этого эмулятора.

Таблица 2

Положительные и отрицательные стороны этого эмулятора Mininet

Достоинства	Открытый код, бесплатность, быстрое действие, поддержка всех контроллеров SDN и протоколов OpenFlow вплоть до 1.3, большое количество обучающих видео
Недостатки	Высокая сложность, необходимо знание Python и Linux, отсутствие полноценного графического интерфейса

2. Эмулятор Estinet

Эмулятор, все права на который имеет компания Estinet, но для студентов и всех желающих имеется возможность активировать пробный доступ на месяц. Здесь имеется удобный графический интерфейс для построения топологии сети, редакции свойств оборудования и запуска эмуляции.

В таблице 3 приведены положительные и отрицательные стороны этого эмулятора.

Положительные и отрицательные стороны этого эмулятора Estinet

Достоинства	Наглядность, простота настройки и установки, возможность эмуляции LTE и Wi-Fi сетей
Недостатки	Закрытость, малое количество обучающих статей и видео, низкая производительность работы, более высокая сложность настройки при использовании не встроенного контроллера

На рисунке 7 приведен пример построения сети с помощью эмулятора Estinet [3].

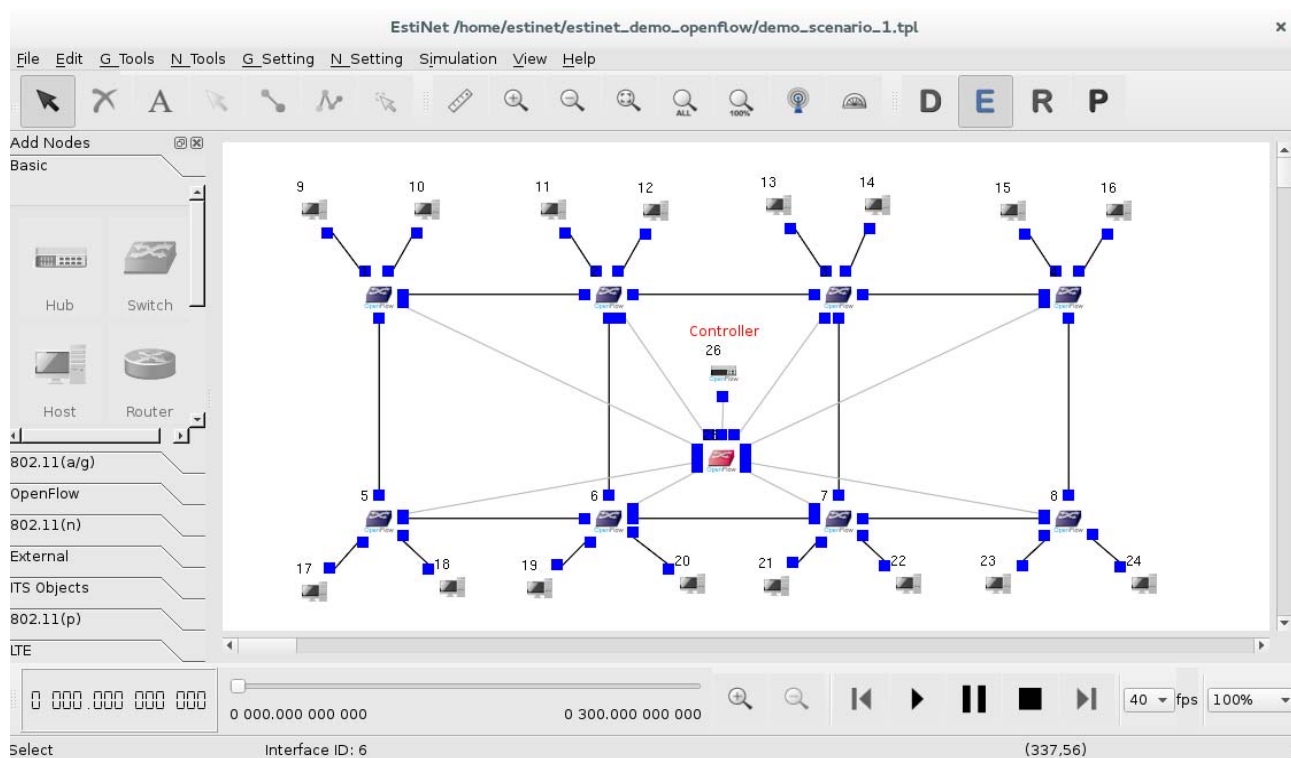


Рис. 7. Пример построения SDN-сети с одним контроллером и 8 коммутаторами

В настоящий момент, существует большое количество платных и бесплатных (открытых) контроллеров. Их можно скачать и установить на домашнюю систему или виртуальную машину Рассмотрим самые популярные открытые контроллеры [1]:

- NOX - один из первых контроллеров, написан на языке C++;
- POX - контроллер, похожий на NOX и написанный на языке Python;
- OpenDayLight - контроллер, поддерживаемый многими корпорациями, написан на языке Java и постоянно развивающийся.

В таблице 4 приведены основные достоинства и недостатки этих контроллеров. В таблице 5 проведены расчеты времени отклика и времени обработки запросов удаленным центром обработки данных при следующих параметрах:

- Количество серверов: 3
- Балансировка нагрузки между виртуальными машинами
- Длина каждого запроса – 100 байт
- 5 виртуальных машин
- Пропускная способность между серверами – 1 гбит
- 200 пользователей в рабочее время
- 50 в нерабочее время
- Канал между офисом и цодом – 2 гбит

Таблица 4

Достоинства и недостатки контроллеров для эмулятора Estinet

Название контроллера	Достоинства	Недостатки
NOX	Скорость работы	Низкое количество документации, необходимость знания C++
POX	Проще обучиться, много документации	Низкая скорость работы, необходимость знания Python, сложная реализация совместимости с NFV
OpenDayLight	Наличие графического интерфейса, поддержка VTN-сетей(NFV), наличие коммерческих продуктов на базе данного контроллера(Cisco XNC)	Сложность в использовании, сложная установка

Таблица 5

Время отклика

	Среднее время отклика(мс)	Максимальное время отклика(мс)	Минимальное время отклика(мс)
Общее время обработки запроса	50.08	35.60	64.60
Время обработки ЦО-Дом	0.47	0.13	0.86

Для дальнейших исследований принципов построения сетей SDN в работе был выбран контроллер Open DayLight, поскольку он обладает самым удобным интерфейсом, кроме того регулярно выходят новые программные версии этого контроллера.

Литература

1. <https://www.udacity.com/course/viewer#!/c-ud436/l-3650998775/m-3660808560>.
2. <http://mininet.org/walkthrough>.
3. <http://www.estinet.com/products.php?lv1=13&sn=14>.
4. Баркова И.В., Сергеева Т.П. Решение задачи резервирования в пакетных сетях и сетях SDN с использованием общих резервных ресурсов при различных повреждениях // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 6. С. 10-12.
5. Сергеева Т.П., Тетёкин Н.Н. Методы повышения надежности в сетях SDN // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 6. С. 53-55.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СРЕДСТВ КОМПЬЮТЕРНОЙ АЛГЕБРЫ ПРИ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИИ В УЧЕБНОМ ЗАВЕДЕНИИ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ

Куприянов Д.О.
МТУСИ, студент группы М61402
Данилов А.Н.,
к.т.н., доцент, МТУСИ

На данный момент уже существует большое множество математических пакетов, обладающих различными наборами функций и адаптированных под конкретные задачи. В данной работе рассмотрены в сравнении три самых популярных математических пакета, чтобы выявить оптимальный по цене и возможностям для применения в учебном заведении высшего профессионального образования. Рассматриваться будут последние версии математических пакетов.

Произведен анализ следующих математических пакетов:

1. *Mathcad* – система компьютерной алгебры, ориентированная на создание интерактивных документов, с широкими визуальными возможностями. Так же может быть использован для создания коллективных проектов, [1].
2. *MATLAB* – среда для численных вычислений с широким спектром визуализации полученных данных посредством графики и звуковых эффектов, и язык программирования, используемый для работы в этой среде, [2].
3. *Mathematica* – система компьютерной алгебры, используемая для различных научных, инженерных и аналитических расчетах. Так же, это интерпретируемый язык программирования. Из преимуществ можно выделить интуитивный интерфейс, все математические функции вводятся в стандартных обозначениях. Есть возможность ввода с клавиатуры или с помощью панелей инструментов, [3].

Сравнение будет производиться по следующим критериям:

1. Возможности – важно получить полный спектр возможностей для решения всех возможных задач, произведения вычислений и соответствующего качества представления полученной информации.
2. Системные требования – в условиях устаревшего парка компьютерной техники в большинстве ВУЗов, так же стоит учитывать этот параметр.
3. Стоимость лицензии – при ограниченном бюджете учебных заведений, очень важный критерий оценки используемого ПО.

Ниже перечислены преимущества и недостатки каждого из представленных математических пакетов.

Среди преимуществ последней версии *Mathcad Prime 3.1*, [1] можно выделить:

1. Поддержка стороннего ПО, например *MS Excel*
2. Возможность работы с большими массивами данных
3. Математический, интуитивно понятный, формат записи данных
4. Продвинутое возможности построения графиков
5. Математические формулы выделяются в тексте

Недостатки *Mathcad Prime 3.1*:

1. Ограниченные возможности графики. Не оптимальное, с точки зрения использования, управление графикой.
2. Невозможность разработки *GUI*.

Среди преимуществ последней версии *MATLAB R2015a*, [2] можно выделить:

1. Широкие возможности адаптации под различные нужды, модульность
2. Интеграция с базовыми алгоритмами *C*, *C++*, *Java*, *.NET*, *Microsoft Excel*, *Fortran*.
3. Инструменты для создания приложений с графическими пользовательскими интерфейсами

4. Большое разнообразие функций для численных расчетов
5. Различные методы публикации полученных результатов (*HTML, PDF, Word, LaTeX*)
6. Удобное представление расчетов в виде копируемого текста
7. 2-D, 3-D, звуковая визуализация полученных результатов

Недостатки *MATLAB R2015a*:

1. За каждое расширение приходится платить отдельно
 2. Желательно владение другими языками программирования для эффективной работы
- Среди преимуществ последней версии *Mathematica 10*, [3] можно выделить:

1. Облачные вычисления по подписке на сервис *Mathematica Online*
2. Улучшенные вычисления на графах
3. Машинное обучение с высокой степенью автоматизации
4. Анализ случайных процессов
5. Широкие возможности визуализации и графики
6. Разработка ПО
7. Работа с внешними объектами

Недостатки *Mathematica 10*:

1. Большая стоимость лицензии
2. Неудобный для обывателя язык программирования

Ниже приведены системные требования сравниваемых средств компьютерной алгебры.

Системные требования *Mathcad Prime 3.1*, [1]:

1. Свободное место на диске: 2.1 GB (600 MB для *PTC Mathcad* при установке с одним языковым пакетом, 1.5 GB для временного хранения данных во время установки)
2. ОС: *Windows 7/8*
3. *.NET Framework*: 4.5.1
4. *Internet Browser*: *Microsoft Internet Explorer 6.0* или новее
5. Сеть: *TCP/IP* или сетевой адаптер *Ethernet*
6. Устройство управления: Совместимая с ОС от *Microsoft* мышь или другие контроллеры

Системные требования *MATLAB R2015a*, [2]:

1. Свободное место на диске: 1 GB (3-4GB при установке дополнительных расширений)
2. ОС: *Windows XP/Vista/7/8, Windows Server 2003/2008/2012*
3. *RAM*: 2GB
4. *Internet Browser*: *Microsoft Internet Explorer 6.0* или новее
5. Сеть: *TCP/IP* или сетевой адаптер *Ethernet*
6. Графический адаптер: интегрированный или дискретный графический адаптер, поддерживающий *OpenGL 3.3* с 1GB памяти графического процессора

Системные требования *Mathematica 10*, [3]:

1. Процессор: *Intel Pentium IV 2.4 GHz* или эквивалентный
2. ОС: *Windows XP/Vista/7/8, Windows Server 2008/2012*
3. *RAM*: 2GB+
4. Дисковое пространство: 8.8 GB
5. *Internet Browser*: *Microsoft Internet Explorer 6.0* или новее
6. Сеть: *TCP/IP* или сетевой адаптер *Ethernet*
7. Графический адаптер: интегрированный или дискретный графический адаптер, поддерживающий *OpenGL 3.3* с 1GB памяти графического процессора

Ниже приведены цены на рассматриваемые программные пакеты:

Цены на программный продукт от *PTC - Mathcad Prime 3.1*. [1]:

1. 105 \$ за студенческую версию
2. 30-дневная бесплатная пробная версия
3. 1600 \$ за полную версию

Цены на программный продукт от *Mathworks - MATLAB R2015a*, [2]:

1. 45 \$ за обычную студенческую версию
2. 89 \$ за студенческую версию с пакетом визуализации и моделирования *Simulink*
3. 150 \$ за базовую домашнюю версию
4. 39 \$ за каждое из 30 расширений

Цены на программный продукт от *Wolfram - Mathematica 10*, [3]:

1. 295\$ или 150\$ в год за студенческую настольную версию без доступа к облачным вычислениям

2. 15-дневная бесплатная пробная версия
3. 6995 \$ за максимально полную версию, поддерживающую вычисления на 16-ядерных процессорах

На основе представленных данных можно заключить, что из перечисленных математических пакетов максимальным функционалом обладает продукт *Mathematica* от *Wolfram*, который обладает наиболее полными на данный момент возможностями для вычислений, их визуализации и различного представления. Но его цена слишком велика для использования в ВУЗе, как основного математического пакета, поэтому рентабельно приобрести только одну лицензию для выполнения функций, с которыми не могут справиться остальные математические пакеты, или придумать другие пути решения с использованием более дешевых средств компьютерной алгебры.

Mathcad от *PTC* показал средний, по всем оцениваемым критериям, результат. Главным его плюсом при применении в учебном заведении высшего профессионального образования является отсутствие языка программирования как такового и интуитивность ввода команд, что в некотором роде позволяет снизить нагрузку на студентов, особенно на первых курсах (не усложняет учебный процесс освоением синтаксиса программного обеспечения)

MATLAB от *Mathworks*, в результате исследований, оказался наиболее оптимальным вариантом для использования в ВУЗах. Достигается это низкой ценой и модульной структурой, т.е. возможностью приобретать лишь те функции, которые требуются для организации учебного процесса в конкретном учебном заведении с учетом специфики расчетов. Так же этот математический пакет предъявляет очень низкие требования к системе, на которой он используется.

Примером ВУЗа, который выбрал *MATLAB* для построения своей научной базы, является Московский Технический Университет Связи и Информатики. Был заключен договор с компанией *Mathworks* на поставку программного обеспечения, и любой студент ВУЗа может получить его лицензионную копию, предъявив студенческий билет и использовать для расчетов связанных с научной деятельностью, курсовыми и лабораторными в ходе обучения.

Резюмируя, можно утверждать, что при оснащении учебного заведения высшего профессионального образования программным обеспечением стоит тщательно оценивать нужды большей части пользователей приобретаемого ПО, чтобы максимально эффективно использовать предоставленные финансовые ресурсы. Приоритетным направлением в этом случае будет программное обеспечение с модульной структурой, которое позволяет адаптировать программный пакет под нужды конкретного ВУЗа с учетом специфики расчетов и нужд для научных исследований.

Литература

1. Сетевой ресурс – официальный сайт разработчика *Mathcad*: <http://ru.ptc.com>.
2. Сетевой ресурс – официальный сайт разработчика *MATLAB*: <http://www.mathworks.com>.
3. Сетевой ресурс – официальный сайт разработчика *Mathematica*: <http://www.wolfram.com>.

МЕТОДИКА РАСЧЁТА ОПТИЧЕСКОЙ СЕКЦИИ ПЕРЕДАЧИ БОЛЬШОЙ ПРОТЯЖЁННОСТИ

Яковенков С.В.,
МТУСИ, студент группы БМС1101
Тверецкий М.С.,
к.т.н., профессор, МТУСИ

Данная статья посвящена методике расчёта оптической секции передачи большой протяжённости. Специфика расчёта подразумевает использование одномодовых оптических волокон (ОВ), поэтому расчёт для многомодовых волокон не рассматривается.

Протяжённость оптических линий связи ограничивается не только затуханием оптического волокна, но и дисперсией – увеличением длительности импульсов при распространении сигнала по оптоволокну. Последнее обстоятельство снижает защищённость цифрового сигнала от межсимвольных помех и усложняет выделение тактового синхросигнала.

В одномодовых ОВ отсутствует межмодовая дисперсия, однако присутствуют хроматическая и поляризационная модовая, из которых основное воздействие на сигнал оказывает хроматическая дисперсия, обусловленная зависимостью скорости распространения волны от частоты.

Максимально допустимая хроматическая дисперсия секции передачи представляет собой интегральный параметр и позволяет определить максимальную протяжённость секции передачи по дисперсии. Величина максимально допустимой дисперсии зависит от:

- рабочей длины волны источника излучения;
- ширины спектра источника излучения;
- скорости передачи данных;
- скважности импульсов сигнала;
- параметра «эпсилон-фактор».

Последний параметр представляет собой коэффициент, связанный с максимально допустимым относительным уширением импульса на выходе оптической секции. Снижение защищённости сигнала в результате приращения ширины импульса нормируется как дополнительные потери, которые прямо пропорциональны параметру «эпсилон-фактор». При использовании многомодовых лазеров дополнительные потери возрастают за счёт перераспределения мощности излучения между модами.

В системах СЦИ уровня *STM-16* и выше дисперсия начинает оказывать значительное влияние на протяжённость оптической секции передачи, что вынуждает инженеров прибегать к методам её компенсации. Протяжённость оптической секции по дисперсии возрастает, если:

- уменьшается ширина спектра излучения;
- уменьшается рабочая длина волны источника излучения;
- используется ОВ с меньшим значением коэффициента хроматической дисперсии;
- снижается скорость передачи;
- снижается скважность импульсов сигнала.

Расчёт протяжённости кабельного участка (КУ) подразумевает отсутствие на оптическом тракте регенераторов, то есть протяжённость секции в данном случае совпадает с протяжённостью КУ. Расчёт начинается с определения максимально допустимой длины КУ по затуханию, на что влияет как используемое ОВ, так и код применения, определяющий граничные уровни сигнала на оконечном оборудовании. Кроме того, производится расчёт минимально допустимой длины, что важно для предотвращения возможной перегрузки оптического приёмника.

В высокоскоростных системах передачи расчёт протяжённости КУ по дисперсии требует учёта влияния поляризационной модовой дисперсии (ПМД). В этом случае параметр «эпсилон-фактор» корректируется, рассчитывается максимально допустимая дисперсия КУ и определяется максимальная протяжённость КУ по дисперсии.

Таким образом, производится расчёт протяжённости КУ как по затуханию, так и дисперсии. Из полученных значений протяжённости выбирается меньшее.

В отличие от КУ, расчёт протяжённости оптической секции подразумевает наличие на оптическом тракте регенераторов и является более сложной задачей. В этом случае помимо характеристик используемого ОВ учитываются уровень сигнала на выходе оптических усилителей (ОУ), ширина спектра группового сигнала, если имеет место разделение каналов по длине волны (*WDM – Wavelength Division Multiplexing*), уровень помехи, приведённой ко входу ОУ, а также защищённость сигнала от усиленного шума спонтанного излучения, обычно принимаемая равной 18 дБ.

Расчёт начинается с определения максимальной протяжённости КУ, образующих секцию, по затуханию. Малая протяжённость КУ позволяет увеличить защищённость сигнала, однако при этом возрастает число регенераторов – источников помех, что негативно отражается на защищённости сигнала и, кроме того, нецелесообразно экономически. По этой причине зависимость максимальной протяжённости секции от коэффициента усиления регенераторов не имеет строго монотонного характера, а обладает экстремумом и изменяется ступенчато: прибавление или удаление очередного регенератора в секции вызывает скачок на графике указанной зависимости.

При расчёте протяжённости оптической секции по затуханию руководствуются следующими положениями:

- число КУ в секции должно быть минимальным;
- расчётная протяжённость секции должна превышать фактическую лишь в небольшой степени;
- должен обеспечиваться некоторый запас по усилению для компенсации дополнительных потерь в линии.

Обеспечить одновременное выполнение трёх вышеприведённых условий непросто, поскольку повышение коэффициента усиления регенераторов сверх оптимального значения может вызвать невыполнение перекрытия заданной протяжённости секции по затуханию, то есть расчётная величина протяжённости окажется меньше фактической. Таким образом, достичь требуемого запаса по усилению при минимальном числе регенераторов не всегда возможно. Для повышения имеющегося запаса по усилению можно прибегнуть к следующим мерам:

- применить ОВ с меньшим значением коэффициента затухания;
- увеличить строительную длину ОВ;
- использовать усилители с меньшим значением коэффициента шума;
- повысить мощность линейного сигнала до уровня, не вызывающего перегрузки оптического приёмника.

Расчёт протяжённости оптической секции по дисперсии является наиболее сложной задачей. В высокоскоростных системах передачи обычно возникает потребность в компенсации дисперсии, поэтому при построении оптической линии используют как специальные устройства – компенсаторы дисперсии, так и оптические волокна, компенсирующие дисперсию (ОВКД).

Удельная величина дисперсии волокна прямо пропорциональна длине волны, поэтому расчёт компенсации проводится для длинноволновой границы рабочего диапазона длин волн; для коротковолновой границы осуществляется только поверочный расчёт. Как правило, расчёт осуществляется методом линейной интерполяции в силу слабой нелинейности дисперсионной характеристики ОВ.

Компенсация дисперсии с помощью ОВКД заключается в чередовании основного волокна и ОВКД на оптической секции. Компенсирующее волокно включается на дальнем конце КУ, поскольку для него характерна относительно высокая нелинейность. При этом компенсация осуществляется не полностью, а до допустимого значения дисперсии на КУ, что позволяет ослабить нелинейный эффект четырёхволнового смешения. От участка к участку дисперсия нарастает, но её величина на выходе секции не должна превышать допустимое значение.

Усиление промежуточных усилителей принимается равным затуханию КУ, то есть сумме потерь в основном и компенсирующем волокнах, а также потерь в сварных соединениях. Рассчитанная величина усиления не должна превышать значение, полученное при расчёте оптической секции исходя из потерь. В противном случае следует попытаться снизить потери в оптическом тракте, а при невозможности снижения потерь – осуществить перерасчёт протяжённости секции по затуханию.

ОВКД обладает повышенным значением коэффициента затухания, поэтому для уменьшения требуемого коэффициента усиления и сокращения длины ОВКД прибегают к следующим мерам:

- применяются ОВ с меньшим значением коэффициента затухания;
- увеличиваются строительные длины ОВ и ОВКД;
- выбирается основное ОВ с меньшим значением коэффициента дисперсии;
- выбирается ОВКД с большим (по модулю) значением коэффициента дисперсии;
- на передаче используется светодиод или лазер с меньшей шириной спектра излучения.

В качестве основного волокна может использоваться ОВ, отвечающее одной из рекомендаций МСЭ-Т:

- *G.652* – стандартное ОВ (*SF - Standard Fiber*);
- *G.654* – модификация волокна *G.652* для работы в *C*-диапазоне (1530-1565 нм);
- *G.653* – волокно с нулевой смещённой дисперсией (*DSF – Dispersion-shifted Fiber*);
- *G.655* – волокно с ненулевой смещённой дисперсией (*NZDSF – Non-zero Dispersion-shifted Fiber*);
- *G.656* – развитие стандарта *G.655* с отсутствием разделения на классы.

В характеристиках ОВ обязательно указываются длина волны нулевой дисперсии и крутизна дисперсионной характеристики в этой точке, а также могут приводиться возможные отклонения длины волны нулевой дисперсии от номинального значения. Величина удельной дисперсии на других длинах волн рассчитывается либо по формулам Селмейера, либо методами линейной интерполяции, что определяется типом используемого волокна.

ОВ рекомендации *G.652* подразделяется на четыре категории (*A, B, C, D*), для которых установлены номинальная длина волны нулевой дисперсии, равная 1312 нм, и её максимальное отклонение от номинального значения, по модулю не превышающее 12 нм. Величина удельной дисперсии в волокнах *G.652* рассчитывается по формуле Селмейера для ОВ со ступенчатым профилем показателя преломления.

Сходные дисперсионные параметры имеет ОВ *G.654*, оптимизированное для работы в *C*-диапазоне. Данное волокно имеет увеличенный размер модового пятна, что снижает в нём нелинейные эффекты и улучшает тем самым условия работы в системах *WDM*. Однако работа такого ОВ в коротковолновых диапазонах чревата переходом в многомодовый режим, поэтому широкого распространения ОВ *G.654* не получило. Величина удельной дисперсии в волокнах *G.654* рассчитывается методом линейной интерполяции.

В волокнах, отвечающих рекомендации *G.653*, нулевая дисперсия приближена к длине волны 1550 нм. Эти волокна подразделяются на типы *A* и *B*, для каждого из которых определена своя маска – границы, внутри которых должна располагаться дисперсионная характеристика ОВ. Маска в рекомендации *G.653* ограничена диапазоном длин волн от 1460 нм до 1620 нм, однако в реальных случаях волокна могут использоваться и за этими пределами. За счёт малой удельной дисперсии в длинноволновом диапазоне волокна *G.653* имеют преимущество перед волокнами *G.652* и позволяют добиться большей протяжённости оптической секции передачи по дисперсии, однако не подходят для построения сетей *WDM* в силу значительного воздействия на сигнал эффекта четырёхволнового смещения. Величина удельной дисперсии в волокнах *G.653* рассчитывается по соответствующей формуле Селмейера для волокон с нулевой смещённой дисперсией.

ОВ рекомендаций *G.655* и *G.656* имеют ненулевое значение коэффициента дисперсии на длине волны 1550 нм и применяются для построения сетей *WDM*. В рекомендации *G.655* представлены волокна типов *A, B, C, D* и *E*, а в рекомендации *G.656* разделение на типы отсутствует. В настоящее время типы *A* и *B* исключены из рекомендации *G.655*. Дисперсионные характеристики волокон типов *D* и *E*, а также волокна *G.656* нормируются, как и в случае волокна с нулевой смещённой дисперсией, с помощью соответствующих масок. Диапазон волн, в которых определены маски, заключён между 1460 нм и 1625 нм, однако в реальных случаях данные волокна могут использоваться и вне указанного диапазона. Расчёт коэффициента дисперсии для ОВ с ненулевой смещённой дисперсией осуществляется по формулам линейной интерполяции, приводимым в технических данных для того или иного конкретного ОВ. В этих же данных указываются требуемые для расчёта длины волн.

Обобщая вышеизложенные данные, можно сделать вывод, что расчёт протяжённости оптической секции передачи представляет собой совокупность следующих взаимосвязанных задач: выбор кода применения, подбор оптических волокон, расчёт протяжённости оптической секции по затуханию и дисперсии, а также оптимизация числа регенерационных пунктов при их наличии. Вместе с тем следует подчеркнуть, что построение оптической линии связи является весьма дорогостоящим процессом, поэтому в расчётах учитывается приращение затухания ОВ, обусловленное механическими деформациями и влиянием окружающей среды, а также создаётся запас на развитие сети, то есть запас по допустимой дисперсии и/или возможность установки системы *WDM*.

Литература

1. *Тверецкий М. С.* Многоканальные телекоммуникационные системы (компьютерные упражнения). Ч. 3. Изучение оптических секций передачи. Учебное пособие / МТУСИ. – М., 2012. – 46 с.

АНАЛИЗ РЕКОМЕНДАЦИЙ МСЭ-Т ПО СРЕДНЕМУ ИСПОЛЬЗОВАНИЮ КАНАЛОВ СВЯЗИ

*Каменский И.А., Поздеева А.П.,
МТУСИ, студенты группы БСС1203
Пишеничников А.П.
к.т.н. профессор, МТУСИ*

Известно, что при проектировании цифровых сетей с коммутацией каналов, расчет числа каналов ведется по первой формуле Эрланга, если число абонентов больше ста, либо по формулам Энгсета, если число пользователей меньше ста.

С другой стороны, если используется формула Эрланга, то при больших нагрузках можно получить использование канала порядка 0,9 и выше, что приводит к повторным вызовам и сеть перегружается. Поэтому, в соответствии с РД-45.196-2001, в котором приводится ссылка на рекомендацию Международного Союза Электросвязи (ITU-T) Q.543 – «Расчетные нормы на качество работы цифровых станций», средняя нагрузка на одну линию не должна превышать 0,7 Эрл для эталонной нагрузки типа А и 0,8 Эрл – для эталонной нагрузки типа В.

Интенсивность нагрузки на аналоговом коммутационном оборудовании измерялась в два наиболее нагруженных месяца года по 10 рабочих дней.

На цифровых сетях, где измерения нагрузки автоматизированы, нагрузка снимается ежедневно круглый год. Выбирают 30 наиболее нагруженных дней в году. Нагрузка измеряется в пятнадцати минутные интервалы, как показано в таблице 1.

Суммируются значения нагрузки за четыре последующих пятнадцати минутных интервала. Так находится нагрузка за час. Эта процедура повторяется со сдвигом в 15 минут. Из полученного множества A_1, A_2, \dots, A_n выбирается максимальное значение нагрузки ($\max\{A_1, A_2, \dots, A_n\}$). Эта нагрузка принимается за интенсивность эталонной нагрузки типа А в час наибольшей нагрузки (ЧНН) – $A_{\text{чнн}}$.

Местоположение часа наибольшей нагрузки при такой процедуре определяется с точностью до 15 минут. Такой ЧНН называется статистически фиксированным.

Таблица 1

Измерение эталонной нагрузки типа А

	10:00 10:15	10:15 10:30	10:30 10:45	10:45 11:00	11:00 11:15	...
1	a_1	b_1	c_1	d_1	e_1	...
2	a_2	b_2	c_2	d_2	e_2	...
...
30	a_{30}	b_{30}	c_{30}	d_{30}	e_{30}	...
	$a = \frac{\sum_{i=1}^{30} a_i}{30}$	$b = \frac{\sum_{i=1}^{30} b_i}{30}$	$c = \frac{\sum_{i=1}^{30} c_i}{30}$	$d = \frac{\sum_{i=1}^{30} d_i}{30}$	$e = \frac{\sum_{i=1}^{30} e_i}{30}$...
	$a + b + c + d = A_1$					
	$b + c + d + e = A_2$					
	...					
						A_n

Эталонная нагрузка типа В рассчитывается следующим образом. Из 30 наиболее нагруженных дней в году выбирается 5 самых нагруженных дней. Процедура обработки результатов измерения аналогична приведенной выше (Таблица 2). Выбираются максимальные значения из множества

B_1, B_2, \dots, B_n ($\max\{B_1, B_2, \dots, B_n\}$). Максимальное значение усреднённой нагрузки за 5 дней и будет значением эталонной нагрузки типа В.

Таблица 2

Измерение эталонной нагрузки типа В

	10:00 10:15	10:15 10:30	10:30 10:45	10:45 11:00	11:00 11:15	...
1	a_1	b_1	c_1	d_1	e_1	...
2	a_2	b_2	c_2	d_2	e_2	
...
5	a_5	b_5	c_5	d_5	e_5	...
	$a = \frac{\sum_{i=1}^5 a_i}{5}$	$b = \frac{\sum_{i=1}^5 b_i}{5}$	$c = \frac{\sum_{i=1}^5 c_i}{5}$	$d = \frac{\sum_{i=1}^5 d_i}{5}$	$e = \frac{\sum_{i=1}^5 e_i}{5}$...
	$a + b + c + d = B_1$					
		$b + c + d + e = B_2$				
	...					
						B_n

Рассмотрим, при каких значениях интенсивности нагрузки можно использовать первую формулу Эрланга, а при каких – рекомендацию МСЭ-Т для простейшего потока. Величина потерь по первой формуле Эрланга определяется следующим образом:

$$P = Ev, v(A) = \frac{A^v}{v!} \cdot \frac{1}{\sum_{j=0}^v \frac{A^j}{j!}}, \quad (1)$$

где A – интенсивность нагрузки, v – число линий. Эта формула табулирована [2].

Интенсивность обслуженной нагрузки находится по следующему выражению:

$$Y_o = A(1 - P). \quad (2)$$

Среднее использование одной линии в пучке линий определяется из выражения

$$\eta = \frac{Y_o}{v}. \quad (3)$$

На рис. 1 приведены результаты расчёта среднего использования одной линии в пучке от интенсивности поступающей нагрузки при трёх значениях величины потерь: 0,01; 0,005; 0,001. Этот диапазон потерь охватывает нормируемые потери на телефонных сетях в нашей стране.

Как следует из рисунка 1, при потерях $P=0,01$ и при нагрузке менее 30 эрланг необходимо использовать таблицы первой формулы Эрланга. При нагрузке более 30 эрланг в соответствии с рекомендацией МСЭ-Т среднее использование линии не должно превышать 0,7 эрланг. Следовательно, при этой величине потерь и нагрузке типа А более 30 эрланг число линий определяется путём деления интенсивности обслуженной нагрузки на 0,7

$$v = \frac{Y_o}{0,7}. \quad (4)$$

При величине потерь $P=0,001$ и интенсивности поступающей нагрузке более 50 эрланг, число линий определяется путем деления обслуженной нагрузки на 0,7 для нагрузки типа А. При нагрузке менее 50 эрланг, число линий определяется таблицам первой формулы Эрланга.

Рекомендацию [1] для простейшего потока можно представить в виде системы:

$$\begin{cases} E_{v,v}(A), \text{ если } \eta < 0,7 \text{ (для нагр. типа А) или } \eta < 0,8 \text{ (для нагр. типа Б)} \\ V = \frac{A}{0,7}, \text{ если } \eta > 0,7 \text{ (для нагр. типа А) или } \eta > 0,8 \text{ (для нагр. типа Б)} \end{cases}$$

где $E_{v,v}(A)$ – первая формула Эрланга, V – количество линий, A – интенсивность нагрузки.

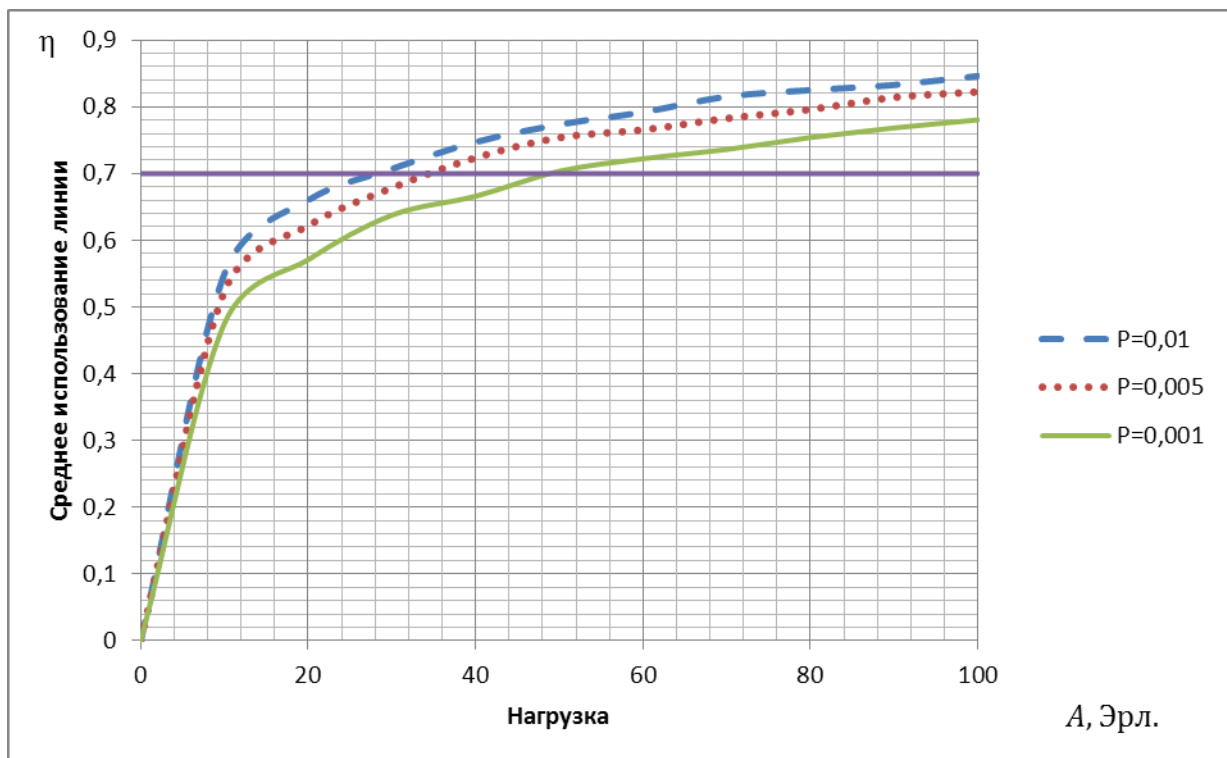


Рис. 1. График зависимость среднего использования линии от нагрузки при разных потерях

Аналогичный анализ проведём для примитивного потока (потока от ограниченного числа источников).

Для этого потока величина потерь по вызовам рассчитывается по формуле Энгсета:

$$P_e = \frac{C_{n-1}^V a^V (1-a)^{n-V}}{\sum_{j=0}^V C_{n-1}^j a^j (1-a)^{n-j}}, \quad (5)$$

где a — удельная интенсивность абонентской нагрузки;
 n — число источников нагрузки; V — число линий.

Для примитивного потока (число абонентов меньше ста) используются таблицы потерь по вызовам формулы Энгсета [3].

На рисунке 2 приведены зависимости числа линий от интенсивности поступающей нагрузки при четырёх значениях количества абонентов с потерями $P=0,5\%$.

Как следует из рисунка 2, при количестве абонентов $n=60$ и при нагрузке менее 18 эрланг необходимо использовать таблицы формулы Энгсета. При нагрузке более 18 эрланг в соответствии с рекомендацией [1] среднее использование линии не должно превышать 0,7 эрланг. Следовательно, при этой величине потерь и нагрузке более 18 эрланг число линий определяется путём деления интенсивности обслуженной нагрузки на 0,7.

При количестве абонентов мене $n=20$ всегда используется таблицы формулы Энгсета.

Выводы

1. При проектировании цифровых сетей с коммутацией каналов обычно используется эталонная нагрузка типа А. В процессе расчёта числа линий (каналов) по первой формуле Эрланга необходимо проверять среднее использование линий (каналов) уже при интенсивности поступающей нагрузки более 50 эрланг.

2. При ограниченном числе источников при $n < 20$ среднее использование линий (каналов) в рабочем диапазоне потерь не превышает 0,7. При большем числе источников необходимо проверять выполнение условия $\eta < 0,7$.

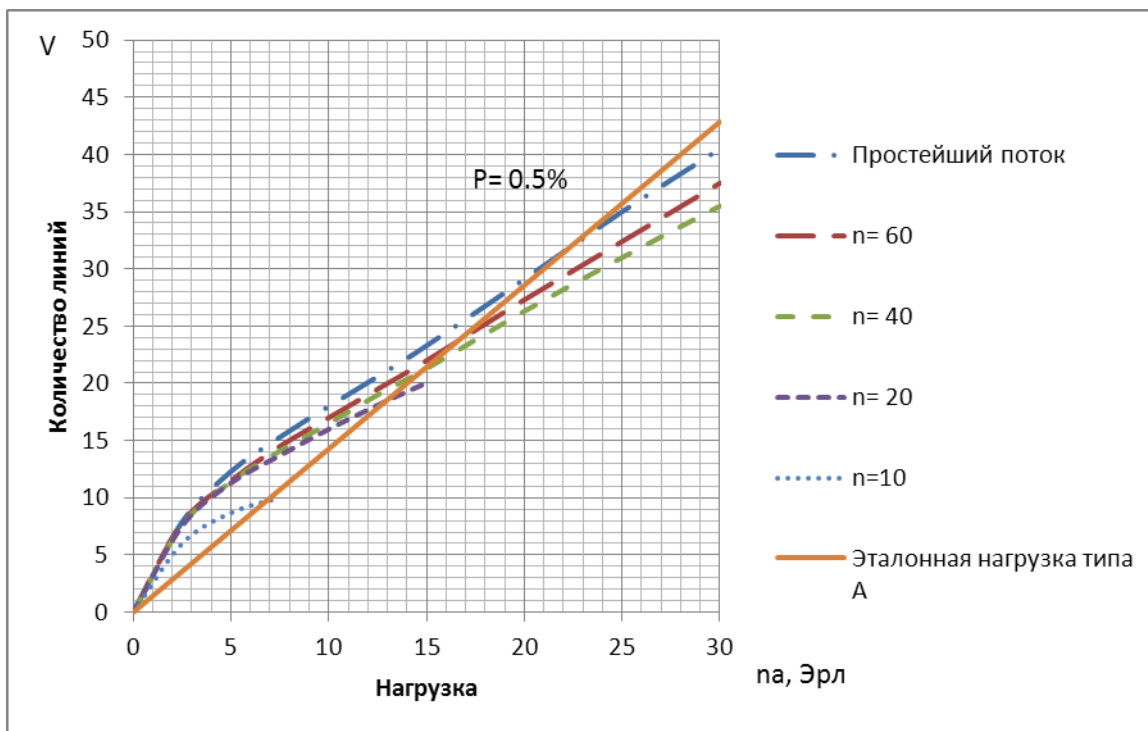


Рис. 2. График зависимости количества линий от нагрузки для простейшего потока с потерями $P=0.5\%$ для разного количества абонентов

Литература

1. Руководящий документ отрасли. Правила построения системы телефонной связи общего пользования. РД 45.196-2001.
2. Башарин Г.П. Таблицы вероятностей и средних квадратических отклонений потерь на пол-нодоступном пучке линий.—М.: Издательство Академии наук СССР, 1962. — 128 с.
3. Лившиц Б.С., Фидлин Я.В. Системы массового обслуживания с конечным числом источни-ков. — М.: Связь, 1968. — 118 с.