

**Некоммерческое акционерное общество
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»**

Кафедра «Телекоммуникационные системы»

Специальность 6М071900 «Радиотехника, Электроника и телекоммуникации»

Допущен к защите

Зав. кафедрой

к.т.н., _____ Шагиахметов Д.Р. _____

подпись (Ф.И.О.)

« ____ » _____ 2014г.

**МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ
пояснительная записка**

Тема: «Методы повышения эффективности использования радиочастотного спектра в широкополосных сетях передачи данных».

Магистрант Мамиев С.А. _____ группа МТСП-12-1
подпись (Ф.И.О.)

Руководитель диссертации к.х.н. _____ Кудинова В.С.
подпись (Ф.И.О.)

Рецензент _____
подпись (Ф.И.О.)

Консультант по ВТ к.х.н., ст. преп. _____ Данько Е.Т.
подпись (Ф.И.О.)

Нормоконтроль к.х.н., ст. преп. _____ Кудинова Г.А.
подпись (Ф.И.О.)

Алматы 2014г.

Рекомендуемая основная литература:

1. Одуан К., Б. Гино. Измерение времени. Основы GPS. //Москва: Техносфера, 2002, 400 с.

2. Тузов Г. И., Сивов В. В., Прытков В. И. и др. Помехоустойчивость радиосистем со сложными сигналами //М.: Радио и связь, 1985.

3. Беляевский Л.С., Новиков В.С., Олянюк П.В. Основы радиотехники. // М.: «Транспорт», 1982, 287 с.

Г Р А Ф И К
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления научному руководителю	Примечание
Обработка литературы, посвященной обзору беспроводных сетей	05.11.2012	выполнено
Методы повышения эффективности использования радиочастотного спектра	20.01.2013	выполнено
Планирование эксперимента, выбор объекта исследования	10.09.2013	выполнено
Проведение эксперимента	25.10.2013	выполнено
Сравнительный анализ точности полученных данных	10.11.2013	выполнено

Дата выдачи задания _____

Заведующий кафедрой _____ (Коньшин С.В.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Руководитель диссертации _____ (Кудинова В.С.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Задание принял к исполнению
магистрант _____ (Мамиев С.А.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Аннотация

В данной диссертационной работе были рассмотрены методы повышения эффективности использования радиочастоты.

Проведено экспериментальное исследование трафика со следующих Интернет ресурсов: Gmail, YouTube, Google search. Сделан сравнительный анализ полученных экспериментальных данных. Предложен оптимальный метод устранения избыточности Интернет трафика.

Аңдатпа

Осы диссертациялық жұмыста радиожіліктің игерушілігінің тиімділігінің көтермелеуінің әдістері қаралды.

Gmail, YouTube, Google search интернет қамбаларынан интернет қорларынан Трафиктың эксперименталді зерттеуі өткізілген. Деректердің салыстырмалы анализы қортынды. Интернет трафиктың артықтығын жоюдың үйлесімді әдісі ұсынылған .

Abstract

This thesis examined methods to improve the efficiency of use of radio frequencies.

An experimental study of traffic from the following Internet resources: Gmail, YouTube, Google search. Sделan comparative analysis of the experimental data. An optimal method to eliminate redundancy of Internet traffic.

Содержание

Введение	6
1 Тенденция роста услуг в беспроводных сетях передачи данных	8
2 Методы повышения эффективности использования частотного спектра	9
2.1 Модуляции высокого порядка	9
2.2 Помехоустойчивое кодирование	11
2.3 Доступ к физической среде	12
2.4 Антенные системы	14
2.5 Оптимизация передаваемого трафика	16
3 Расчетная часть	19
3.1 Расчет максимальной пропускной способности различных видов модуляции	19
3.2 Определение энергетического бюджета беспроводного канала связи	22
3.3 Исследование влияния интерференции на OFDM канал связи	28
3.4 Определение скорости передачи данных на сектор	35
4 Экспериментальная часть	38
Заключение	43
Список литературы	44

Введение

В связи с непрерывным ростом количества мобильных абонентов, беспроводных сетей передачи данных и требований пользователей к высокой скорости доступа в Интернет растет потребность в частотных ресурсах.

Повышение спектральной эффективности за счет внедрения передовых радио технологий имеет большую стоимость, необходима замена оборудования на стороне оператора связи и всех мобильных терминалов. Переход к каждому следующему стандарту сотовой связи вынуждает операторов связи строить новую сеть, а абонентов - покупать новые мобильные устройства.

Задача повышения эффективности использования дефицитного и дорогостоящего частотного ресурса в беспроводных сетях передачи данных становится особенно актуальной. Основными методами повышения эффективности использования частотного диапазона являются внедрение новых радио технологий и оптимизация передаваемого интернет-трафика .

Использование более совершенных радио технологий долгое время являлось основным способом повышения эффективности использования частотного ресурса. К основным радио технологическим методам повышения эффективности использования частотного спектра относятся такие методы как использование видов модуляции высокого порядка, использование более мощного помехоустойчивого кодирования, применение эффективных гибких методов доступа, применение много антенных систем.

Одним из вариантов увеличения эффективности использования частотного спектра является оптимизация передаваемого трафика.

1 Тенденция роста услуг в беспроводных сетях передачи данных.

В последние годы во всех странах мира наблюдается взрывной рост в области беспроводной передачи данных. Можно выделить три ключевых фактора, влияющих на рост потребления услуг в беспроводных сетях передачи данных.

Во-первых, рост числа мобильных абонентов, в I квартале 2013 г. уровень проникновения мобильной связи составил 87% от общего числа жителей на Земле, общее число пользователей мобильной связи около 4,2 млрд, и эта величина растет в среднем на 12% в год (рисунок 1) [1]. Во-вторых, растет число самих беспроводных сетей передачи данных. Мобильные операторы запускают сети новых стандартов HSPA, HSPA+, и LTE. На сегодняшний день 472 сети стандарта HSPA работают в 183 странах, 234 сети стандарта HSPA+ запущены в коммерческую эксплуатацию в 112 странах, и в 45 странах работают коммерческие LTE-сети [2]. В-третьих, мобильные устройства (сотовые телефоны, смартфоны, планшетные компьютеры, модемы и тд) все чаще используются пользователями как основные устройства для выхода в Интернет, что приводит к увеличению доли мобильного интернет-трафика в общем объеме мирового трафика. Доля трафика, который формируют пользователи мобильных устройств во всем мире, достигла 10% от суммарного объема интернет-трафика [3]. По прогнозам специалистов к 2017 г. трафик мобильных абонентов вырастет более чем в 15 раз (рисунок 2) [1].

На рисунке 1.1 показан рост трафика мобильных абонентов до 2017 года [1].

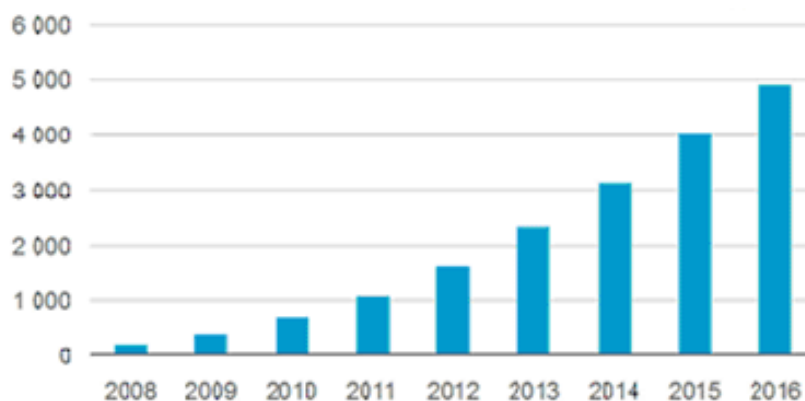


Рисунок 1.1- Прогноз роста трафика мобильных абонентов (млн. абонентов в год)

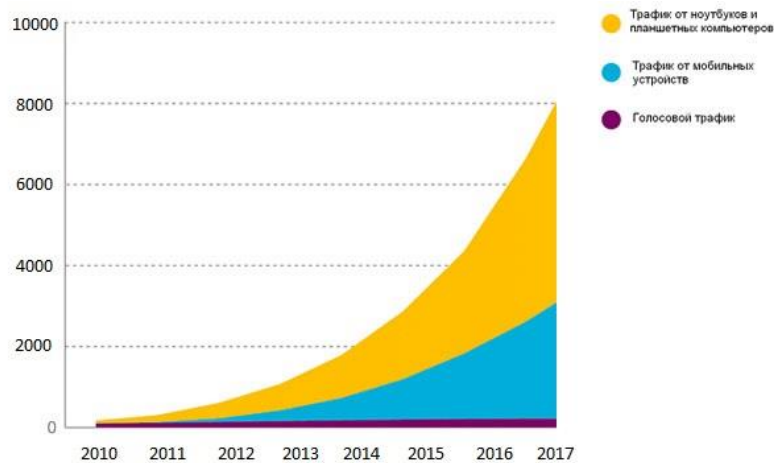


Рисунок 1.2- Прогноз роста мирового мобильного интернет-трафика (петабайт/месяц)

Данные факты являются причиной роста стоимости частотного спектра, который является ограниченным природным ресурсом. Во многих странах стоимость частотной лицензии (разрешение использовать частотный ресурс для работы сетей беспроводной передачи данных) сопоставима со стоимостью строительства самой сети. Средняя стоимость постройки новой трехсекторной базовой станции пропускной способности 100 Мбит/с составляет порядка 110 тыс. евро. А стоимость модернизации существующей базовой станции стандарта GSM/3G до стандарта LTE — всего 30 тыс. евро [5].

Разработка методов максимального использования радиочастотного спектра является крайне актуальной задачей для телекоммуникационной отрасли во всем мире.

Основной величиной оценки эффективности использования частотного спектра системами связи является спектральная эффективность, которая показывает максимальную скорость передачи информации в полосе частот .

$$S = \frac{R}{B} \quad (1)$$

где S-спектральная эффективность;
 R-максимальная скорость передачи;
 B - полоса частот.

Единицей измерения спектральной эффективности является [бит/сек/Гц].

2 Методы повышения эффективности использования частотного спектра.

Использование более совершенных радиотехнологий долгое время являлось основным способом повышения эффективности использования частотного ресурса. К основным радиотехнологическим методам повышения эффективности использования частотного спектра относятся следующие методы.

2.1 Модуляции высокого порядка

Использование видов модуляции высокого порядка и адаптивной модуляции. В первых цифровых беспроводных системах связи передачи данных использовались простейшие методы модуляции. Как правило, это модуляция GMSK, которая позволяет передавать один бит информации за одну посылку. В последних стандартах используются методы модуляции высокого порядка: QAM-16 или QAM-64.

Адаптивная модуляция позволяет мобильной системе приспосабливать схему модуляции сигнала в зависимости от уровня отношения сигнал-шум (SNR) в радиоканале. Если радиоканал имеет высокое качество, то используется самая высокая схема модуляции, давая системе дополнительную емкость. С затуханием сигнала, система может изменить схему модуляции на более помехоустойчивую, чтобы поддержать качество обслуживания и стабильность канала рисунок 5. Эта особенность позволяет системе преодолевать избирательное затухание. Ключевая особенность адаптивной модуляции в том, что она увеличивает диапазон так, что может использоваться более высокая схема модуляции, т.е. система может изменять фактические условия затухания, в отличие от фиксированной схемы, которая планируется для наихудшего случая [6].

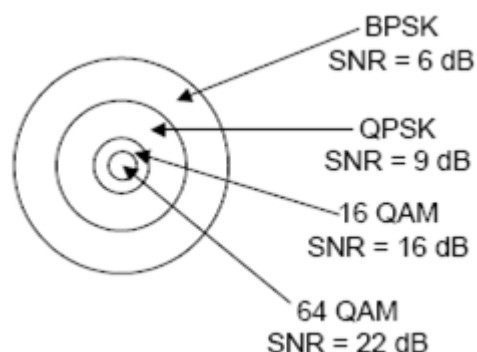


Рисунок 2.1 - Предпочтительный метод модуляции в зависимости от отношения сигнал/шум

Дополнительными инструментами физического уровня для повышения эффективности использования радиоспектра служат измерение качества канала и автоматическое управление мощностью сигнала.

Во многих случаях, в силу ограниченности частотного ресурса, невозможно достичь больших пропускных способностей за счет увеличения ширины полосы частот. Применение высокоуровневых схем модуляции позволяет увеличить емкость радиоканалов, но в то же это приводит к ухудшению энергетических характеристик радиотрактов и, следовательно, к меньшей надежности.

Вместо использования фиксированной схемы модуляции, с целью предоставления гарантированной пропускной способности и необходимых показателей надежности при любых погодных условиях, индексы модуляции, а соответственно и пропускная способность, увеличиваются, когда это позволяют сделать условия на тракте. В случае типового радиоканала это означает, что будет доступна большая пропускная способность в течение 99,5% времени.

Адаптивная модуляция означает динамическое изменение индексов модуляции с целью увеличения пропускной способности радиоканала в зависимости от условий на тракте.

За счет использования менее надежных но более эффективных схем модуляции, доступный запас на замирание может быть преобразован в большую пропускную способность. В этом и заключается суть адаптивной модуляции, динамически подстраивающей модуляцию под условия на тракте;

При использовании адаптивной модуляции совместно с функциями QoS и приоритезации трафика, имеется возможность устанавливать высокий приоритет важному трафику, передача которого тем самым будет осуществляться с максимальной надежностью при любых условиях; ухудшение условий будет сказываться только на низкоприоритетном трафике.

В стандарте IEEE 802.16-2004 используется технология множественного доступа с разделением по времени, согласно которой базовая станция выделяет абонентским станциям временные интервалы, чтобы они могли передавать данные в определенной очередности, а не случайным образом.

Для реализации дуплексного режима обмена данными используются две технологии: дуплексный режим с разделением по времени нисходящего и восходящего потоков и дуплексный режим с разделением по частотам.

На основе приведенного материала можно сформулировать основные проблемы, которые необходимо будет решить в ходе исследований, это определение наиболее подходящих типов модуляции для работы с большой скоростью пропускания, установление необходимого коэффициента дуплексной передачи для расширения полосы и нахождение наиболее удовлетворяющего размера циклического префикса для соотношения скорость качество.

2.2 Помехоустойчивое кодирование

Использование более мощного помехоустойчивого кодирования. Простейшие блочные или сверхточные коды, которые использовались в первых беспроводных системах передачи данных, в более современных стандартах заменены на сложные составные помехоустойчивые коды с итеративным механизмом декодирования и использованием мягких решений в работе декодера.

В современных системах связи существует необходимость повышения пропускной способности, например, в сотовых системах связи, высокоскоростных локально-вычислительных сетях и др. Пропускная способность может быть увеличена с помощью расширения полосы частот или повышения излучаемой мощности. Тем не менее, применимость этих методов имеет недостатки, так как из-за требований биологической защиты и электромагнитной совместимости повышение мощности и расширение полосы частот ограничено.

Поэтому если в системах связи возможные повышения излучаемой мощности и расширение полосы частот не обеспечивают необходимую скорость передачи данных, то одним из самых эффективных способов решения этой проблемы может быть применение адаптивных антенных решёток со слабо коррелированными антенными элементами. В турбо-кодах блоки имеют длину порядка нескольких Кбит. Цель такой длины состоит в том, чтобы эффективно рандомизировать последовательность, идущую на второе кодирующее устройство. Чем длиннее размер блока, тем лучше его корреляция с сообщением первого кодера, то есть корреляция мала.

Среди всех практически используемых современных методов коррекции ошибок турбо-коды и коды с низкой плотностью проверок на чётность наиболее близко подходят к границе Шеннона, теоретическому пределу максимальной пропускной способности зашумленного канала. Турбо-коды позволяют увеличить скорость передачи информации, не требуя увеличения мощности передатчика, или они могут быть использованы для уменьшения требуемой мощности при передаче с заданной скоростью. Важным преимуществом турбо-кодов является независимость сложности декодирования от длины информационного блока, что позволяет снизить вероятность ошибки декодирования путём увеличения его длины [9].

Основной недостаток турбо-кодов — это относительно высокая сложность декодирования и большая задержка, которые делают их неудобными для некоторых применений. Но, например, для использования в спутниковых каналах этот недостаток не является определяющим, так как длина канала связи сама по себе вносит задержку, вызванную конечностью скорости света.

Ещё один важный недостаток турбо-кодов — сравнительно небольшое кодовое расстояние (то есть минимальное расстояние между двумя кодовыми словами в смысле выбранной метрики).

Хотя сложность используемых алгоритмов турбо-кодирования и недостаток открытого программного обеспечения препятствуют внедрению турбо-кодов, в настоящее время многие современные системы используют турбо-коды.

2.3 Доступ к физической среде

Методы доступа к физической среде определяют эффективность, с которой абонентам выдается определенный физический ресурс сети. Если сначала использовались простейшие механизмы распределения ресурсов (FDD или TDD), которые выделяли абоненту фиксированный частотный или временной ресурс, то теперь используется более гибкие методы выделения ресурсов. Они позволяют динамически в процессе сессии выделять абонентам определенный ресурс и забирать его после освобождения.

В системах с ЧРК используются каналные сигналы, частотные спектры которых располагаются в неперекрывающихся частотных полосах. Формирование каналных сигналов осуществляется при помощи АМ, ЧМ или ФМ так, чтобы средние частоты спектров каналных сигналов соответствовали средним частотам отведенных полос каждого канала. В приемной части разделение каналов осуществляется набором частотных фильтров, каждый из которых пропускает спектр частот, принадлежащий только данному каналному сигналу.

Достоинства ЧРК это максимальная плотность каналов в занимаемой полосе частот. Такие системы можно применять для любых видов систем связи.

Недостатки ЧРК это использование аналогового сигнала при передаче сообщения, низкая помехоустойчивость при передаче на дальние расстояния, сложная конструктивная реализация систем, слабая защита от несанкционированного доступа к информации.

Метод резервирования времени основанные на резервировании времени, принадлежат к числу наиболее ранних и простых. Любая рабочая станция осуществляет передачу только в течение временных интервалов (слотов), заранее для нее зарезервированных. Все слоты распределяются между станциями либо поровну (в неприоритетных системах), либо с учетом приоритетов, когда некоторые рабочие станции за фиксированные интервал времени получают большее число слотов. Станция, владеющая слотом, получает канал в свое полное распоряжение. Такие методы целесообразно применять в сетях с малым числом абонентских систем, так как канал используется неэффективно.

Метод множественного доступа с временным разделением широко используется в спутниковых сетях связи. Главная (эталонная) станция принимает запросы от вторичных (подчиненных) станций на предоставление канала связи и, реализуя ту или иную дисциплину обслуживания запросов, определяет, какие именно станции и когда могут использовать канал в

течение заданного промежутка времени, т.е. предоставляет каждой станции слот. Получив слот, вторичная станция осуществляет временную подстройку, чтобы произвести передачу данных за заданный слот.

Мультиплексная передача с временным разделением используется жесткое расписание работы абонентов: каждой станции выделяется интервал времени (слот) использования Канада связи, и все интервалы распределяются поровну между станциями. Во время слота станция получает канал в свое полное распоряжение. Этот способ отличается простотой в реализации и широко применяется в глобальных и локальных сетях.

К недостаткам метода можно отнести возможность неполного использования канала, когда станция, получив слот, не может загрузить канал полностью из-за отсутствия необходимого объема данных для передачи; нежелательные задержки в передаче данных, когда станция, имеющая важную и срочную информацию, вынуждена ждать своего слота или когда выделенного слота недостаточно для передачи подготовленных данных и необходимо ждать следующего слота.

Метод передачи маркера широко используется в сетях с магистральной (шинной), звездообразной и кольцевой топологией. Право на передачу данных станции получают в определенном порядке, задаваемом с помощью маркера, который представляет собой уникальную последовательность бит информации (уникальный кадр). Магистральные сети, использующие этот метод, называются сетями типа "маркерная шина", а кольцевые сети – сетями типа "маркерное кольцо".

В сетях типа "маркерная шина" доступ к каналу обеспечивается таким образом, как если бы канал был физическим кольцом, причем допускается использование канала не кольцевого типа (шинного, звездообразного).

Право пользования каналом передается организованным путем. Маркер (управляющий кадр) содержит адресное поле, где записывается адрес станции, которой предоставляется право доступа в канал. Станция, получив маркер со своим адресом, имеет исключительное право на передачу данных (кадра) по физическому каналу. После передачи кадра станция отправляет маркер другой станции, которая является очередной по установленному порядку владения правом на передачу. Каждой станции известен идентификатор следующей станции. Станции получают маркер в циклической последовательности, при этом в физической шине формируется так называемое логическое кольцо. Все станции "слушают" канал, но захватить канал для передачи данных может только та станция, которая указана в адресном поле маркера. Работая в режиме прослушивания канала, принять переданный кадр может только та станция, адрес которой указан в поле адреса получателя этого кадра.

В сетях типа "маркерная шина", помимо передачи маркера, решается проблема потери маркера из-за повреждения одного из узлов сети и реконфигурации логического кольца, когда в кольцо добавляется или из него удаляется один из узлов.

Преимущества такого метода доступа:

- не требуется физического упорядочения подключенных к шине станций, т.к. с помощью механизма логической конфигурации может быть обеспечен любой порядок передачи маркера станции, т.е. с помощью этого механизма осуществляется упорядочение использования канала станциями;

- имеется возможность использования в загруженных сетях;

- возможна передача кадров произвольной длины.

Это схема модуляции, использующая множество несущих. Канал делится на несколько субканалов или subcarrier (русский аналог «поднесущая» кажется мне немного смешным, я постараюсь избегать этого слова, употребляя где необходимо «вспомогательная несущая»)

В OFDM высокоскоростной поток данных конвертируется в несколько параллельных битовых потоков меньшей скорости, каждый из которых модулируется своей отдельной несущей.

Все это множество несущих передается одновременно. Главное преимущество OFDM заключается в том, что продолжительность символа во вспомогательной несущей значительно больше в сравнении с задержкой распространения, чем в традиционных схемах модуляции. Это делает OFDM гораздо устойчивее к межсимвольной интерференции.

2.4 Антенные системы

В первых системах использовались традиционные антенные системы, когда одна антенна работала на передачу и одна на прием. В последних стандартах нашли свое применение много антенные системы, когда передача и/или прием могут осуществляться несколькими антенными системами.

В современных системах связи существует необходимость повышения пропускной способности, например, в сотовых системах связи, высокоскоростных локально-вычислительных сетях и др. Пропускная способность может быть увеличена с помощью расширения полосы частот или повышения излучаемой мощности. Тем не менее, применимость этих методов имеет недостатки, так как из-за требований биологической защиты и электромагнитной совместимости повышение мощности и расширение полосы частот ограничено. Поэтому если в системах связи возможные повышения излучаемой мощности и расширение полосы частот не обеспечивают необходимую скорость передачи данных, то одним из самых эффективных способов решений этой проблемы может быть применение адаптивных антенных решёток со слабо коррелированными антенными элементами.

На рисунке 2.2 показана модель канала ММО.

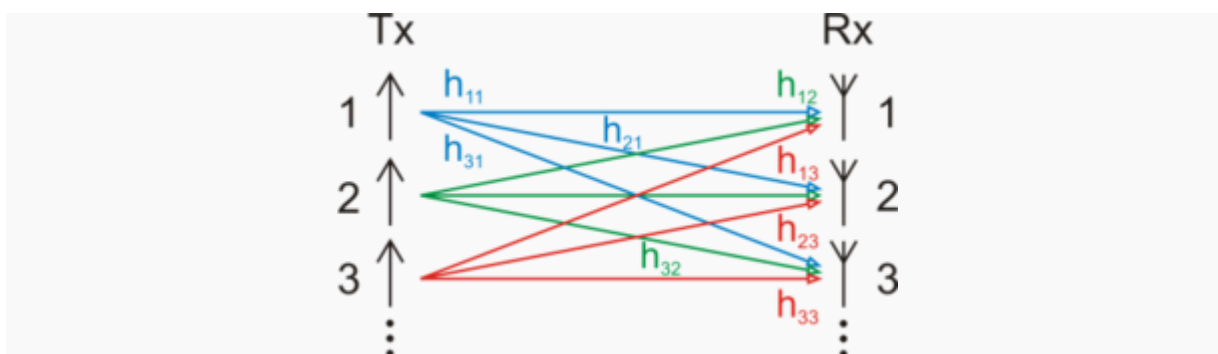


Рисунок 2.2-Модель канала MIMO

Основные характеристики беспроводных сетей передачи данных представлены в таблице 1.

Т а б л и ц а 1- Характеристики беспроводных сетей передачи данных [1, 2, 3]

Стандарт системы связи	Спектральная эффективность	Методы модуляции	Помехоустойчивое кодирование	Метод доступа к физической среде	Антенные системы	Максимальная скорость передачи данных
2.5G (GPRS)	0.17	GMSK	Сверточный код	TDMA	SISO	171,2 кбит/с
2.75G (EDGE)	0.33	GMSK, 8-PSK	Сверточный код	TDMA	SISO	474 кбит/с
UMTS Rel.99	0.4	QPSK	Сверточный и турбокод	CDMA	SISO	2 Мбит/с
LTE Rel.8	DL-5, UL-2,5	QPSK, 64-QAM, 16QAM	Турбокод	OFDMA, S-OFDMA	MIMO	326/4 Мбит/с : (DL)

Использование более совершенных радиотехнологий позволило значительно увеличить спектральную эффективность в системах связи: от 0.45 бит/с/Гц для стандарта EGPRS до 5 бит/с/Гц для стандарта LTE Rel.8 (для максимального случая — MIMO 4x4, 20 МГц). Но повышение спектральной эффективности за счет внедрения передовых радиотехнологий имеет большую стоимость: необходима замена оборудования на стороне оператора связи и всех мобильных терминалов. По сути дела, переход к каждому следующему стандарту сотовой связи вынуждает операторов связи строить новую сеть, а абонентов - покупать новые мобильные устройства.

В настоящее время необходимо учитывать, что некоторые параметры, за счет которых достигались значительные улучшения спектральной эффективности, уже достигли своего физического предела. Например, использование нескольких антенн для систем MIMO часто бывает

невозможным в силу физического ограничения размера телефона, использование методов модуляции выше QAM-64 пока не нашло практического применения в стандартах сотовой связи, так как требуется хорошее отношение сигнал/шум и большая чувствительность приемника.

2.5 Оптимизация передаваемого трафика.

Одним из вариантов увеличения эффективности использования частотного спектра является оптимизация передаваемого трафика. Основу трафика современных сетей передачи данных составляет Интернет-трафик. Интернет-трафик функционирует по модели TCP/IP, которая является модифицированной моделью стека протоколов 051. Необходимо отметить, что стек протоколов разрабатывался в 70-х годах прошлого века и не рассчитан на использование в беспроводных сетях передачи данных.

Основные недостатки использования протоколов TCP/IP в беспроводных сетях передачи данных:

-избыточность трафика, которая возникает за счет использования большого объема заголовков протоколов сетевого и транспортного уровней. Минимальная избыточность TCP/IP-трафика определяется как отношение суммы заголовков протоколов IP и TCP (или UDP) к длине IP-пакета:

$$Red_{min} = \frac{L_{ip} + L_{TCP(UDP)}}{L_{ПАКЕТ}} \times 100\%, \quad (3)$$

где Red_{min} — минимальная избыточность пакета данных %;

$L_{ПАКЕТ}$ — длина IP-пакета данных, байт;

L_{ip} — длина заголовка протокола IP, байт;

$L_{TCP(UDP)}$ - длина заголовка TCP (или UDP), байт.

Как известно, минимальный размер IP заголовка составляет- 20 байт, TCP—20 байт, UDP— 8 байт [4-6]. Избыточность трафика напрямую зависит от размера IP-пакета. Для пакетов маленького размера, которые используются для передачи видео или голоса, размер заголовка может быть сопоставим с размером полезной нагрузки. Расчет минимальной избыточности TCP/IP-трафика, вызванной наличием заголовков сетевого и транспортного уровней, в зависимости от длины пакета показан в таблице 2.

Большой объем служебного TCP-трафика возникает из-за наличия пакетов подтверждения, трехэтапного квитирования, запросов на реинициализацию TCP-сессии и тд.

Наличие помех, замираний, воздействий внешних факторов в беспроводных каналах связи, которые не учитывает протокол TCP. Это приводит к снижению эффективности его работы и снижению пропускной способности.

Т а б л и ц а 2- Минимальная избыточность TCP/IP-пакета

Размер пакета данных, байт	Избыточность [%]	
	IP+TCP	IP+ИЮР
1500	2,85	2
1000	4	2,8
800	5	3,5
600	6,67	4,7
400	10	7,0
100	40	28

Проведены статистические исследования по анализу служебного трафика. Для этого провели практический эксперимент - подсчитали суммарный объем заголовков протоколов сетевого, транспортного и прикладного уровней и объем служебного TCP и HTTP трафика для наиболее распространенных услуг в Интернете: поиск информации, чтение электронной почты и просмотр видеофайлов.

Путем подбора объема полезной информации определяли количество битов полезной информации и соответственно служебной информации.

Соотношение служебной информации к полезной определяет избыточность интернет трафика.

Рассмотрим особенности передачи видео изображения. Пакеты транспортного потока видеосигнала имеет фиксированную длину 188 байт или 1504 бита. Для идентификации потока вводится информация о программе и о таблицах условного доступа, которые говорят к какому транспортному потоку относится данный видеосигнал, при этом передается служебная информация таблицы объединения программ PAT и таблицы PMT которая является идентификатором программы передаваемой в потоке и того 160 бит.

Таким образом обязательная служебная информация в программном элементарном потоке содержит 224 бита, а максимальная полезная информация 1380 бит.

Видно, что средняя суммарная служебная избыточность интернет-трафика составляет порядка 25-30%. Результаты совпадают с характеристиками, которые заявляют фирмы производители оборудования, ориентированного на оптимизацию трафика. Результаты приведены в таблице 3.

Т а б л и ц а 3 - Суммарная служебная избыточность интернет-трафика

Интернет-сервисы	Просмотр видео (YouTube)	Чтение почты (Gmail)	Поиск информации (Google)
Служебная избыточность, (%)	25,86	30,18	29,34

Другим вариантом оптимизации использования частотного ресурса может быть оптимизация интернет-трафика за счет уменьшения избыточности пользовательских данных.

Основным методом устранения избыточности пользовательских данных является адаптация контента для мобильных устройств. Она включает в себя сжатие мультимедийных данных (видео, изображения, звук), транс кодирование видео-поток с учетом разрешения экрана мобильного устройства, видеопейсинг и тд.

Структура и классификация возможных видов избыточности интернет-трафика показана на рисунке 2.3.

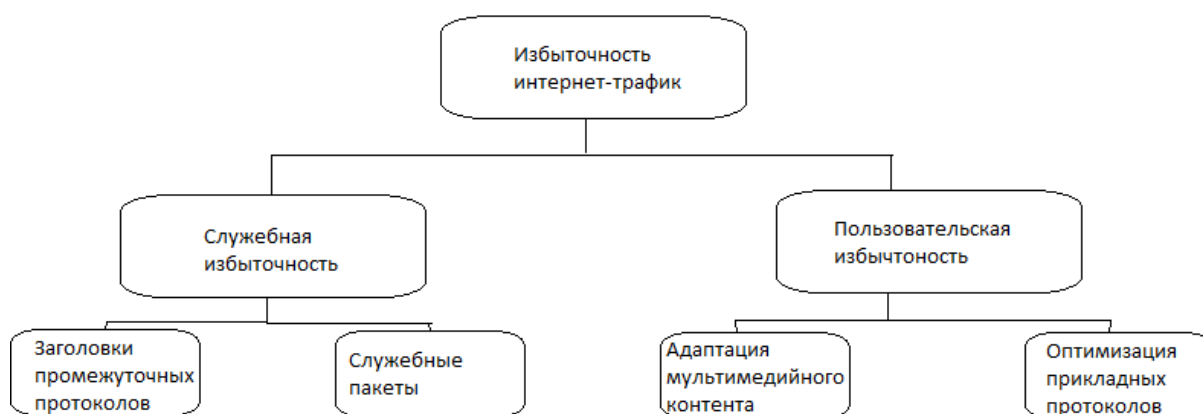


Рисунок 2.3- Структура и классификация возможных видов избыточности интернет-трафика

Уменьшение избыточности передаваемого трафика позволяет увеличить объем полезного передаваемого трафика в единицу времени, и, следовательно, повысит эффективность использования частотного ресурса беспроводной сетью связи. Увеличение эффективности использования спектра пропорционально эффективности устранения избыточности трафика. Уменьшение на 20% дает выигрыш в спектральной эффективности на 20%, что сопоставимо с ростом спектральной эффективности при переходе от стандарта GPRS к UMTS.

Оптимизация передаваемого трафика дает большие возможности по повышению эффективности использования частотного ресурса. Браузер OperaMini [9]сжимает трафик до 80% за счет адаптации пользовательского контента, но при этом не устраняет служебную избыточность трафика. Если совместить все механизмы по устранению всех видов избыточности, показанной на рис. 3, то эффективность использования частотного спектра может быть повышена в несколько раз.

3 Расчетная часть

3.1 Определение максимальной пропускной способности используемых видов модуляции

Анализируя полученные в прошлом разделе результаты можно прийти к выводу, что не каждый из видов модуляции используемый в стандарте IEEE 802.16d способен поддержать установленную скорость, без ухудшения качественных показателей канала при передаче услуги triple play. Но в случае увеличения абонентов скорости передачи данных или приобретением еще одного телефонного номера, задержка может превысить максимально допустимый уровень, в том числе и для рекомендованных видов модуляции. Поэтому встает вопрос об экспериментальном определении максимальной пропускной способности канала при использовании разных видов модуляции.

Измерение пропускной способности будет осуществляться путем подключения двух абонентских комплектов WiMAX и настройки их на одинаковый уровень CINR. Замер общей скорости канала будет проводиться с помощью программного продукта iperf, который является генератором TCP и UDP трафика для тестирования пропускной способности сети. Таким образом, на компьютере подключенному к первому абонентскому комплекту установлен iperf сервер, а на втором соответственно iperf клиент, как показано на рисунке 3.1.

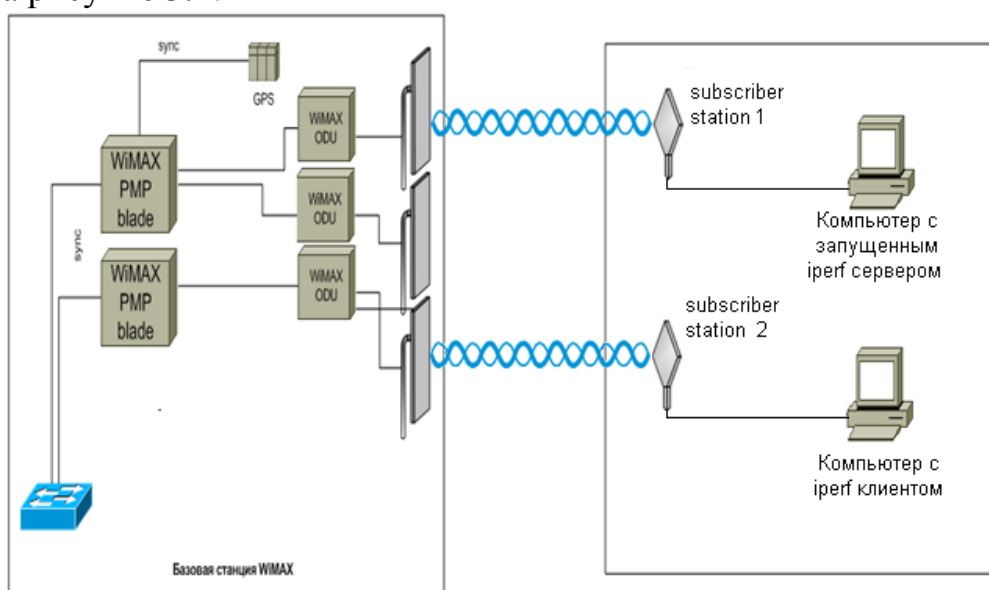


Рисунок 3.1 – Схема определения пропускной способности

На рисунке 3.1 приведена схема определения пропускной способности сети WiMAX, с использованием двух абонентских комплектов. В рабочих характеристиках оборудования представлены опорные уровни пропускной способности, поэтому будет целесообразно сравнивать полученные данные с данными производителя. Для тестирования был выбран протокол TCP с размером пакета 1514 байт, длиной кадра 10 мс, CP=1/16 и соотношением

TDD DL:UL 60:40, по причине более высокого требования к скорости нисходящего канала. Окно программы тестирования полосы пропускания при модуляции 16QAM 3/4 показано на рисунке 3.2.

Interval	Transfer	Bandwidth	Jitter	Lost/Total Datagrams
40.0-41.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.281 ms	147/ 1022 (14%)
41.0-42.0 sec	1.20 MBytes	10.1 Mbits/sec	1.772 ms	156/ 1011 (15%)
42.0-43.0 sec	1.18 MBytes	9.93 Mbits/sec	1.670 ms	178/ 1022 (17%)
43.0-44.0 sec	1.17 MBytes	9.84 Mbits/sec	1.890 ms	181/ 1018 (18%)
44.0-45.0 sec	1.17 MBytes	9.84 Mbits/sec	1.798 ms	184/ 1021 (18%)
45.0-46.0 sec	1.22 MBytes	10.2 Mbits/sec	2.378 ms	159/ 1029 (15%)
46.0-47.0 sec	1.22 MBytes	10.2 Mbits/sec	2.443 ms	150/ 1019 (15%)
47.0-48.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.261 ms	148/ 1023 (14%)
48.0-49.0 sec	1.22 MBytes	10.3 Mbits/sec	1.478 ms	144/ 1017 (14%)
49.0-50.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.226 ms	148/ 1023 (14%)
50.0-51.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.285 ms	147/ 1021 (14%)
51.0-52.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.291 ms	145/ 1020 (14%)
52.0-53.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.265 ms	147/ 1021 (14%)
53.0-54.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.243 ms	146/ 1020 (14%)
54.0-55.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.289 ms	146/ 1020 (14%)
55.0-56.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	1.434 ms	143/ 1018 (14%)
56.0-57.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.413 ms	147/ 1022 (14%)
57.0-58.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.349 ms	145/ 1020 (14%)
58.0-59.0 sec	1.22 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.392 ms	148/ 1021 (14%)
59.0-60.0 sec	1.23 MBytes	10.3 Mbits/sec	2.363 ms	145/ 1020 (14%)
Interval	Transfer	Bandwidth	Jitter	Lost/Total Datagrams
0.0-60.1 sec	73.2 MBytes	10.2 Mbits/sec	2.169 ms	8993/61226 (15%)

Рисунок 3.2 – Результат тестирования полосы пропускания при модуляции 16QAM 3/4

Из рисунка 3.2 видно что, полоса пропускания нисходящего канала при использовании модуляции 16QAM 3/4 составила 10,2 Мбит/с, что позволит предоставить абоненту услугу triple play, а также позволит увеличить скорость передачи данных и подключить дополнительные телефонные номера без потери качества. Данные полученные при тестировании полосы пропускания во время использования остальных видов модуляции приведены в таблице 3.1.

Т а б л и ц а 3.1 – Результаты измерения полосы пропускания [17]

Максимальная пропускная способность, Мбит/с	BPSK 1/2	QPSK 1/2	QPSK 3/4	16QAM 1/2	16QAM 3/4	64QAM 2/3	64QAM 3/4
DL – Iskratel	1,5	3,0	4,5	6,0	8,9	12,0	13,5
UL – Iskratel	0,9	1,8	2,7	3,7	5,5	7,4	8,1
DL – Экс.	1,6	3,0	4,7	6,8	10,2	12,4	13,7
UL – Экс.	1,0	2,1	3,0	3,9	5,6	7,4	8,3

По полученным данным построим графики зависимости скорости от используемого типа модуляции. График зависимости для нисходящего канала представлен рисунке 3.3.

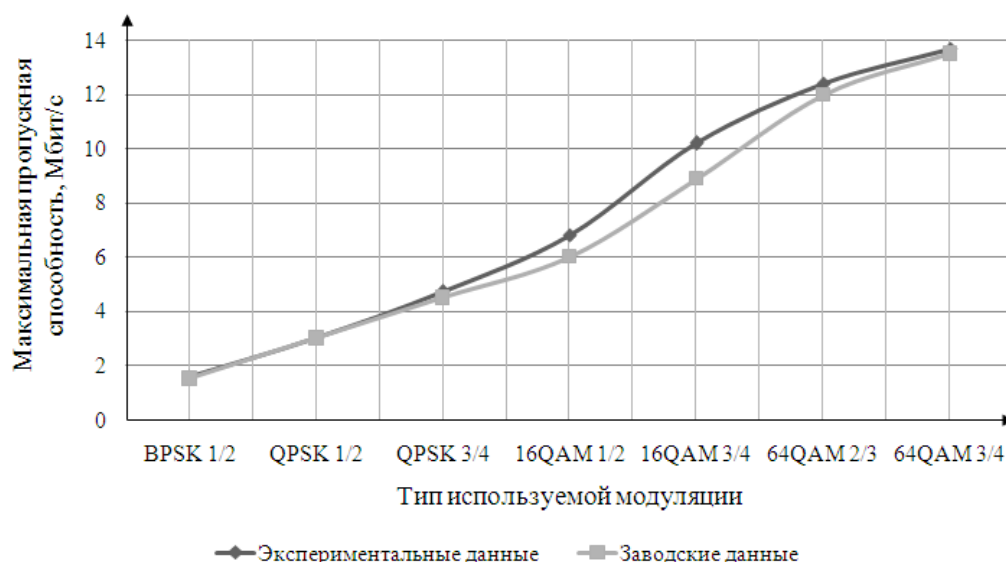


Рисунок 3.3 – Изменение значения максимальной пропускной способности для нисходящего канала

Из рисунка 3.3 видно что, максимальная пропускная способность, для нисходящего канала полученная экспериментальным путем соответствует заводским характеристикам оборудования, за исключением превышения скорости передачи при использовании модуляции 16 QAM. График зависимости для направления вверх представлен на рисунке 2.11.



Рисунок 3.4 - Изменение значения максимальной пропускной способности для восходящего канала

Так же как и для нисходящего канала, максимальная полоса пропускания на участке вверх рисунок 3.4, соответствует заводским характеристикам, что позволяет рассчитывать количество абонентов и необходимые скорости передачи для возможного подключения услуги triple play.

Таким образом, для гарантирования скорости передачи и качества услуг необходимо использовать наиболее спектрально эффективные виды

модуляции QAM. А при увеличении скорости передачи данных и телефонных номеров, учитывать максимально возможную полосу пропускания канала.

3.2 Определение энергетического бюджета канала связи беспроводной системы

Способность поддержки той или иной модуляции зависит от многих параметров связи, и в первую очередь, от энергетических параметров системы.

Как видно из диаграммы созвездия модуляции QAM рисунок 1.1, чем выше тип модуляции, тем меньше по амплитуде и фазе отличаются векторы соседних значений передаваемого символа. Тем самым, для безошибочного приема символа требуется более мощный сигнал, а точнее, более высокое отношение мощности сигнала к шуму.

Каждый тип модуляции для передачи символа с уровнем ошибок, не превышающего определенного максимального значения, требует определенного минимального значения отношения уровня сигнала к шуму Signal/ NoiseRatio. Помимо SNR часто используется практически идентичное обозначение данного отношения - CNR Carrier/NoiseRatio.

Каждый тип модуляции характеризуется требуемым уровнем отношения сигнала к шуму SNR, необходимому для передачи бит информации с ошибками BitErrorRate BER не выше некоторого допустимого уровня. На рисунке 3.1 представлены зависимости отношения SNR от битовых ошибок для каждого типа модуляции [5].

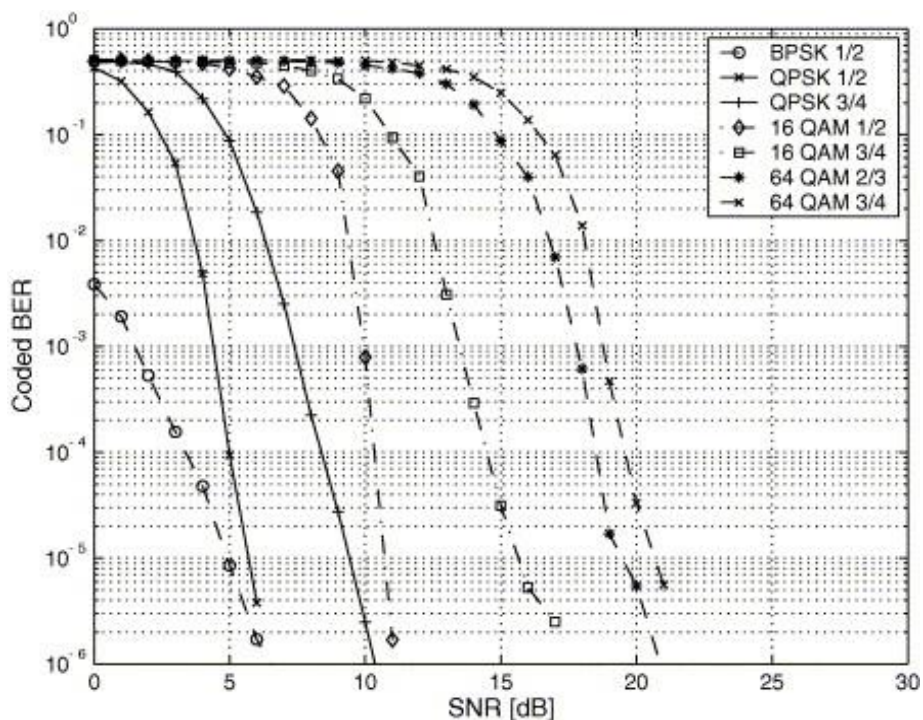


Рисунок 3.5 - Зависимости отношения SNR от битовых ошибок для используемых типов модуляции

Для систем определяет максимально допустимый уровень битовой ошибки равный $BER=10E-6$, то есть процент приема ошибочных бит информации не более 0,005%. При данном уровне ошибок система WiMAX способна поддерживать с требуемым качеством самый критичный к ошибкам сервис цифровой телефонии TDM.

Стандарт IEEE 802.16-2004 определяет для поддержки модуляции 64QAM $3/4$ на уровне ошибок не выше $BER 10^{-6}$ с учетом коррекции ошибок FEC $=3/4$ значение SNR равное 24,4 дБ для OFDM сигнала. Для поддержки остальных более низких типов модуляции требуются, соответственно, более низкие значения SNR. Более поздний стандарт IEEE 802.16e-2005 задает для фиксированных WiMAX OFDM более низкое значение $SNR= 21$ дБ для 64QAM $3/4$ с $BER=10^{-6}$, и $SNR= 20$ дБ для 64QAM $3/4$ для мобильных сетей WiMAX OFDMA. Для поддержки самой низкой модуляции BPSK 1/2 стандарт IEEE 802.16d определяет требуемый SNR равный 5 дБ [5].

Для получения требуемого уровня SNR мощность сигнала на входе приемника системы должна быть выше соответствующего для того или иного типа модуляции порогового уровня чувствительности.

Пороговый уровень чувствительности Rx приемника для систем OFDM выраженный в дБВт для модуляции, например, 64QAM $3/4$ определяется как [26]

$$RX_{64QAM3/4} = N_0 + SNR_{64QAM3/4} + 10 \log(BW_{ef}) + N_f + \text{Implementation Loss}, \quad (3.1)$$

где $SNR_{64QAM3/4}$ требуемый уровень отношения SNR для модуляции 64QAM $3/4=24,4$ дБ;

$N_0 = 10 \log(kT_0) = -144$ дБ (Вт/МГц) – ReceiverNoiseFloor спектральная плотность мощности теплового шума приемника,

kT_0 - закон равномерного распределения;

N_f - значение собственного шума приемника noise figure равно -8 дБ для IEEE 802.16e, и $N_f = -7$ дБ по стандарту IEEE 802.16d-2004.

Значение Implementation loss равно 5 дБ. Эта величина отражает так называемые потери реализации, учитывающие не идеальность приемника, ошибки квантования, фазовый шум и др.

BW_{ef} - эффективная ширина спектра группового OFDM сигнала. Эта величина пропорциональна количеству используемых поднесущих в спектре группового сигнала. За счет наличия защитного интервала между поднесущими эффективная ширина спектра OFDM сигнала несколько больше ширины канала BW . Для канала шириной 10 МГц $BW_{ef} = 11,52$ МГц, $10 \log(BW_{ef}) = 10,61$ дБ.

В нашем случае при ширине канала равной 7 МГц, необходимо определить эффективную ширину спектра группового OFDM сигнала по формуле [27]

$$BW_{\text{ef}} = BW \cdot n, \quad (3.2)$$

где BW – ширина канала;

n – коэффициент, принимающий значение 144/125 для каналов, ширина которых кратна 1,25; 57/50 для каналов, ширина которых кратна 2,0; 8/7 для каналов другой ширины.

Рассчитаем эффективную ширину спектра по формуле (3.2)

$$BW_{\text{ef}} = 7 \cdot 106 \cdot 8/7 = 8 \text{ МГц}$$

Таким образом, мы получили значение $BW_{\text{ef}} = 8$ МГц, $10 \log(BW_{\text{ef}}) = 9,03$ дБ.

Итак, зная все необходимые значения, преобразуем формулу (3.1) для расчета порогового уровня чувствительности выраженного в дБм [5]. Рассчитаем пороговый уровень чувствительности только для на и более спектрально эффективных видов модуляции QAM, способных поддерживать установленную скорость для tripleplay, без ухудшения качества

$$\begin{aligned} RX \text{ 64QAM}_{3/4} &= -102 + SNR_{64QAM_{3/4}} + 10 \log(BW_{\text{ef}}), & (3.3) \\ RX \text{ 64QAM}_{3/4} &= -102 + 24,4 + 10 \log(8) = -68,57 \text{ дБм}, \\ RX \text{ 64QAM}_{2/3} &= -102 + 21 + 10 \log(8) = -71,97 \text{ дБм}, \\ RX \text{ 16QAM}_{3/4} &= -102 + 16 + 10 \log(8) = -76,97 \text{ дБм}, \\ RX \text{ 16QAM}_{1/2} &= -102 + 13 + 10 \log(8) = -79,97 \text{ дБм}. \end{aligned}$$

Тем самым требуемый для поддержки модуляции 64QAM $3/4$ пороговый уровень чувствительности системы WiMAX фиксированного доступа стандарта IEEE 802.16d-2004 составляет -68,57 дБм и $SNR_{64QAM_{3/4}} = 24,4$ дБ при implementation loss 5 дБ с шириной канала 7 МГц. Например, для мобильного WiMAX по стандарту IEEE 802.16e с полосой пропускания 10 МГц требуемое отношение $SNR_{64QAM_{3/4}} = 20$ дБ и, соответственно, $RX \text{ 64QAM}_{3/4} = -70,4$ дБм. Отметим, что приведенные выше значения чувствительности справедливы для приемника WiMAX, не использующего технологию разнесенного приема MIMO.

Таким образом, для поддержки некоторой модуляции уровень OFDM сигнала на входе приемника ReceiveStrengthSignalLevel в полосе пропускания канала BW должен превышать соответствующий этой модуляции уровень чувствительности, что равносильно тому, что входной сигнал на величину SNR отношения сигнал/шум превышает уровень теплового шума с учетом внутреннего шума приемника и потерь реализации.

Реальные системы WiMAX обычно имеют более высокий по сравнению с требованиями стандарта уровень чувствительности, поскольку значение потерь реализации implementation loss 5 dB и уровень внутренних шумов приемника в стандарте несколько завышено [5]. Так чувствительность выбранной базовой станции Iskratel SI3000 Wimax, фиксированного доступа

стандарта IEEE 802.16d в диапазоне частот 3,3 ГГц в канале шириной 7 МГц, с значением собственного шума приемника -5 дБ для используемых видов модуляции приведена в таблице 3.1. Также в таблице приведена чувствительность приемника абонентского терминала StarMAX 2160 [10].

В принципе, система может поддерживать модуляцию 64QAM $\frac{3}{4}$ и при значительно более низких значениях сигнала, но при этом уровень битовой ошибки будет хуже значения BER=10⁻⁶.

Т а б л и ц а 3.2 – Чувствительность приемников БС и АС

Чувствительность приемника при BER<10 ⁻⁶ , дБм	BPSK 1/2	QPSK 1/2	QPSK 3/4	16QAM 1/2	16QAM 3/4	64QAM 2/3	64QAM 3/4
БС	-94	-91	-88	-85	-82	-78	-76
АС	-96	-93	-90	-87	-84	-80	-78

Каждая система характеризуется параметром, называемым системным усилением SystemGain, определяющим максимальную дальность связи. Системное усиление определяется как

$$\text{SystemGain} = \text{TX} - \text{RX}, \quad (3.4)$$

где TX – выходная мощность передатчика системы;
RX - чувствительность приемника системы.

Рассчитаем SystemGain для наивысшей модуляции 64QAM $\frac{3}{4}$, в целях сравнения системного усиления выбранной системы с другими системами WiMAX и определения бюджета линии

$$\text{SystemGain} = 30 + 78 = 108$$

Для расчета дальности связи используют уравнение бюджета канала связи LinkBudget. Данное уравнение связывает уровни мощности на входе приемника RSSLRX и выходной мощности передатчика TX, находящихся друг от друга на расстоянии D

$$\text{RSSLRX} = \text{TX} + \text{GTX} + \text{GRX} - \text{LRX} - \text{LTX} - \text{LD}, \quad (3.5)$$

где TX - выходная мощность передатчика, дБм;
GTX – коэффициент усиления антенны передатчика, дБи;
GRX – коэффициент усиления антенны приемника, дБи;

LRX , LTX – СВЧ потери мощности сигнала, соответственно, в приемнике и передатчике, в кабеле, разъемах и др.

LD – потери в дБ на пути распространения радиоволн на дальность D км.

Так, в условиях LOS потери мощности сигнала в свободном пространстве рассчитываются как

$$LD = 20 \log(4\pi D / \lambda), \quad (3.6)$$

где λ - длина волны.

Поскольку система поддерживает связь на модуляции 64QAM $3/4$, если уровень сигнала на входе приемника RSSLRX будет выше уровня чувствительности RX, то согласно выражению LinkBudget (3.5) для этого необходимо, чтобы

$$RSSLRX - FM = TX + GTX + GRX - LRX - LTX - LD - FM \geq RX, \quad (3.7)$$

$$LD \leq TX - RX + GTX + GRX - LRX - LTX - FM, \quad (3.8)$$

где FM – запас по замираниям fademargin.

В реальных системах вследствие замирания сигнала из-за многолучевого распространения радиоволн обычно требуется, чтобы уровень сигнала RSSL превышал уровень чувствительности сигнала на некоторую величину, называемую запасом по замираниям FadeMargin (FM). В системах WiMAX для поддержки модуляции 64QAM $3/4$ сигнала OFDM достаточно запаса fademarginравное 1 дБ, на практике используют величину fademargin 3 дБ.

Таким образом, для работы на дальности D км, потери распространения радиоволн должны быть меньше величины:

$$LD \leq \text{SystemGain} + \text{усиление антенн} - \text{СВЧ потери} - \text{FadeMargin} \quad (3.9)$$

Таким образом, чем выше SystemGain системное усиление и меньше требуемый запас по замираниям FadeMargin, тем больший бюджет линка имеет система и соответственно, тем больше дальность связи.

В результате, системы WiMAX имеют бюджет линкаLinkBudget на 10-20 дБ больше, нежели системы preWiMAX. Как известно, увеличение LinkBudget на 6 и 12 дБ увеличивает дальность связи, соответственно, LOS и NLOS в два раза.

В таблице 3.2 представлены сравнительные данные по энергетическим параметрам используемой системы WiMAX, и систем от других производителей, а также preWiMAX при работе на модуляции 64QAM $3/4$.

Т а б л и ц а 3.3 - Энергетические параметры систем WiMAX и preWiMAX

Система	Rx, BS/SS 64QAM ³ / ₄ , дБм	Tx power BS/S S, дБм	FadeMargin, дБ	SNR, 64QAM ³ / ₄ , дБ	Systemgain DL, дБм	Величина запаса DL LinkBudget, дБм
WiMAX, Iskratel SI3000	-76/-78	30/24	1	22	108	30
WiMAX, IEEE 802.16- 2004,	-70/-70	20/20	1	22	90	18
AirspanMicroMAX	-74/-76	22/20	1	22	98	28
MAXBridge BS 50	-74/71	24/20	1	22	95	24
PreWiMAX	-62/-62	13/13	6	22	75	-

Большинство систем BWA в диапазоне 2.4 ГГц работает на модуляции BPSK, QPSK с одной несущей. Системы 2.4 ГГц стандарта IEEE 802.11g, поддерживающие модуляцию QAM и OFDM с множеством поднесущих, в целях обратной совместимости с системами IEEE 802.11b на модуляциях BPSK, QPSK используют сигнал с одной несущей. Системы с одной несущей для устойчивой работы требуют очень высокого значения величины FadeMargin. Например, для поддержки модуляции BPSK для любых систем теоретически достаточно SNR = 3 дБ. Системы WiMAX способны устойчиво работать на данной модуляции при SNR=4 дБ FadeMargin = 1 дБ. Для системы с одной несущей для поддержки модуляции BPSK требуемый уровень SNR для условий LOS составляет 19 дБ fademargin 15 дБ. Фактически более высокие значения fademargin для систем 2.4 ГГц с одной несущей лишают эти системы всех преимуществ использования более низких частот. Фактически там, где система BWA 2.4 ГГц способна работать на модуляции BPSK, QPSK в канале шириной 20 МГц с реальной скоростью передачи данных до 3-4 Мбит/с с максимальным радиусом обслуживания базовой станции до 8-10 км, система WiMAX способна работать на максимальной модуляции 64QAM ³/₄ в канале шириной 7 МГц со скоростью передачи данных в Мбит/с. Более того, система WiMAX способна поддерживать данную скорость на дальности до 25 км.

3.3 Исследование влияния интерференции на OFDM канал связи

В реальных системах помимо теплового и внутреннего шума приемника присутствует интерференция. Влияние интерференции приводит к деградации уровня чувствительности приемника. Чем выше уровень интерференции, тем на большую величину сигнал на входе приемника RSSL должен превышать уровень чувствительности приемника для поддержки соответствующей модуляции.

Экспериментально установлено, что если уровень интерференции I (спектральная плотность мощности) находится ниже уровня теплового шума N на величину в 6 дБ, т.е. $I/N = -6$ дБ, то эта интерференция не оказывает влияния на приемник системы.

Спектральная плотность теплового шума PowerSpectralDensity (PSD) приемника составляет [28]:

$$N = 10 \log(kT_0) + N_f = -137 \text{ дБ (Вт/МГц)}, \quad (3.10)$$

где $N_f = -7$ дБ

Поэтому уровень интерференции IFLOOR, $BW=7$, не оказывающей влияния на систему WiMAX, в канале связи шириной $BW=7$ МГц, равен

$$IFLOOR, BW=7 = -137 + 30 + 10 \log(7) - 6 = -104 \text{ дБм} \quad (3.11)$$

В канале шириной 7 МГц получили уровень интерференции равный IFLOOR, $BW=7 = -104$ дБм. Обратим внимание, что пороговый уровень интерференции зависит только от ширины канала связи и не зависит от частоты, на которой работает система. При этом пороговый уровень спектральной плотности мощности интерференции IPSD FLOOR, измеряемый в дБм /МГц, не зависит и от ширины канала. Уровень интерференции можно также оценивать на входе апертуры антенны величиной плотности потока мощности PowerSpectralFluxDensity интерференции IPSFD, определяемой как

$$IPSFD \text{ FLOOR} = IPSD \text{ FLOOR} - 10 \log(\lambda^2) - G + 10 \log(4\pi), \quad (3.12)$$

где IPSD FLOOR - пороговый уровень плотности потока мощности интерференции на входе приемника;

$\lambda = 0,091$ м длина волны на частоте 3,3 ГГц;

G – коэффициент усиления антенны.

Пороговый уровень спектральной плотности потока мощности зависит от частоты, на которой работает система. Обычно данный показатель используют при расчете допустимых норм излучения на рабочих местах и санитарных зон радиотехнических объектов.

Таким образом, система WiMAX способна поддерживать некоторую модуляцию с уровнем ошибок BER=10⁻⁶ при уровне мощности сигнала равном чувствительности приемника для данной модуляции и уровне интерференции равном или ниже уровня шума на 6 дБ.

При отсутствии интерференции чувствительность приемника на модуляции 64QAM^{3/4} равна [5]:

$$R_x \text{ 64QAM}_{3/4} = N + \text{SNR}_{64\text{QAM}_{3/4}} + 10 \log(BW_{\text{эф}}) + \text{Implementation Loss} \quad (3.13)$$

При I/N = -6 дБ и C = R x 64QAM^{3/4}, при Implementation Loss равном 0 дБ:

$$C/I_{64\text{QAM}_{3/4}} \geq C/N - I/N = R_x \text{ 64QAM}_{3/4}/N + 6 = 24,4 + 6 = 30,4 \text{ дБ,}$$

$$C/I_{64\text{QAM}_{2/3}} \geq 21 + 6 = 27 \text{ дБ,}$$

$$C/I_{16\text{QAM}_{3/4}} \geq 16 + 6 = 22 \text{ дБ,}$$

$$C/I_{16\text{QAM}_{1/2}} \geq 13 + 6 = 19 \text{ дБ}$$

Тем самым, для системы WiMAX с высококачественным приемником в котором значение параметра ImplementationLoss близком к нулю, требуемое отношение мощности сигнала к мощности интерференции, называемое также защитным отношением, имеет вид

$$C/I \geq C/N + 6$$

Для работы системы WiMAX в условиях интерференции на минимальном для поддержки модуляции 64QAM^{3/4} с BER=10⁻⁶ уровне сигнала, необходимо обеспечить C/N = SNR_{64QAM^{3/4}} = 24,4 дБ, то есть C/I ≥ 30,4 дБ.

Тем самым, для системы WiMAX с идеальным приемником в котором потери реализации равны нулю при выполнении критерия C/I ≥ 30,4 дБ и минимально достаточном для поддержки модуляции 64QAM^{3/4} уровне входного сигнала RSSL = R_x 64QAM^{3/4}, гарантируется, что интерференция находится ниже уровня теплового шума приемника на величину не менее 6 дБ и независимо от типа интерференции практически не оказывает влияния на работу системы.

При превышении пороговой величины I/N = -6 дБ интерференция начинает влиять на работу системы. Степень негативного влияния зависит от типа сигнала интерференции. При оценке чувствительности приемника в качестве шума приемника рассматривается Гауссовский или “белый” шум. Реальный сигнал помехи по своей структуре, естественно, может быть другим и его влияние на работу системы может быть как сильнее, так и слабее влияния белого шума. Например, узкополосная помеха может оказывать незначительное влияние на широкополосный OFDM сигнал.

Влияние интерференции на систему заключается в снижении уровня чувствительности приемника. Чувствительность системы для модуляции 64QAM $3/4$ в канале BW=7 МГц при implementation loss =0 дБ, Nf =-7 дБ согласно выражению (3.1) равна:

$$R_X \text{ 64QAM } 3/4 = -107 + 24,4 + 10 \log(8) = -73,57 \text{ дБм}$$

$$R_X \text{ 64QAM } 2/3 = -107 + 21 + 10 \log(8) = -76,97 \text{ дБм}$$

$$R_X \text{ 16QAM } 3/4 = -107 + 16 + 10 \log(8) = -81,97 \text{ дБм}$$

$$R_X \text{ 16QAM } 1/2 = -107 + 13 + 10 \log(8) = -84,97 \text{ дБм}$$

При $I/N = -6$ дБ деградация чувствительности приемника, представляющая собой разницу между C/N и $C/(N+I)$, не превышает 1 дБ. То есть, при $I/N = -6$ дБ справедливо $C/(N+I) = 1 + C/N$ [29].

На рисунке 3.2 приведена зависимость между отношением C/I сигнал/интерференция и мощностью сигнала C , требуемой для поддержки модуляции 64QAM $3/4$ в канале шириной 7МГц.

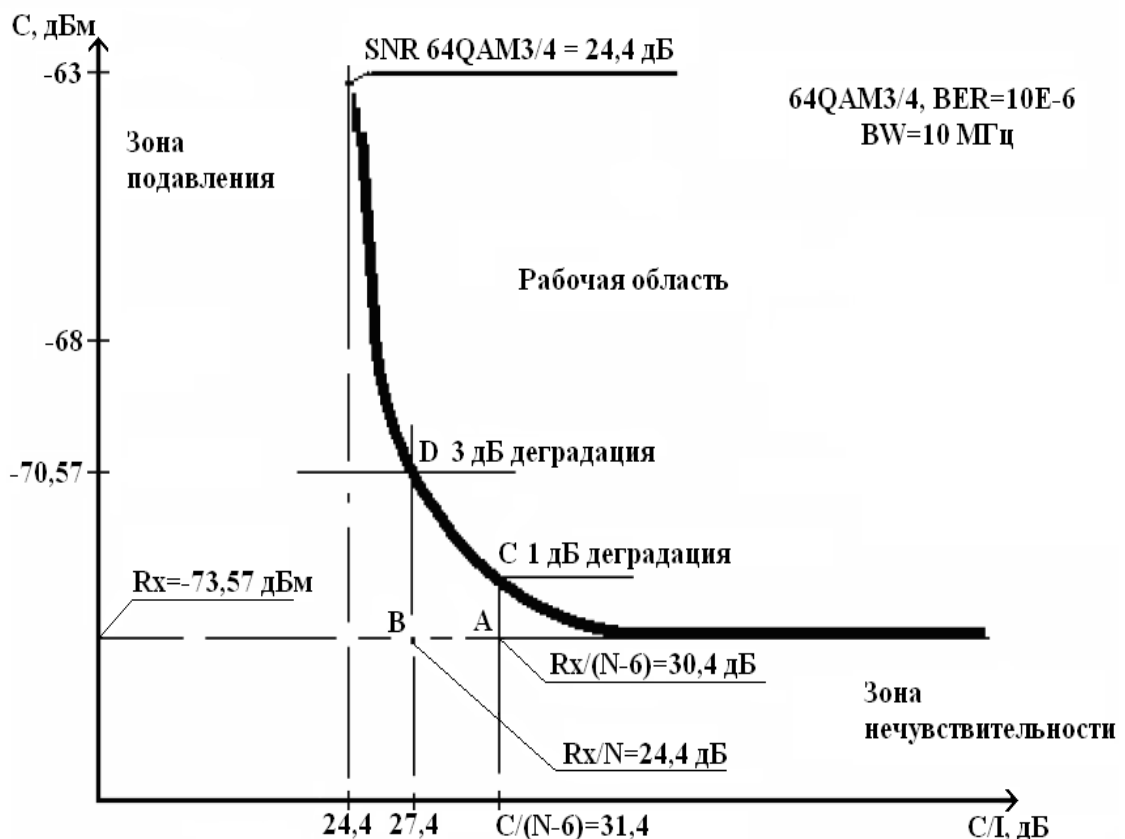


Рисунок 3.6 - Зависимость между C/I и требуемой мощностью сигнала C

Если интерференция равна или превышает уровень $I/N = -6$ дБ точка А, то для работы системы на некоторой модуляции необходимо, чтобы мощность полезного сигнала превышала деградировавший вследствие воздействия интерференции уровень чувствительности приемника системы для этой

модуляции точка С на рисунке 3.2. Соотношение между значением спектральной плотности мощности интерференции I и величиной деградации Δ уровня чувствительности имеет вид:

$$I = 10 \log (10\Delta/10^{-1}) + N \quad (3.15)$$

При мощности интерференции I равной уровню шума приемника N и при допущении, что интерференция представляет собой белый шум или, как минимум, интерференция происходит от однотипной системы, деградация чувствительности равна 3 дБ, т.е. $C/(N+I) = 3 + C/N$, точка D. При мощности интерференции на 10 дБ выше уровня теплового шума приемника $I/N = 10$ дБ деградация чувствительности равна 9.5 дБ, т.е. $C/(N+I) = 9.5 + C/N$.

Таким образом, при $I=N$ необходимо, чтобы $C/I \geq C/N + 3$ дБ, при $implementation\ loss = 0$. При мощности интерференции выше уровня шума на 10 дБ, т.е. $I/N = 10$ дБ, необходимо, чтобы выполнялось отношение $C/I \geq C/N - 9.5 + 10 = C/N + 0.5$ дБ.

В пределе, при высоком уровне интерференции $I/N > 10$ дБ и $implementation\ loss$ близком к нулю, для работы системы на некотором типе модуляции, требующем соответствующий уровень C/N , необходимо

$$C/I \geq C/N \quad (3.16)$$

Таким образом, для работы системы WiMAX в условиях высокой интерференции для поддержки модуляции 64QAM $3/4$ с $BER = 10^{-6}$ необходимо обеспечить уровень мощности сигнала, при котором выполняется

$$C/I \geq C/N = SNR_{64QAM3/4} = 24,4 \text{ дБ}$$

На рисунке 3.2 можно выделить три области: зону нечувствительности, зону подавления и рабочую область.

Зона нечувствительности охватывает область, где уровень мощности сигнала находится ниже порога чувствительности, и поэтому система не может поддерживать соответствующий тип модуляции с уровнем ошибок $BER = 10^{-6}$.

Зона подавления охватывает уровень мощности сигнала выше порога чувствительности и левее кривой зависимости C от C/I, где интерференция подавляет работу системы на соответствующей модуляции вследствие недостаточно высокой мощности сигнала C.

Рабочая область охватывает уровень мощности сигнала выше порога чувствительности и правее кривой зависимости C от C/I, где выполняется требуемое отношение C/I, и система может работать на соответствующей модуляции в условиях интерференции благодаря достаточно высокой мощности сигнала C.

WiMAX является системой с автоматической регулировкой мощности АTRC. На базовых станциях задается максимально возможный уровень входного сигнала RSSL. Для систем WiMAX данный уровень обычно устанавливается, превышающем чувствительность приемника для 64QAM $\frac{3}{4}$ примерно на 5-10 дБ.

Таким образом, для работы системы WiMAX на модуляции 64QAM $\frac{3}{4}$ с BER=10⁻⁶ в условиях интерференции на максимальном уровне сигнала на входе приемника, превышающем уровень чувствительности на 10 дБ и более, необходимо обеспечить C/I \geq 24,4 дБ.

Выполнение критерия C/I \geq 30,4 дБ необходимо для системы с идеальным приемником при минимально возможном, находящимся на границе чувствительности для 64QAM $\frac{3}{4}$ и BW=7 МГц уровне мощности сигнала C= R_x=-73,57 дБм. При этом максимально допустимая мощность интерференции I_{MAX} должна быть на 6 дБ ниже уровня теплового шума N, то есть пороговый уровень интерференции IFLOOR, на котором деградация чувствительности идеального приемника не превышает 1 дБ, равен IFLOOR / N=-6 дБ.

Для того, чтобы интерференция не оказывала влияния на систему с потерями реализации равными значению implementationloss, т.е. чувствительность этой системы была деградирована дополнительно не более чем на 1 дБ, необходимо, чтобы значение отношения сигнал/ шум+ интерференция превышало значение требуемого для поддержки той или иной модуляции отношения сигнал/ шум на величину суммарного понижения чувствительности вследствие потерь реализации и вследствие интерференции $\Delta = \text{implementation loss} + 1$ дБ

$$C/(N+I) = \text{implementation loss} + 1 + C/N = \Delta + C/N \quad (3.17)$$

Мощность интерференции I_{MAX}, BW в канале шириной BW, приводящей к суммарному понижению чувствительности на величину Δ , согласно выражению (3.15) рассчитывается как [30]:

$$I_{MAX}, BW = \log(10 \Delta / 10^{-1}) + N BW, \quad (3.18)$$

где I_{MAX}, BW - максимально допустимая мощность интерференции в канале шириной BW;

NBW – мощность теплового шума приемника системы в полосе.

При, например, implementationloss =2 дБ уровень чувствительности уже понижен на 2 дБ, и интерференция с уровнем I=N приводит к дополнительной деградации чувствительности на 1 дБ, и следовательно, не оказывает влияния на приемник системы.

Для систем с implementationloss равном 3 дБ уровень максимально допустимой мощности интерференции равен I_{MAX} = 1.8 + N = 2+N.

При максимальном значении implementationloss равном 5 дБ выражение (3.17) имеет вид:

$$C/(N+I)=6 + C/N \quad (3.19)$$

Для выполнения равенства (3.19) мощность интерференции рассчитывается как

$$I_{MAX} = 10 \log (106/10 - 1) + N = 4,7 + N = 5 + N$$

Деградация чувствительности системы с потерями реализации 5 дБ не превышает 1 дБ при мощности интерференции равной $4,7 + N$, что, для работы системы на модуляции 64QAM $3/4$ в канале $BW=7$ МГц требует отношения сигнал/интерференция $C/I=C/(4.7 + C/N)=25,7$ дБ.

Таким образом, интерференция, не превышающая более чем на 5 дБ уровень теплового шума системы WiMAX с максимально допустимым уровнем потерь реализации в 5 дБ, приводит к деградации этой системы не более чем на 1 дБ и поэтому практически не влияет на систему.

Учитывая, что мощность сигнала на входе приемника реальной системы для поддержки той или иной модуляции должна превышать уровень чувствительности на 3 дБ, то для практического применения можно принять, что на приемник системы с потерями реализации равными implementationloss не оказывает влияния интерференция с мощностью меньше или равная пороговому уровню $N+implementationloss$. Погрешность такой аппроксимации примерно равна 1 дБ.

Таким образом, вычислив потери реализации как разницу между максимально возможным уровнем чувствительности при noisefigure равном минус 7 дБ системы на модуляции M в канале шириной BW и реальной чувствительностью системы для этих же условий, можно рассчитать пороговый уровень интерференции IFLOOR, BW в полосе канала шириной BW , как максимально возможный уровень интерференции, не приводящий к деградации чувствительности более 1 дБ.

Например, пороговый уровень интерференции IFLOOR, BW в виде “белого шума $I=N+5$ дБ, не оказывает влияния на систему WiMAX с потерями реализации 5 дБ, в канале связи шириной 7 МГц, т.е:

$$IFLOOR, BW=7 = -107 + 10 \log (7) + 5 = -93 \text{ дБм}$$

Собственные шумы noisefigure приемника реальных систем могут быть ниже величины минус 7 дБ и достигать значения минус 5 и даже минус 4 дБ. При низком уровне собственных шумов noisefigure приемник системы имеет также более низкое значение теплового шума N и, соответственно, более низкий пороговый уровень интерференции IFLOOR.

Пороговый уровень интерференции $IFLOOR = N + implementationloss + 10 \log(BW)$ как максимально допустимый уровень мощности интерференции

$I_{MAX, BW}$, не приводящий к деградации чувствительности больше 1 дБ в полосе шириной BW для модуляции M , приблизительно можно вычислить из выражения (3.11) следующим образом:

$$IFLOOR, BW = N BW + impl. loss = R_x M, BW - SNRM, \quad (3.20)$$

где $R_x M, BW$ - чувствительность системы для модуляции M в канале шириной BW ;

$N BW$ - мощность теплового шума приемника в полосе BW .

Тем самым, при расчете максимально допустимого уровня интерференции, не приводящей к деградации чувствительности приемника системы больше чем 1 дБ, величины потерь реализации и noise figure не используются и могут быть неизвестны.

Таким образом, для определения порогового уровня мощности интерференции $IFLOOR, BW$ не влияющей на систему WiMAX в полосе ширины канала BW , следует просто найти разницу между уровнем чувствительности для нужной ширины канала, для 64 QAM $3/4$, $BW=7$ МГц и требуемым для модуляции 64 QAM $3/4$ значением $SNR_{64 QAM 3/4}$ равно 24,4 дБ. Для $BW=7$ МГц и $R_x 64QAM_{3/4} = -68,57$ дБм пороговый уровень интерференции $IFLOOR, BW=7$, равный максимальной мощности интерференции $IFLOOR, BW=7$ в канале шириной $BW=7$ МГц, приводящей к деградации реальной чувствительности системы на 1 дБ, равен:

$$IFLOOR, BW=7, 64QAM_{3/4} = R_x 64QAM_{3/4} - SNR_{64 QAM 3/4} = -68,57 - 24,4 = -92,87 \text{ дБм}$$

Тем самым, мы имеем очень простое правило определения порогового уровня интерференции $IFLOOR$ для системы с потерями реализации, заключающееся в получении разности значения чувствительности системы $R_x M$ для некоторой модуляции M и требуемого для поддержки этой же модуляции значения сигнал/шум $SNRM$ [29]:

$$IFLOOR = R_x M - SNRM$$

Таким образом, пороговый уровень интерференции $IFLOOR, BW$ для модуляции M в канале шириной BW , на котором деградация чувствительности не превышает 1 дБ, для систем с потерями реализации 5 dB по стандарту IEEE 802.16 составляет величину $IFLOOR = R_x M - SNRM$

Пороговый уровень интерференции $IFLOOR, BW$ для модуляции M в канале шириной BW , на котором деградация чувствительности не превышает 1 дБ, для систем с потерями реализации близкими к нулю составляет величину $NBW - 6$.

Для системы с потерями реализации близкими к нулю и величиной noisefigure -7 дБ пороговый уровень интерференции IFLOOR для модуляции 64QAM $3/4$ и канала шириной BW=7 МГц составляет [31]

$$IFLOOR = NBW -6 = -97,87 -6 = -103,87 \text{ дБм}$$

Для идеальной системы WiMAX с потерями реализации близкими к нулю и величиной noisefigure -4 дБ пороговый уровень интерференции IFLOOR для модуляции 64QAM $3/4$ и канала шириной BW=7 МГц составляет:

$$IFLOOR = NBW -6 = N + 10\log(7) -6 = -107,87 \text{ дБм},$$

где, $N = 10 \log(kT_0) + N_f = -140$ дБВт- спектральная плотность мощности теплового шума приемника при $N_f = -4$ дБ;

kT_0 - закон равномерного распределения.

Таким образом, максимально допустимый уровень интерференции, не оказывающий влияния на систему WiMAX, весьма существенно зависит от качественных параметров ее приемника. Чем более качественная система, тем больше она подвержена интерференции и, в то же время, тем больше она имеет возможностей для предотвращения ее негативного влияния.

3.3 Определение скорости передачи данных на сектор

Для определения максимально возможного числа абонентов, на один сектор и соответственно установления порогового значения скорости передачи данных для этих абонентов необходимо рассчитать скорость передач данных на один сектор. Скорость передачи данных зависит от ширины полосы канала и используемой схемы модуляции [32]. На скорость передачи данных влияют защитный интервал символа T_g , отношение распределения ресурсов вниз/вверх (DL/UL) и время передачи протокольной информации T_h . Момент времени, в течение которого никакие данные не передаются, а посылаются различная системная информация, необходимая для инициализации и синхронизации, называется временем передачи протокольной информации. Тогда по формуле (3.21), можно рассчитать скорость передачи данных по направлению вниз [33]:

$$RDL = BWn (N_{данDL}/N_{всего}) v R_{сим} [1 - (1/T_h + T_g)] K_{TDD} DL, \quad (3.21)$$

где BW – ширина канала;

n - коэффициент дискретизации;

$N_{данDL}$ – число поднесущих для передачи данных по направлению вниз;

v – скорость сверточного кодирования;

$R_{\text{сим}}$ – количество бит на символ;
 T_h – время передачи протокольной информации;
 T_g – защитный интервал;
 $KTDD_{DL}$ – коэффициент распределения ресурсов по направлению вниз.

Для расчета скорости передачи данных по направлению вверх

$$R_{UL} = BWn (N_{\text{данUL}}/N_{\text{всего}}) v R_{\text{сим}} [1 - (1/T_h + T_g)] KTDD_{UL} \quad (3.22)$$

где $N_{\text{данUL}}$ – число поднесущих для передачи данных по направлению вверх;

$KTDD_{UL}$ – коэффициент распределения ресурсов UL.

При расчетах T_h принимается равным 20% от основного времени передачи, а значение защитного интервала – 1/16 от длительности полезного символа. Соотношение между направлениями вниз/вверх позволяет регулировать отношение скоростей, в нашем случае оно соответственно составляет 60/40. Стандарт IEEE 802.16 ориентирован на использование полос частот шириной в 1,25; 5,0; 7,0; 10,0; 20,0 МГц и основан на технологии OFDM. За счет наличия защитного интервала между поднесущими эффективная ширина спектра сигнала несколько больше ширины канала BW , поэтому используемую полосу частот можно рассчитать как произведение ширины канала BW , числа используемых поднесущих $N_{\text{исп}}$, полного числа поднесущих OFDM сигнала $N_{\text{всего}}$ и коэффициента дискретизации n . Следует заметить, что $N_{\text{исп}}$ состоит из суммы числа поднесущих данных $N_{\text{дан}}$ и числа пилотных поднесущих $N_{\text{пилот}}$ формула (3.23). Число поднесущих данных определяется для нисходящего направления $N_{\text{данDL}}$ и восходящего направления $N_{\text{данUL}}$. Коэффициент дискретизации n определяет интервал между поднесущими (вместе с шириной полосы и количеством поднесущих данных), и полезное время символа, для полосы частот 7 МГц он равен 8/7 [33].

$$N_{\text{исп}} = N_{\text{дан}} + N_{\text{пилот}} \quad (3.23)$$

Таким образом, для выбранного оборудования и диапазона частот получаем следующие данные $N_{\text{всего}} = 256$, $N_{\text{дан}} = 192$, $N_{\text{пилот}} = 8$, $N_{\text{пуст}} = 56$. Тогда по формуле (3.23) найдем число используемых поднесущих $N_{\text{исп}}$

$$N_{\text{исп}} = 192 + 8 = 200$$

Количество поднесущих для нисходящего и восходящего канала определяется соответственно из отношения TDD. Таким образом, для выбранного отношения получаем следующие данные $N_{\text{данDL}} = 120$, $N_{\text{данUL}} = 80$.

дан $UL=80$.

Количество бит на символ определяется типом используемой модуляции и скоростью сверточного кодирования. Данные для используемых видов модуляции приведены в таблице 3.4.

Т а б л и ц а 3.4 – Параметры схем модуляции

Тип модуляции	Скорость сверточного кодирования	Количество бит в одном подканале $R_{\text{сим}}$
BPSK	1/2	1
QPSK	1/2	2
QPSK	3/4	2
16-QAM	1/2	4
16-QAM	3/4	4
64-QAM	2/3	6
64-QAM	3/4	6

По формулам (3.21) и (3.22) рассчитаем скорость передачи данных по направлению вниз и вверх для используемых типов модуляции

$$R_{DL64QAM\ 3/4} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{120}{256}\right)^{3/4} \cdot 6 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1,5 = 22,46 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{UL64QAM\ 3/4} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{80}{256}\right)^{3/4} \cdot 6 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1 = 9,98 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{DL64QAM\ 2/3} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{120}{256}\right)^{2/3} \cdot 6 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1,5 = 19,97 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{UL64QAM\ 2/3} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{80}{256}\right)^{2/3} \cdot 6 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1 = 8,88 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{DL16QAM\ 3/4} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{120}{256}\right)^{3/4} \cdot 4 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1,5 = 14,98 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{UL16QAM\ 3/4} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{80}{256}\right)^{3/4} \cdot 4 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1 = 6,65 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{DL16QAM\ 1/2} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{120}{256}\right)^{1/2} \cdot 4 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1,5 = 10,03 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{UL16QAM\ 1/2} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{80}{256}\right)^{1/2} \cdot 4 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1 = 4,41 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{DLQPSK\ 3/4} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{120}{256}\right)^{3/4} \cdot 2 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1,5 = 7,49 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{ULQPSK\ 3/4} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{80}{256}\right)^{3/4} \cdot 2 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1 = 3,37 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{DLQPSK\ 1/2} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{120}{256}\right)^{1/2} \cdot 2 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1,5 = 4,99 \text{ Мбит/с,}$$

$$R_{ULQPSK\ 1/2} = 7 \cdot 10^6 \cdot \frac{8}{7} \cdot \left(\frac{80}{256}\right)^{1/2} \cdot 2 \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] \cdot 1 = 2,21 \text{ Мбит/с,}$$

RDLBPSK $1/2 = 7 \cdot 10^6 \cdot 8/7 \cdot (120/256)^{1/2} \cdot [1 - (1/20 + 1/16)]^{1,5} = 2,48$
Мбит/с,

RULBPSK $1/2 = 7 \cdot 10^6 \cdot 8/7 \cdot (80/256)^{1/2} \cdot [1 - (1/20 + 1/16)] = 1,12$
Мбит/с

Полученные скорости передачи данных на сектор для DL и UL каналов занесем в таблицу 3.5.

Т а б л и ц а 3.5 – Скорость передачи данных на сектор

Скорость передачи, Мбит/с	B PSK 1/2	Q PSK 1/2	Q PSK 3/4	1 6QAM 1/2	1 6QAM 3/4	6 4QAM 2/3	6 4QAM 3/4
DL	2,48	4,99	7,49	10,03	14,98	19,97	24,46
UL	1,12	2,21	3,37	4,41	6,65	8,88	9,98

Анализируя скорости передачи данных, полученные при расчетах и сравнивая с указанными в таблице 2.2, скоростями, озвученными WiMAXForum, можно заметить что скорости, посчитанные по формулам (3.21) и (3.22) несколько превышают стандартные. Это связано с тем, что в расчетах учтен циклический префикс OFDM и нестандартно установленное значение отношения DL:UL.

4 Экспериментальная часть

Для исследования трафика популярных интернет ресурсов (чтение почты, просмотр видео, поиск информации) используется программа Wireshark. Она применяется для анализа сетевых протоколов, методом захвата сетевых пакетов.

В окне программы можно увидеть следующие параметры информации:

- номер пакета;
- ip адрес (заголовок) ;
- вид протокола (TCP или TLSv1.2);
- объем полезной информации в байтах;

В процессе эксперимента проведено исследование трафика информации. Для этого использовали программу WireShark, которая позволяет анализировать различные сетевые протоколы. Для проведения эксперимента к ноутбуку был подключен смартфон HTC Desire 500 в режиме «wi-fi роутер», т.е. выход в интернет осуществлялся через мобильного оператора Tele-2. Через смартфон на ноутбук подавался трафик следующих услуг: поиск информации, чтение электронной почты и просмотр видеофайлов. Во время эксперимента проведен анализ служебного трафика для наиболее распространенных услуг в Интернете:

- Поиск информации (Google)
- Просмотр Видео (YouTube)
- Чтение почты (Gmail)

Для исследования избыточности из транспортного потока выбрано 11 пакетов для выполнения услуги чтение почты , поиск информации и 20 пакетов для просмотра видео (рисунок4.1).

	Destination	Protocol	Length	Info
129	74.125.143.99	TCP	54	52968 > http [ACK] Seq=2400 Ack=37322 win=120 Len=0
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
129	74.125.143.99	TCP	54	52968 > http [ACK] Seq=2400 Ack=40122 win=120 Len=0
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
129	74.125.143.99	TCP	54	52968 > http [ACK] Seq=2400 Ack=42922 win=120 Len=0
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
129	74.125.143.99	TCP	54	52968 > http [ACK] Seq=2400 Ack=45722 win=120 Len=0
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
129	74.125.143.99	TCP	54	52968 > http [ACK] Seq=2400 Ack=48522 win=131 Len=0
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
129	74.125.143.99	TCP	54	52968 > http [ACK] Seq=2400 Ack=51322 win=131 Len=0
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
129	74.125.143.99	TCP	54	52968 > http [ACK] Seq=2400 Ack=54122 win=131 Len=0
.99	192.168.1.129	TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]

Рисунок 4.1- Пакеты данных при поиске информации Google search.

На рисунке 4.2 представлены пакеты, зафиксированные с помощью программы Wireshark.

Protocol	Length	Info
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	54	53517 > http [ACK] Seq=1145 Ack=92613 win=33536 Len=0
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	54	53517 > http [ACK] Seq=1145 Ack=98213 win=33536 Len=0
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	54	53517 > http [ACK] Seq=1145 Ack=101013 win=33536 Len=0
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	54	53517 > http [ACK] Seq=1145 Ack=103813 win=34816 Len=0
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TCP	54	53517 > http [ACK] Seq=1145 Ack=106613 win=34816 Len=0
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]

Рисунок 4.2- Пакеты данных при просмотре видео через интернет ресурс YouTube.

Из рисунков 4.1, 4.2 видно, что объем полезной информации в пакете не превышает 1454 байт .

TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TLSv1.2	438	Application Data
TLSv1.2	1298	Application Data
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TLSv1.2	584	Application Data
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TLSv1.2	773	Application Data
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]
TLSv1.2	592	Application Data
TCP	1454	[TCP segment of a reassembled PDU]

Рисунок 4.3 –Пакеты данных при чтении электронной почты Gmail.

Согласно данным, представленных программой WireShark, определяем количество полезной и служебной информации, рассчитываем избыточность каждого пакета и суммарную избыточность.

$$Red_{min} = \frac{L_{ip} + L_{TCP}}{L_{ПАКЕТ}} \times 100\% \quad (4.1)$$

В таблице 4.1, представлены результаты расчета суммарной избыточности Интернет трафика.

Т а б л и ц а 4.1 Суммарная служебная избыточность Интернет-трафика.

Интернет-сервисы	Просмотр видео (YouTube)	Чтение почты (Gmail)	Поиск информации (Google)
Служебная избыточность, (%)	26,6	30,1	28,7

Из таблицы 4.1 видно что средняя суммарная служебная избыточность интернет-трафика составляет порядка 25-30%.

На основе полученных значений строим график зависимости избыточности от объема полезной информации пакета.

На рисунке 4.4 представлена зависимость избыточности от объема полезной информации пакета.

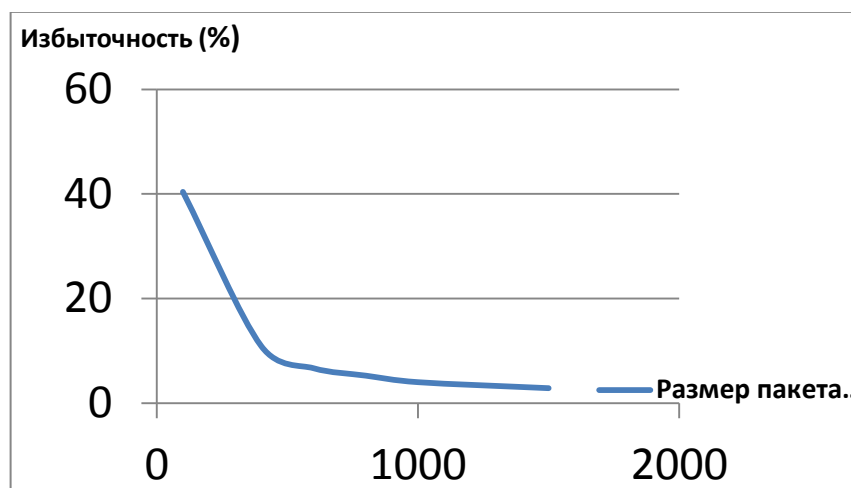


Рисунок 4.4- График зависимости избыточности от объема полезной информации пакета.

Таким образом в процессе эксперимента было выявлено, что избыточность интернет трафика зависит от величины объема информации, а так же от вида предоставляемой услуги, чем больше объем трафика тем меньше служебная избыточность. Напрашивается вывод, что для уменьшения служебной избыточности необходимо сжать пользовательские данные или провести адаптацию контента для мобильных устройств. Она включает в себя сжатие мультимедийных данных (видео, изображения, звук), транс кодирование видео-поток с учетом разрешения экрана мобильного устройства, видеопейсинг и тд.

Хорошим примером оптимизации мобильного интернет-трафика и устранения пользовательской избыточности может служить браузер Opera Mini. Весь мобильный трафик, генерируемый работающим приложением Opera Mini, проходит через прокси-сервера Opera, которые стоят по всему миру. Средняя эффективность сжатия 80% [11].

Уменьшение избыточности передаваемого трафика позволяет увеличить объем полезного передаваемого трафика в единицу времени, и, следовательно, повысит эффективность использования частотного ресурса беспроводной сетью связи. Увеличение эффективности использования спектра пропорционально эффективности устранения избыточности трафика. Уменьшение на 20% дает выигрыш в спектральной эффективности на 20%, что сопоставимо с ростом спектральной эффективности при переходе от стандарта GPRS к UMTS.

Оптимизация передаваемого трафика дает большие возможности по повышению эффективности использования частотного ресурса. Браузер Opera Mini сжимает трафик до 80% за счет адаптации пользовательского контента.

Заключение

В связи с непрерывным ростом количества мобильных абонентов, беспроводных сетей передачи данных и требований пользователей к высокой скорости доступа в Интернет растет потребность в частотных ресурсах, которые являются ограниченными природными ресурсами. Поэтому повышения эффективности использования радиочастотного спектра в сетях мобильной связи является актуальной задачей. В данной работе рассмотрены следующие вопросы: тенденция роста услуг мобильной связи в мире, методы, используемые в системах беспроводной связи для повышения эффективности. Проведены расчеты максимальной пропускной способности различных видов модуляции, энергетического бюджета беспроводного канала связи. Исследовано влияние интерференции на OFDM канал связи и определена скорость передачи данных на сектор.

Выполнено практическое исследование избыточности Интернет трафика при пользовании услугами: поиск информации, просмотр видео, чтение почты. На основании результатов эксперимента предложен оптимальный вариант уменьшения служебной избыточности.

Список литературы

1. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. Сети и системы радиодоступа. – М.:Эко-Трендз, 2008. – 384 с.
2. Тихвинский В.О., Терентьев С.В. Инновационный анализ технологий беспроводного широкополосного доступа//Телеком/Сети и средства связи. – Специальный выпуск Сети доступа. – №1. – 2007, с.86-93.
3. Fantacci, R., Marabissi, D., Tarchi, D., Habib, I., Dept. of Electron. & Telecommun., Univ. of Florence, Firenze, Italy «Adaptive modulation and coding techniques for OFDMA systems»; IEEE Transactions on Wireless Communications, September 2009, vol. 8, iss. 9, pp. 4876 – 4883.
4. Марченко С. Источники уязвимостей в сетях беспроводной связи // АДЭ. 2004. № 13.
5. Тихвинский В., Нургожин Б., Управление качеством услуг в сетях WiMAX// Информационные Телекоммуникационные Сети. – 2008. - № 10. – С. 26-32.
6. Чегринец В.А. Wi-Fi, WiMAX –реалии эффективного QoS/Материалы международной конференции Wireless Broadband 2007, www.wirelessbroadband.ru.
7. Тихвинский В.О., Терентьев С.В. Управление и качество услуг в сетях GPRS/UMTS. – М.: Эко-Трендз, 2007. – 400 с.
8. Техническая документация стандарта IEEE 802.16d на WiMAX Forum: <http://wimaxforum.ru/technology/technical/>
9. Выбор оптимального метода модуляции сигнала в современных цифровых системах радиосвязи// Физический факультет Московского Государственного университета им. М.В. Ломоносова. – Москва 2008 г. 52 с.
10. Шаповалов А. А. Использование беспроводных сетей стандарта IEEE802.16 для построения канала передачи информации в системах управления безопасностью мореплавания// ФГОУ ВПО Морская Государственная Академия имени адмирала Ф.Ф. Ушакова, Новороссийск. – 2010г. С. 294-320