МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ
И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Северо-Кавказский филиал
ордена Трудового Красного Знамени федерального государственного
бюджетного образовательного учреждения высшего образования
«Московский технический университет связи и информатики»

А.Г. ЖУКОВСКИЙ, В.И. ЮХНОВ

Методические указания
По выполнению практического занятия №5
по дисциплине

СЕТИ И СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

Направление подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи.
Профиль «Инфокоммуникационные системы и сети»

Ростов-на-Дону
2022

Методические указания
по выполнению практического занятия №5
по дисциплине
СЕТИ И СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

Составители: А.Г. Жуковский, проф. каф. «ИТСС»,
В.И. Юхнов зав. кафедрой ИТСС

Рассмотрено и одобрено
на заседании кафедры ИТСС
Протокол от « 19 » 12 2022 г., № 5 .

Практическое занятие № 5

Тема: Пути повышения скорости передачи данных в сетях радиосвязи. Многомерные сигналы.

Вопросы занятия:

1. Общее описание многомерных сигналов.
2. Многомерная ортогональная модуляция.
3. Модуляция OFDM.

1. Цель работы (занятия)

Изучить:

- Область возможности работы беспроводных сетей по технологии OFDM
- Техническую реализацию различных устройств, использующих технологию OFDM
- Значения терминов и определений;
- Знать основные способы реализации технологии OFDM в сети радиосвязи.

2. Оборудование рабочего места:

- компьютеры, подключенные в сеть интернет
- методическое пособие

3. Задание на выполнение практической работы

- Изучить особенности технологии OFDM;
- Изучить технические требования к устройствам использующим OFDM.
- Провести сравнение различных технологий OFDM в радиосвязи.

4. Краткие сведения из теории

Способ модуляции с одновременным использованием нескольких несущих частот, имеющий название OFDM (способ с мультиплексированием ортогональных частот), известен более 30 лет, однако в последние годы, с развитием цифрового ТВ вещания, преимущества этого способа модуляции оказались актуальны.

Основная идея, положенная в основу этого способа, заключается в следующем. Передаваемый цифровой поток модулирующего сигнала «распараллеливается» и передается по нескольким каналам - путем модуляции нескольких несущих. Число этих несущих выбирается так, чтобы необходимым образом сократить скорость передачи информации на каждой отдельной несущей. В результате достигается главное - на передачу одного символа на каждой отдельной несущей может быть отведено большее время. Настолько большее, чтобы сделать передачу каждого символа независимой от наличия отраженных сигналов, обусловленных так называемым «многолучевым» распространением радиоволн, что достаточно характерно для городских условий.

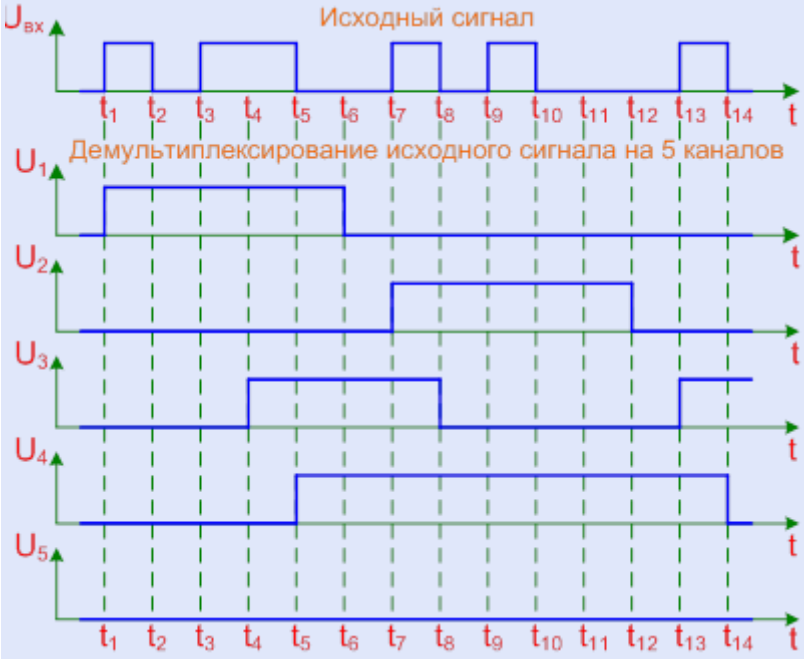

Рисунок 5.1 Пример демультиплексирования цифрового сигнала

На рис. 5.1 показан пример преобразования («распараллеливания») одного последовательного цифрового сигнала в пять отдельных сигналов путем демультиплексирования, что позволяет увеличить длительность передачи символа в каждом из пяти сигналов в пять раз. Далее, каждый из полученных таким образом сигналов с уменьшенной скоростью передачи символов модулирует соответствующую несущую, число которых равно числу модулирующих сигналов. При этом допускается фазовая (PSK) или квадратурная амплитудная (QAM) модуляция каждой несущей. Сами несущие частоты при этом выбираются из следующих соображений:

• число несущих должно быть таким, чтобы при неизменной скорости потока данных на входе модулятора OFDM увеличить до требуемой величины время передачи одного символа на каждой несущей;

• несущие должны быть достаточно близки по частоте друг к другу, чтобы сократить занимаемую полосу частот канала связи;

• частоты несущих должны быть выбраны так, чтобы они не создавали взаимных помех.

Последнее условие выполняется, если частоты удовлетворяют требованию ортогональности. Физический смысл этого требования заключается в следующем: спектр каждой несущей после модуляции должен иметь «нули» на частотах, на которых расположены остальные несущие. Выполнение этого условия обеспечивает отсутствие взаимных помех и независимую передачу информации на каждой несущей.

На рис. 5.2 показан спектр одной несущей в результате модуляции ее сигналом прямоугольной формы.

Рисунок 5.2 Огибающая спектра одной несущей с номером k при модуляции OFDM

Исходя из условия ортогональности, частоты несущих должны располагаться на оси частот с шагом, обратным величине Ts- времени передачи одного символа. При этом значения каждой частоты определяются выражением:

$$f_k = f_0 + k \frac{1}{Ts}, \quad (5.1)$$

где k = 0, 1, 2, ..., n - 1, N.

Таким образом, получается ряд частот, расположенных равномерно и с общим спектром, достаточно близко приближающимся к прямоугольной форме, что позволяет эффективно использовать частотный канал передачи (рис. 5.3).

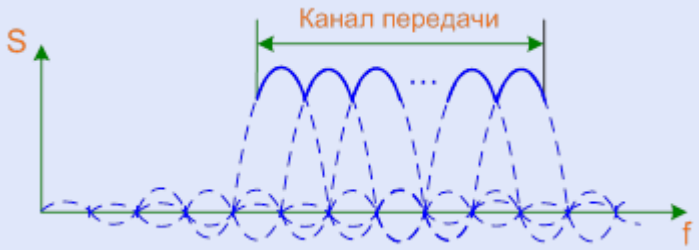

Рисунок 5.3 Спектр передаваемого сигнала при модуляции OFDM

Важным фактором при таком способе модуляции является так называемая «межсимвольная интерференция» (ISI), или, по существу, перекрестные искажения. Модуляция OFDM позволяет применить простой прием для борьбы с этим явлением: при увеличении количества несущих частот время на передачу одного символа также увеличивается. Этого увеличения оказывается достаточно для того, чтобы ввести между передаваемыми символами так называемый «защитный интервал» (GI) (рис. 5.4).

В пределах защитного интервала передается как бы возвращённая назад во времени копия последующей части символа. Таким образом, время, затрачиваемое на передачу одного символа OFDM, состоит из интервала передачи полезной информации и защитного интервала:

$T_{GS} = T_G + T_S$, (5.2)

где T_{GS}- время, затрачиваемое на передачу одного символа; T_G- защитный интервал; T_S - время передачи полезной информации.

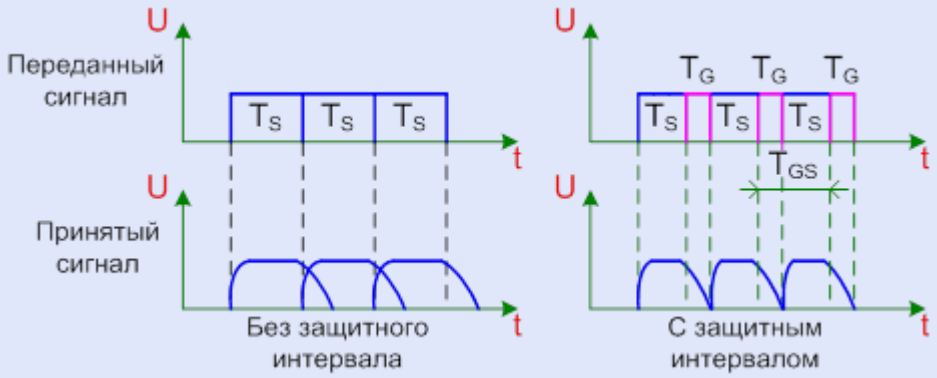

Рисунок 5.4 Назначение защитного интервала при модуляции OFDM

Процесс формирования полного символа OFDM, включающего защитный интервал, схематично показан на рис. 5.5.

Рисунок 5.5 К пояснению формирования полного символа OFDM

Правильный выбор длительности защитного интервала позволяет в определенных пределах устранить помехи, вызываемые эхо-сигналами. На рис. 5.6 показаны временные интервалы для основного сигнала и двух его эхосигналов. Задержка первого эхосигнала находится в допустимых пределах, и переходные процессы из-за стыка двух символов приходятся на защитный интервал основного сигнала, не искажая его полезную часть. Напротив, если второй эхосигнал задержан свыше допустимых пределов, то его переходная зона приходится на полезную часть основного сигнала, т.е. защита не обеспечивается.

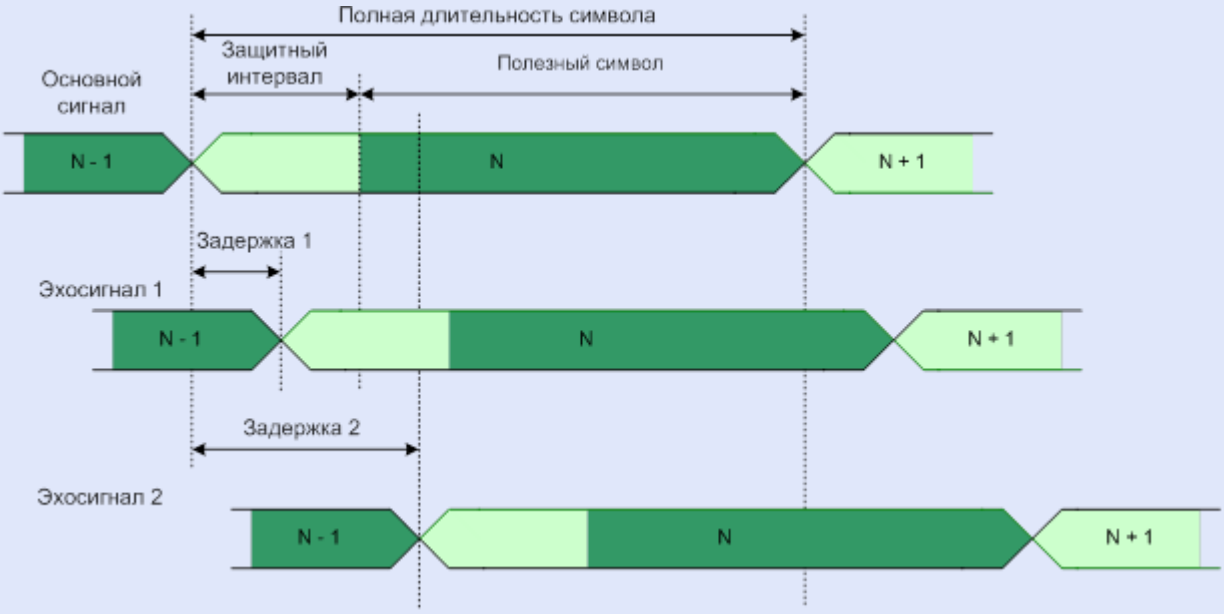

Рисунок 5.6 Временные интервалы основного и двух эхосигналов

Рис. 5.7 иллюстрирует суммирование нескольких задержанных сигналов с образованием мешающего сигнала, устраняемого за счет защитного интервала. На рисунке помимо основного сигнала показаны отраженные эхосигналы 1; 2 и сигнал соседнего передатчика одночастотной сети (эхосигнал 3). В приемник поступает сумма этих четырех сигналов. При выборе времени T_G больше времени импульсной реакции канала или времени задержки распространения, МСИ существенно снижается, т.к. все переходные процессы от нежелательных сигналов завершаются в пределах защитного интервала. Заметим, что даже при наличии защитного интервала интерференция между несущими сохраняется. Т.к. введение защитного интервала снижает пропускную способность системы, то обычно на практике его длительность не превышает одной четверти от длительности символа.

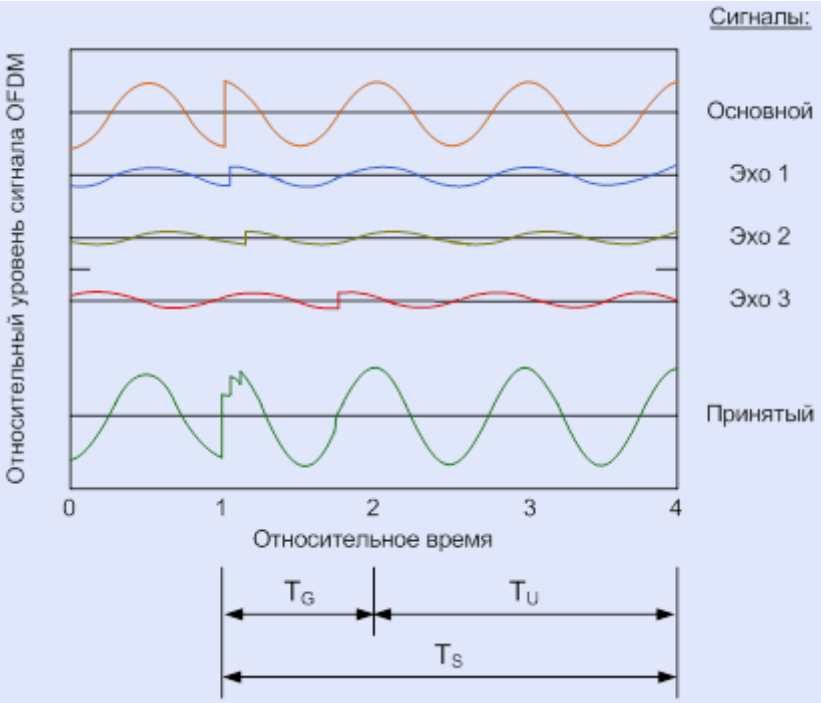

Рисунок 5.7 Защитный интервал в символе OFDM

Примерная структурная схема модулятора OFDM показана на рис. 5.8. Для формирования каждой из используемых несущих частот необходим свой задающий генератор. Так может осуществляться способ модуляции OFDM при небольшом количестве несущих, однако применительно к передаче цифрового ТВ сигнала количество несущих частот на выходе модулятора может составлять несколько тысяч, поэтому при построении модулятора было найдено оригинальное решение, позволившее избежать изготовления такой многоканальной системы передачи. Дело в том, что каждая несущая ответственна за соответствующую часть общего спектра сигнала на выходе модулятора. В радиотехнике известен прием синтеза сложного сигнала из отдельных гармонических составляющих. Таким приемом является обратное преобразование Фурье. Существуют хорошо отработанные алгоритмы, позволяющие использовать такие преобразования в минимальное время и с минимальными вычислительными затратами.

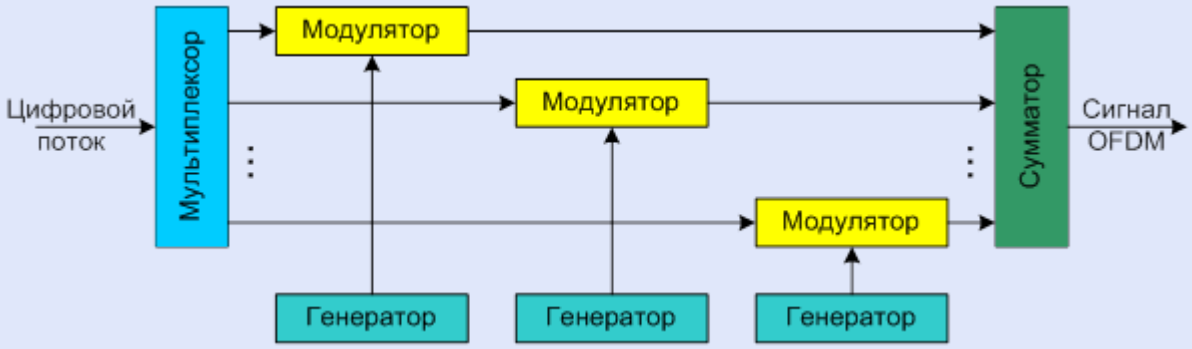

Рисунок 5.8 Формирование сигнала OFDM

На рис. 5.9 показан пример формирования сигнала OFDM с помощью обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ), которому подвергается входной цифровой поток. После ОБПФ обе части вычисленного преобразования, вещественная и мнимая, переводятся в аналоговую форму, проходя ЦАП и ФНЧ для удаления высокочастотных продуктов, затем поступают в преобразователь частоты, где умножаются соответственно на основной и квадратурный сигналы - гармоническое колебание частоты f_0. Это позволяет после сумматора получить спектр сигнала OFDM, смещенный на частоту f_0. Такая операция соответствует преобразованию частоты, необходимому при формировании радиосигнала для выбранного канала вещания.

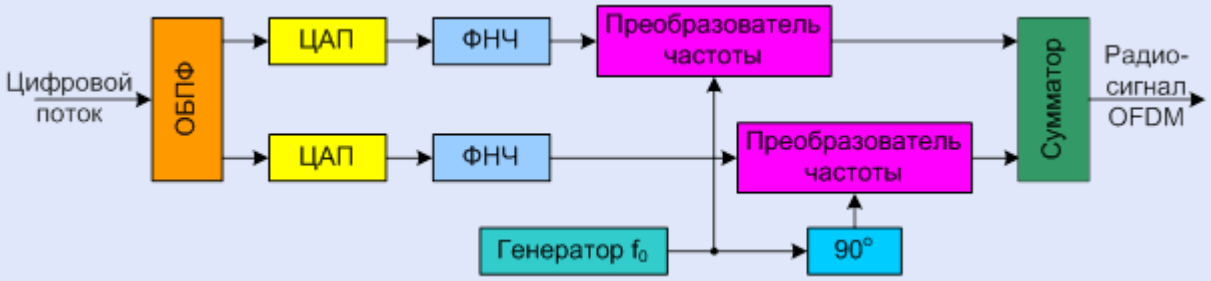

Рисунок 5.9 Формирование радиосигнала OFDM с помощью обратного быстрого преобразования Фурье

Следует отметить, что данный способ модуляции имеет еще один «резерв» повышения помехоустойчивости. В процессе формирования передаваемого сигнала, содержащего несколько несущих, может оказаться так, что следующие друг за другом последовательно во времени символы модулируют соседние по частоте несущие. Это обстоятельство неблагоприятно влияет на устойчивость такой системы передачи к помехам, поражающим сразу определенный диапазон частот (рис. 5.10).

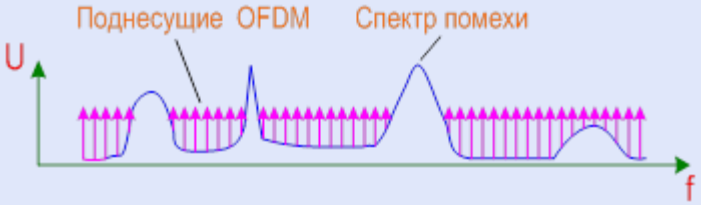

Рисунок 5.10 Воздействие помех при передаче сигнала OFDM

Один из вариантов способа модуляции OFDM, известный под названием COFDM, предполагает «перемешивание» передаваемых символов во времени таким образом, что следующие друг за другом символы полезной информации на передающей стороне модулируют те несущие, номера которых предписываются специальной заранее определенной последовательностью. Эта последовательность точно выдерживается на передающей стороне и, в обратном порядке - в приемном устройстве. Такая мера позволяет сделать данный способ передачи информации практически нечувствительным к различного рода замираниям, а также помехам, исключающим на короткое время возможность использования какого-либо участка диапазона частот.

Особенностью модуляции OFDM является повышенная неравномерность уровня мощности группового модулированного сигнала. На рис. 5.11 показан результат суммирования пяти немодулированных несущих различных частот. Их суммарный сигнал имеет сильную неравномерность амплитуды. Отношение пиковой к средней мощности в каждом субканале системы OFDM также как и для систем с одиночной несущей зависит только от вида сигнального созвездия и коэффициента скругления спектра α. Теоретически различие в значениях отношений пиковой мощности к средней для полного спектра системы COFDM и системы с одиночной несущей составляет $\Delta(P_M/P_0)=10\ \lg N$, где N - число несущих. При N = 1000 разница должна составить 30 дБ.

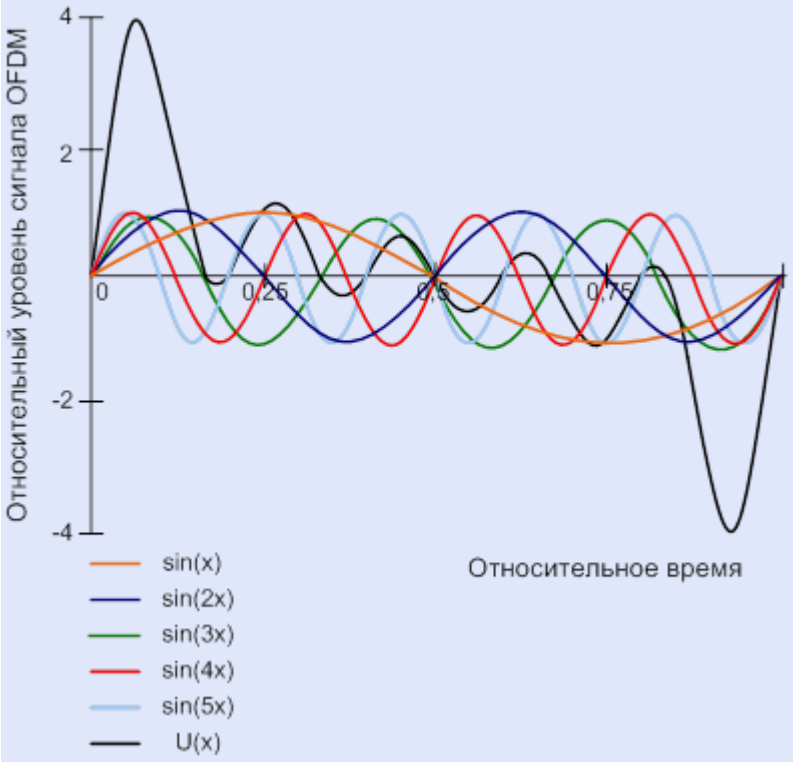

Рисунок 5.11 Сумма несущих OFDM

Однако практически за счет рандомизации данных скремблированием и других преобразований структуры потока теоретическое значение может быть достигнуто в очень редких случаях, в частности, при больших размерах сигнального созвездия. Т.к. скремблированный сигнал OFDM может рассматриваться как последовательность независимых одинаково распределенных несущих, то согласно центральной предельной теореме теории вероятностей при большом числе несущих ($N \geq 20$) их распределение приближается к гауссовскому. При этом вероятность того, что превышение пиковой мощности над средней мощностью составит 9,6 дБ, равна 0,1%, а что превышение составит 12 дБ - менее 0,01%.

1. АНАЛИЗ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ СЕТЕЙ РАДИОДОСТУПА МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Первое поколение цифровых сетей мобильной связи **GSM** (второе после аналоговых) создавалось с учетом оказания основной услуги – речевой. Так как речевой трафик считается симметричным, то за основу построения сетей радиодоступа был выбран метод частотного дуплекса FDD. Простая интеграция с телефонными сетями общего пользования PLMN, обеспечивающая высокие темпы развертывания сетей GSM в мире, потребовала от разработчиков реализации широко используемого принципа коммутации каналов CS (Circuit Switching) и системы сигнализации SS7. Развитие дополнительных услуг связи инициировало другие асимметричные типы трафика: потоковый, фоновый и в некоторых случаях интерактивный. Кроме того, гигантские темпы развития и эффективность сети Интернет показали высокую актуальность построения сетей по принципу коммутации пакетов PS (Packet Switching). В связи с этим современные сети мобильной связи поддерживают метод временного дуплекса TDD, их развитие строится с учетом концепции «все по IP».

С учетом модели взаимодействия открытых систем OSI[1] наиболее интересно рассмотреть протоколы физического и канального уровней (уровни 1,2), которые являются наиболее важными для радиоинтерфейса. Эти протоколы определяют характеристики так называемого канала связи (передатчик/модулятор – линия связи – приемник/демодулятор). Непрерывное улучшение характеристик канала связи связано с развитием используемых в нем технологий:

- преобразования первичной информации в двоичную последовательность (кодеры и вокодеры);
- повышения помехоустойчивости и эффективности (помехоустойчивого кодирования и декодирования данных; перемежения; расширения спектра; пространственно-временной и поляризационной обработки; пространственно-временного кодирования и т.д.);
- модуляции и структуры сигнала;
- разделения каналов и многостанционного доступа;
- управления параметрами излучаемого сигнала (например, мощностью, несущей частотой), приемо-передающими антенными системами (например, диаграммой направленности);
- оптимального приема и демодуляции и др.

Отличительной особенностью сетей GSM является:

- использование узкополосного сигнала с MSK - модуляцией с полосой 200 кГц и хорошими спектральными и корреляционными характеристиками, обусловленными выбором минимального индекса частотной модуляции и АЧХ сглаживающего фильтра на передающей стороне;
- жесткое распределение радиоресурсов сети между абонентами в режиме TDM;
- использование каскадного помехоустойчивого кодирования (внешний код – блоковый систематический циклический, внутренний - сверточный);
- построение подсистемы коммутации с учетом требований к использованию каналов TDM и сигнализации SS7.

Дальнейшее развитие сети GSM в направлении повышения скорости передачи пакетов данных GPRS (до 384 кбит/с) привело к созданию технологии **EDGE**. В ней повышение скорости передачи данных в 3 раза достигалось за счет перехода от бинарной манипуляции MSK к многопозиционной 8PSK. Однако, такое увеличение ансамбля сигналов (как и любое другое) привело к некоторому ухудшению помехоустойчивости и чувствительности. Другой отличительной особенностью технологии EDGE является реализация метода «повышающейся избыточности» при помехоустойчивом кодировании, суть которого заключается в повышении пиковой скорости передачи данных за счет возможного уменьшения избыточности кодов при адаптации (изменении мощности кодов) к качеству каналов связи.

Принципиально новым этапом развития мобильной связи является разработка и внедрение сетей **UMTS**, позволяющих обеспечить пиковую скорость передачи данных до 2,048 Мбит/с. Главным отличием сети UMTS от GSM/EDGE/GPRS стало использование широкополосных сигналов (ШПС) с полосой 5 МГц и базой сигнала много больше единицы ($B >> 1$). В сетях WCDMA/ UMTS используются последовательные ШПС - DS-CDMA (Direct Sequence).

Расширение базы сигнала осуществляется путем ведения частотной избыточности, которая и предает радиосигналу UMTS определенные положительные свойства: высокую помехоустойчивость, устойчивость к воздействию многолучовости (при условии, что разница задержек распространения радиоволн различных направлений распространения больше чем длительность одного элемента сигнала UMTS – $\tau_э$). Кроме того, использование широкополосных сигналов позволило реализовать новый метод разделения каналов в сети – кодовый CDM.
Важная особенность алгоритма доступа, используемого UMTS для кодового разделения каналов CDMA заключается в его чувствительности к мощности принимаемых радиосигналов. Поэтому в UMTS реализовано быстрое управление мощностью излучения. Другими особенностями UMTS являются[1]:

- гибкое распределение радиоресурсов сети радиодоступа UTRAN;
- управление качеством услуг в цепочке «конечный пользователь – конечный пользователь» QoS Bearer Service;
- увеличение эффективности использования физической среды передачи путем введении нового типа каналов – транспортных;
- оптимизация трафика опорной сети Core Network путем внедрения медиашлюзов MGW и SoftSwitch и максимальное расширение использования в сети протокола IP;
- широкое разнообразие адаптивных речевых кодеков (AMR-NB, AMR-WB, AMR-WB+);
- конвергенция с сетями фиксированной связи (использование SS7 поверх MTP3 или Sigtran);
- возможность реализации VoIP.

Дальнейшее развитие UMTS в целях повышения скоростей передачи данных и минимизации задержек передачи данных при использовании протоколов плоскостей пользователя и управления (User-plane, Control-plane) определило разработку технологий HSPA (HSDPA/HSUPA), в которых нашли свое применение многопозиционные сигналы с квадратурной амплитудной манипуляцией 16QAM, 64QAM. Особое внимание в этих технологиях в целях минимизации указанных задержек уделено модернизации прокола доступа к физической среде передачи MAC.
Технический бум вызванный использованием сигнала OFDM в беспроводных сетях передачи данных WiFi/WiMAX не обошел стороной и сети сотовой связи. Начавшийся путь разработки технологии HSOPA (High Speed OFDM Packet Access) вылился в концепцию длительной эволюции **LTE** (Long Term Evolution) системы UMTS.

2. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ СЕТЕЙ РАДИОДОСТУПА UTRAN/HSPA В НАПРАВЛЕНИИ LTE

Началом работы 3GPP- Партнерского проекта по сетям третьего поколения над дальнейшим развитием этих сетей считается семинар по эволюции RAN, проведенный 2 - 3 ноября 2004 года в Торонто (Канада). Основными целями и задачами работ по дальнейшему развитию UMTS стали:

- снижение себестоимости на бит информации;
- увеличение количества услуг с ориентацией на требования абонентов;
- повышение гибкости использования имеющихся и новых частотных диапазонов;
- упрощение архитектуры, открытости интерфейсов;
- улучшение рационального потребления энергии абонентскими терминалами.
- обеспечение единых параметров стандартизации и исключение излишних опций.

Таким образом, главными целями эволюции систем 3G к технологии **Evolved UTRAN** (E-UTRAN) является дальнейшее улучшение качества предоставления услуг и уменьшение расходов пользователей, а также и эксплуатационных расходов операторов.

Особенности радиоинтерфейса LTE в линии «вниз» (Downlink).

Радиоинтерфейс LTE поддерживает оба метода дуплексного разделения каналов: частотный FDD и временной TDD [2-4]. Особенностью радиоинтерфейса в линии «вниз» сети E-UTRAN является использование технологии множественного доступа OFDMA, обеспечивающей высокую гибкость

распределения и масштабируемость радиоресурсов для каналов передачи данных с различной полосой пропускания. Интервал времени передачи (TTI) в линии «вниз» сети E-UTRAN соответствует длительности подкадра и равен 0.5 мс (как и для технологии HSDPA). При этом обеспечивается низкое время ожидания и высокая эффективность планирования передачи пакетов данных на радиоинтерфейсе. В линии «вниз» поддерживаются следующие виды модуляции: QPSK, 16QAM и 64QAM.

В линии «вниз» предполагается использование технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output). Основная конфигурация технологии MIMO предполагает использование двух передающих и двух приемных антенн базовой станции и мобильного терминала. Максимально предполагается использовать 4-е передающих антенн базовых станций и 2-4 приемных антенны абонентских терминалов. Технология MIMO обеспечивает передачи данных как многих (MU-MIMO), так и единственного пользователя (SU-MIMO).

Линия «вниз» E-UTRAN подразумевает использование следующих физических каналов [2]:

- PDSCH (Physical downlink shared channel) – распределенный транспортный физический канал линии «вниз»;
- PDCCH (Physical downlink control channel) – физический канал управления линии «вниз»;
- CCPCH (Common control physical channels) – общий физический канал управления.

Связь транспортных и физических каналов показана на рис. 1. В настоящее время в E-UTRAN для LTE определены четыре транспортных канала:

- BCH (Broadcast Channel) – вещательный канал;
- PCH (Paging Channel) – канал вызова (пейджинга);
- DL-SCH (Downlink Shared Channel) – совмещенный канал линии «вниз»;
- MCH (Multicast Channel) – канал вещания в группе.

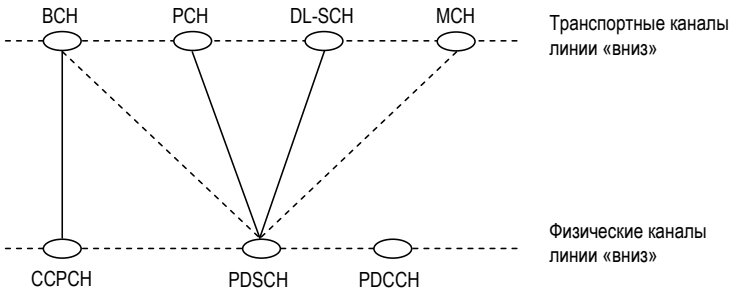

Рис. 1: Связь транспортных и физических каналов в линии «вниз» E-UTRA

Как видно из рис. 1, развитие сетей LTE направлено на максимальное, где возможно, упрощение протоколов обмена информацией. Помимо модуляции OFDM/QAM в каналах линии «вниз» сети E-UTRAN предполагается использование перспективной модуляции OFDM/OQAM.

Модуляция OFDM/QAM в линии «вниз». Технология ортогонального частотного мультиплексирования OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) основана на формировании многочастотного сигнала, состоящего из множества поднесущих частот, отличающихся на величину $\Delta f = \frac{|\omega_n - \omega_{n-1}|}{2\pi}$, выбранную из условия ортогональности сигналов на соседних поднесущих колебаниях (ω_n – радиальная частота n-го поднесущего колебания).

При формировании OFDM сигнала поток последовательных информационных символов длительностью T_u/N разбивается на блоки, содержащие N символов. Далее блок последовательных информационных символов преобразуется в параллельный, в котором каждый из символов соответствует определенной поднесущей многочастотного сигнала. Причем при этом длительность символов увеличивается в N раз. Таким образом, суммарная ширина спектра многочастотного сигнала соответствует ширине спектра исходного последовательного сигнала.

Целью такого преобразования является защита от узкополосных помех (либо от частичных искажений спектра в результате переотражений и многолучевого распространения). Это достигается тем, что параллельные символы многочастотного сигнала представляют собой кодовое слово помехоустойчивого кода (например, кода Рида-Соломона), который позволяет их восстановить в случае ошибочного приема за счет искажений спектра. Частотно-временное представление OFDM сигнала представлено на рис. 2. Преобразование сигнала из временной в частотную область обеспечивается дискретным преобразованием Фурье (DFT - Discrete Fourier Transform).

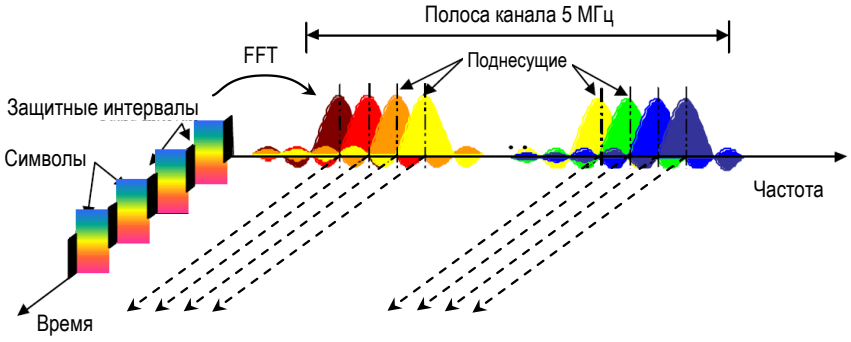

Рис. 2: Частотно-временное представление OFDM сигнала при ширине спектра 5 МГц.

Кроме того, преимущество OFDM заключается в уменьшении необходимого количества временных защитных интервалов. При последовательном сигнале защитные интервалы добавляются между каждыми символами, а при многочастотном – между группами символов (OFDM-символами).
Особенностью сигналов OFDM является:

1. Мультиплексирование несущих колебаний (называемых поднесущими), модулированных информационными символами по выбранному закону (QPSK, 16QAM, 64QAM);
2. Поднесущие ортогональны (взаимная корреляционная функция равна нулю), или, по крайней мере, квазиортогональны (на практике);
3. Каждый OFDM-символ имеет защитный временной интервал для исключения межсимвольной интерференции. Этот защитный интервал выбирается с учетом импульсной характеристики линии связи (физической среды распространения радиосигнала).

Принцип формирования OFDM-сигнала показан на рис. 3.

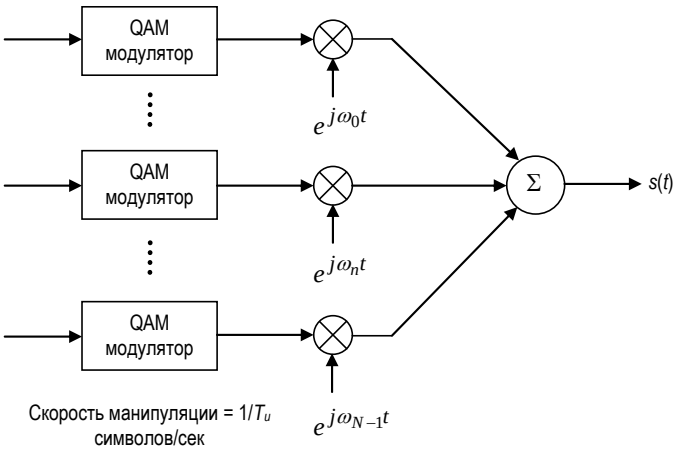

Рис. 3: Принцип формирования OFDM-сигнала.

На практике при формировании OFDM-сигнала используется обратное дискретное быстрое преобразование Фурье (Inverse Fast Fourier Transform –IFFT) на *N* точек (рис. 4). Это значительно упрощает практическую реализацию приемопередающего устройства OFDM.

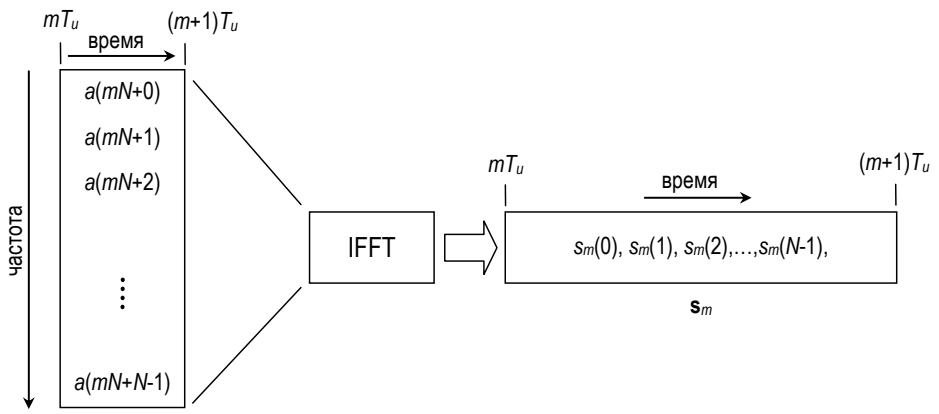

Рис. 4: Использование преобразования IFFT при формировании OFDM-сигнала.

На рис. 4 под $a(mN+n)$ обозначен модулированный символ n-го частотного подканала длительностью T_u в интервале времени $mT_u < t < (m+1)T_u$. Вектор $\mathbf{s}_m$ на выходе IFFT представляет собой OFDM-символ. Схема формирования OFDM-символа в передатчике базовой станции сети E-UTRAN показана на рис. 5.

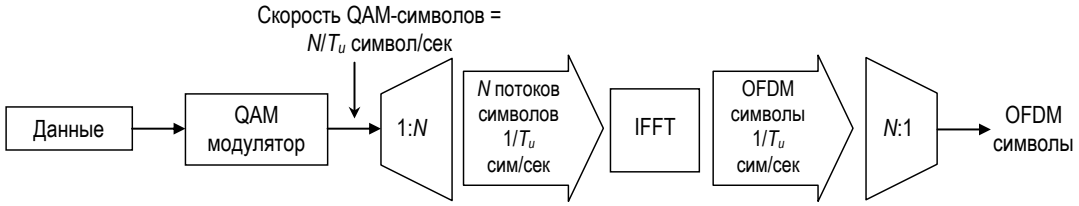

Рис. 5: Схема формирования OFDM-символа в передатчике базовой станции сети E-UTRAN.

Схема формирования OFDM сигналов в режиме TDD использует циклические префиксы CP (Cyclic-Prefix) для борьбы с межсимвольной интерференцией с длительностью TCP ≈4.7/16.7 мкс (при разнесении поднесущих на 15 кГц). Временные отрезки (кадры длительностью 10 мс) состоят из 20 подкадров одинаковой длительности $T_{sub\text{-}frame}$ = 0.5 мс. Параметры сигналов OFDM линии «вниз» в режиме TDD приведены в таблице 1 [1].

Таблица 1: Параметры сигнала OFDM/OQAM линии «вниз»

Параметры сигнала OFDM/OQAM линии «вниз»						
Полоса сигнала BW	1.25 МГц	2.5 МГц	5 МГц	10 МГц	15 МГц	20 МГц
Длительность подкадра	0.5 мс					
Частотное разнесение поднесущих	15 кГц					
Частота дискретизации (тактовая частота)	1.92 МГц (1/2 × 3.84 МГц)	3.84 МГц	7.68 МГц (2 × 3.84 МГц)	15.36 МГц (4 × 3.84 МГц)	23.04 МГц (6 × 3.84 МГц)	30.72 МГц (8 × 3.84 МГц)
Размер преобразования FFT	128	256	512	1024	1536	2048
Количество поднесущих	76	151	301	601	901	1201
Количество OFDM символов в подкадре	7/6					

(Short/Long CP)							
Длина CP (мкс/samples*)	Короткий	(4.69/9) × 6, (5.21/10) × 1*	(4.69/18) × 6, (5.21/20) × 1	(4.69/36) × 6, (5.21/40) × 1	(4.69/72) × 6, (5.21/80) × 1	(4.69/108) × 6, (5.21/120) × 1	(4.69/144) × 6, (5.21/160) ×1
	Длинный	(16.67/32)	(16.67/64)	(16.67/128)	(16.67/256)	(16.67/384)	(16.67/512)

*) FFT размер = сэмпл («samples» или выборка, для OFDM равна размеру преобразования Фурье).

Перспективная модуляция OFDM/OQAM в линии «вниз». Модуляция OFDM/OQAM, в отличие от уже ставшей традиционной модуляции OFDM, не требует наличия защитных интервалов (циклических префиксов). Квадратурная амплитудная манипуляция со сдвигом Offset QAM (OQAM) значительно повышает эффективность использования спектра за счет уменьшения интерференционных межсимвольных помех, уплотнения сигнала по времени (рис. 6).

При формировании сигнала OFDM/OQAM символы QAM (c_{mn}) разделяются на две комплексные составляющие: вещественную часть $\mathrm{Re}\{c_{mn}\} = a_{mn}$ и мнимую $\mathrm{Im}\{c_{mn}\} = b_{mn}$, причем мнимая часть сдвигается во времени на величину $T_u/2$ относительно вещественной.

Классический OFDM сигнал записывается в виде выражения (без учета циклических префиксов):

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sum_{m=0}^{m=N_u-1} c_{mn} e^{j2\pi m \Delta f\, t} g(t - nT_u), \qquad (1)$$

где $g(t - nT_u) = \begin{cases} 1, \text{ при } nT_u < t < (n+1)T_u \\ 0, \text{ вне интервала} \end{cases}$ – прямоугольный видеоимпульс.

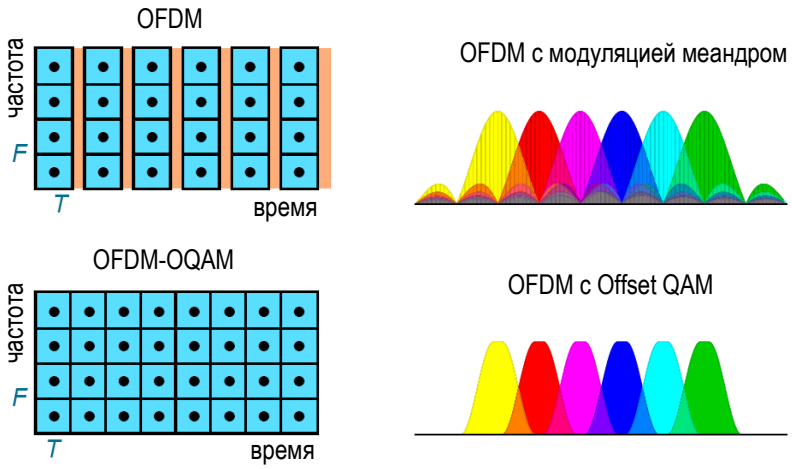

Рис. 6 . Преимущество технологии OFDM/OQAM по отношению к OFDM/QAM.

Формирование сигнала OFDM/OQAM при разложении c_{mn} на комплексные составляющие может быть представлено выражением:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sum_{m=0}^{m=N_u-1} a_{mn} j^m e^{j2\pi m \Delta f\, t} g(t - nT_u) + j b_{mn} j^m e^{j2\pi m \Delta f\, t} g(t + T_u/2 - nT_u) =$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sum_{m=0}^{m=N_u-1} a_{mn} j^m e^{j2\pi m \Delta f\, t} g(t - nT_u) + b_{mn} j^{m+1} e^{j2\pi m \Delta f\, t} g(t + T_u/2 - nT_u). \qquad (2)$$

Выражение (2) можно упростить

$$s(t)=\sum_{n}\sum_{m=0}^{N_u-1}d_{m,n}\,j^{m+n}e^{j2\pi m\Delta f\,t}\Im(t-n\tau_0)=\sum_{n}\sum_{m=0}^{N_u-1}d_{m,n}\Im_{m,n}(t),\ \tau_0=T_u/2 \qquad (3)$$

где

- $d_{m,n}$ = $a_{m,n}$ или $b_{m,n}$ в зависимости от значения n;
- j^{m+n} определяет тип слагаемого: real (если $m+n$ четное) или imaginer (если $m+n$ нечетное);
- $\Im_{m,n}(t)$ - фильтрующая функция IOTA (Isotropic Orthogonal Transfer Algorithm), обеспечивающая ортогональность поднесущих в OFDM-символе, а также OFDM-символов.

Для функции $\Im_{m,n}(t)$ справедливо выражение $\mathrm{Re}\left\{\int_{\Re}\Im_{m,n}(t)\cdot\Im^{*}_{m',n'}(t)dt\right\}=\delta_{m,m'}\delta_{n,n'}$.

Важным отличием OFDM/OQAM и классической OFDM является то, что скорость передачи сигнальных символов удваивается ($\tau_0=T_u/2$). Схема формирования сигнала OFDM/OQAM в передатчике базовой станции сети E-UTRAN показана на рис. 7.

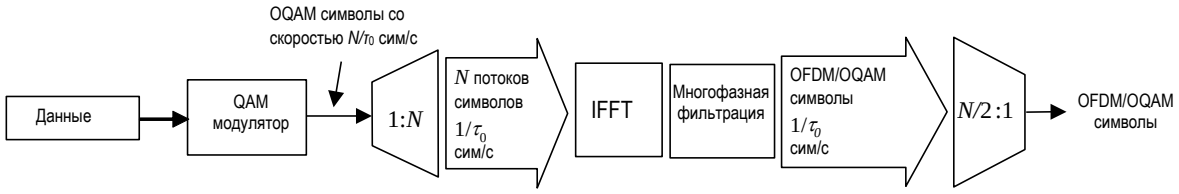

Рис. 7: Схема формирования сигнала OFDM/OQAM в передатчике базовой станции сети E-UTRAN.

В схеме, приведенной на рис. 7, модулятор генерирует N вещественных символов (real) $\tau_0 = T_u/2$. Затем (до преобразования IFFT) они мультиплексируются с учетом составляющей j^{m+n}, которая при четном $m+n$ является вещественной, при не четном – мнимой (при этом могут быть как положительными, так и отрицательными). На рис. 8 показана частотно-временная матрица комплексных сигналов OFDM/OQAM и OFDM/QAM.

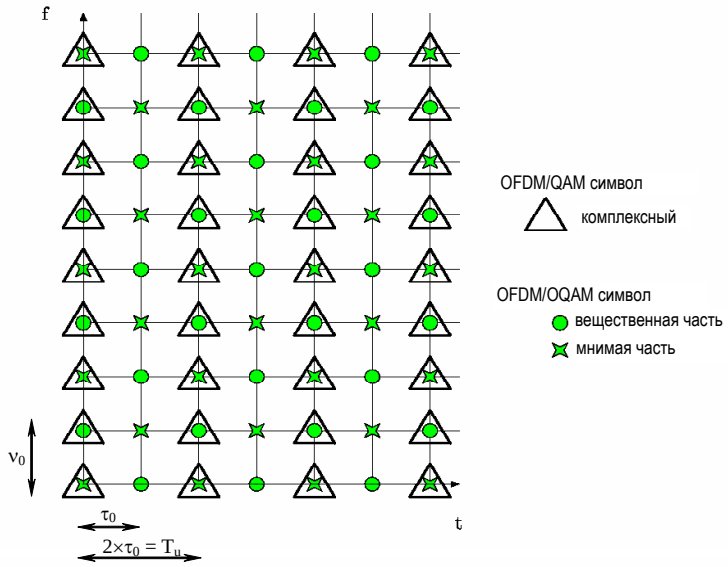

Рис. 8: Частотно-временная матрица сигналов OFDM/OQAM и OFDM/OQAM.

Важным отличием OFDM/OQAM от классического сигнала OFDM является использование многофазной фильтрации (фильтрующая функция IOTA - g) после преобразования IFFT, исключающей использование циклических префиксов. Алгоритм функционирования передатчика и приемника сигналов OFDM/OQAM представлен на рис. 9.

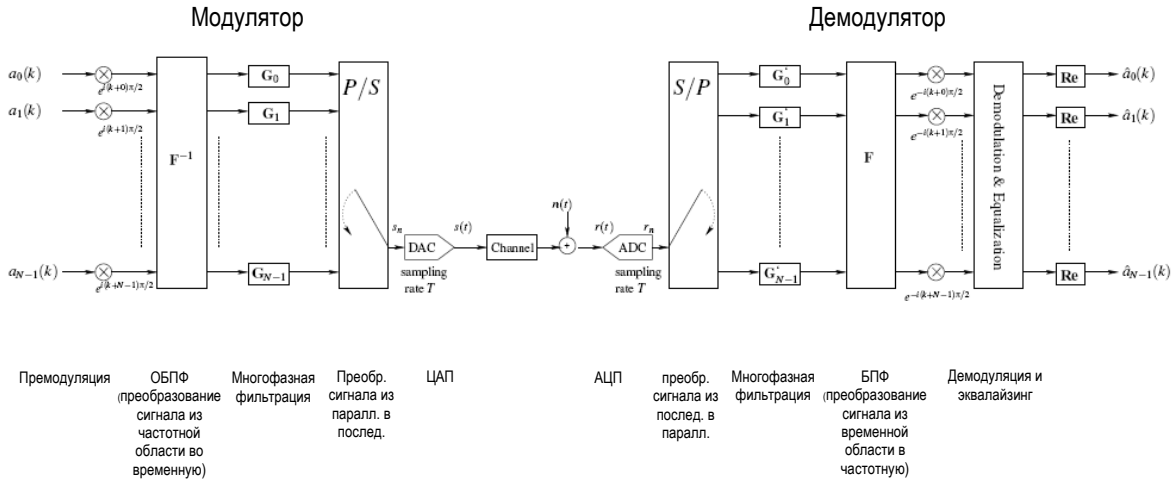

Рис. 9: Алгоритм функционирования передатчика и приемника сигналов OFDM/OQAM.

Одним из упрощенных вариантов многофазной фильтрации (функции IOTA), обеспечивающей ортогональность сигналов, является гауссовская функция во временной и частотной области.
Благодаря функции IOTA происходит локализация спектра (получается более крутой спад по сравнению с классическим OFDM), в результате чего уменьшаются интерференционные и внутрисистемные помехи в сети. На рис. 10 приведено сравнение спектров сигналов OFDM/OQAM и OFDM с шириной спектра 5 МГц (512 точек преобразования Фурье, 300 поднесущих).

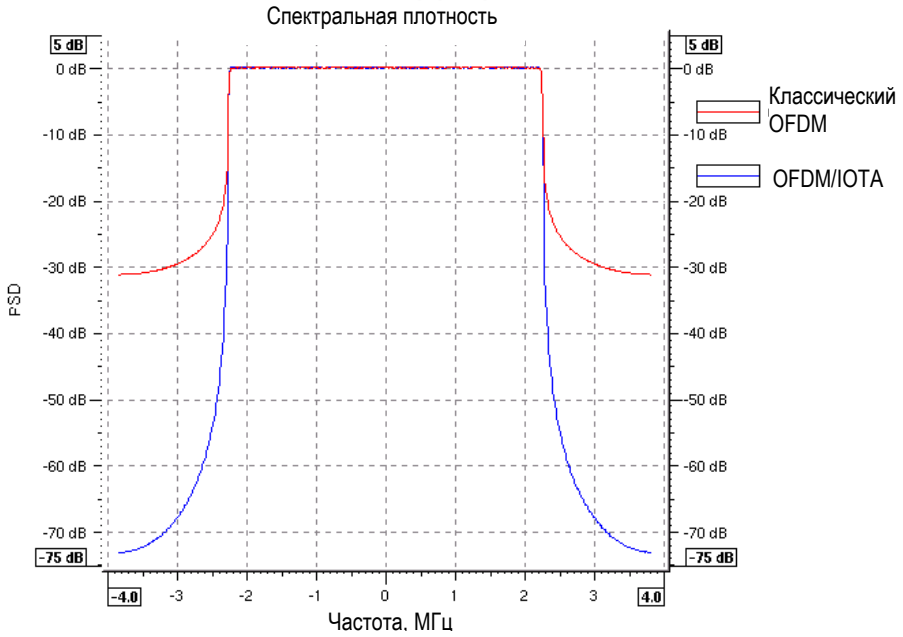

Рис. 10: Сравнение спектральных плотностей сигналов OFDM/OQAM и классического OFDM.

Параметры сигналов OFDM/OQAM с разнесение поднесущих на 15 кГц подобны параметрам OFDM.

Особенности радиоинтерфейса LTE в линии «вверх» (Uplink)

Особенностью линии «вниз» сети E-UTRAN является использование технологии множественного доступа SC-FDMA (Single Carrier – Frequency Division Multiple Access) с одной несущей частотой и средней мощностью передачи PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). Исключение взаимного влияния пользователей достигается введением циклических префиксов и использованием эффективных

эквалайзеров в приемных устройствах. Интервал времени передачи TTI в линии «вверх» сети E-UTRAN соответствует TTI в линии «вниз» и равен 0.5 мс. Возможно использование увеличенного TTI для специальных типов соединений (услуг). Основная конфигурация антенн линии «вверх» при использовании MIMO предполагает использование двух передающих антенн на мобильном терминале и двух приемных антенн на базовой станции.
В процессе модуляции OFDM в технологии множественного доступа SC-FDMA используется дискретное преобразование Фурье DFT (рис. 11).

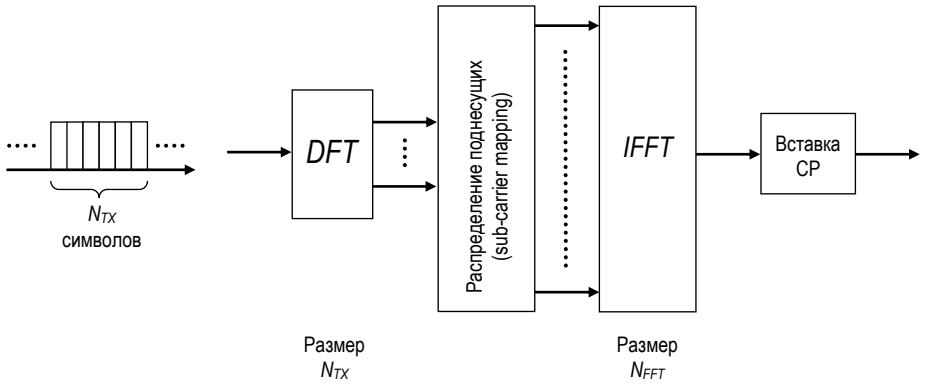

Рис. 11: Структурная схема передающего устройства при множественном доступе SC-FDMA в технологии E-UTRAN.

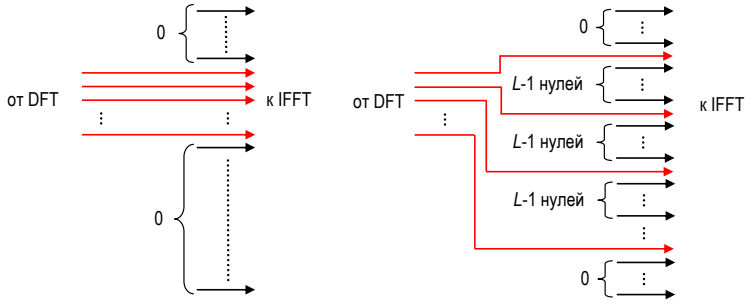

Рис. 12: Методы формирования поднесущих OFDM-сигнала: последовательный (слева) и смешанный (справа).

При формировании группового сигнала в линии «вверх» для каждого терминала решается, какая часть поднесущих используется (заполняется данными), а какая нет (заполняется «нулями») (см. рис. 12). Между каждыми выходами дискретного Фурье вставляется L-1 нулевых символов.
При последовательном распределении поднесущих L=1 (рис. 12, слева), то есть между сигналами с выхода преобразователя DFT не вставляются нулевые поднесущие (L-1=0). При смешанном распределении (рис. 15, справа) L>1.
Линия «вверх» E-UTRAN подразумевает использование следующих физических каналов:

- PRACH (Physical random access channel) – физический канал произвольного (случайного) доступа;
- PUCCH (Physical uplink control channel) – физический канал управления линии «вверх»;
- PUSCH (Physical uplink shared channels) – физический распределенный транспортный канал линии «вверх».

Связь транспортных и физических каналов показана на рис. 13. В настоящее время в E-UTRAN для LTE определено два транспортных канала линии «верх»:

- RACH (Random Access Channel) – канал случайного доступа;
- UL-SCH (Uplink Shared Channel) – распределенный канал линии «вниз».

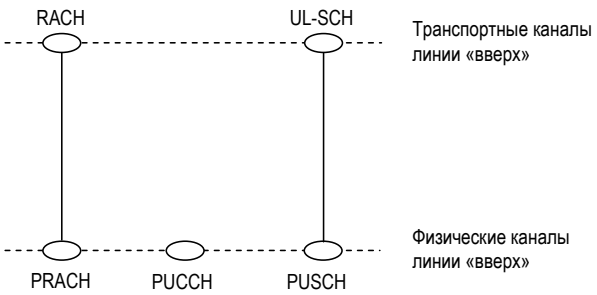

Рис. 13: Связь транспортных и физических каналов в линии «вверх» E-UTRAN

Параметры функционирования радиоинтерфейсов LTE

Для управления качеством в сетях LTE используются два пересекающихся множества, состоящих из параметров качества функционирования сети (Network Perfomances) и параметров качества услуг (Quality of Service). Каждому соединению в сети LTE и радиоинтерфейсах E-UTRAN должно соответствовать некое множество согласованных параметров функционирования сети, связывающих воедино все аспекты QoS, такие как скорость передачи данных, задержка пакетов, джитер, относительное число ошибочно принятых пакетов и доступность сети.

Пиковая (максимальная) скорость передачи данных Peak Data Rates. Значения пиковой скорости передачи данных в линиях «вверх» и «вниз» приведены в таблице 2.

При расчетах пиковой скорости передачи данных учитывалась кадровая структура линий «вверх» и «вниз» (циклические префиксы, временные и частотные защитные интервалы, контрольные символы), виды модуляции и помехоустойчивого кодирования. Кроме того, учитывались служебные заголовки протоколов физического и канального уровней (L1/L2 – сообщения планирования передачи информации, протокола повторной передачи HARQ, сообщения AT об измеренном качестве канала CQI).

Таблица 2: Пиковая скорость передачи данных технологии E-UTRA

	Линия «вниз»		Линия «вверх»	
Условия	2 TX MIMO, 64 QAM, R=1 10 % сигнала – служебная информация		Один TX, 16QAM, R=1 14 % сигнала – служебная информация	
Единица измерения	Мбит/с в полосе 20 МГц	Бит/с/Гц	Мбит/с в полосе 20 МГц	Бит/с/Гц
Значение	100	5.0	50	2.5
С учетом служебной информации (циклических префиксов, защитных интервалов во времени и на частоте, контрольные символы)	182	9.1	57	2.9
С учетом заголовков протоколов L1/L2 и 29 % служебной информации системы	144	7.2	48	2.4

В таблице 2 приведены пиковые значения скорости передачи данных в линиях «вниз» и «вверх» в условиях благоприятной помеховой обстановки (C/I > 20 dB), когда можно использовать многопозиционные виды модуляции 16QAM, 64QAM. Ухудшение отношения C/I приводит к уменьшению скорости передачи (рис. 14 – для линии «вниз», 15 – для линии «вверх»;).

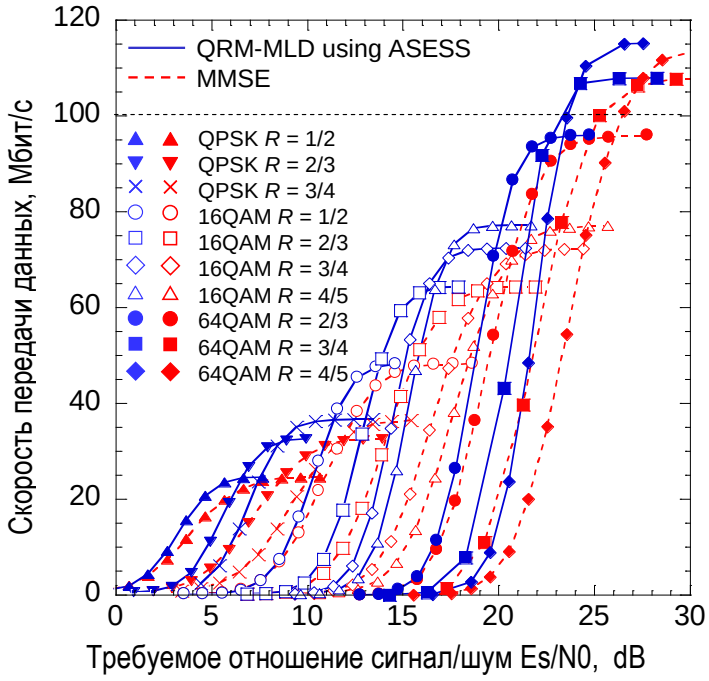

Рис. 14. Зависимость скорости передачи данных от отношения сигнал-шум в линии «вниз» (полоса сигнала 20 МГц, мобильность абонента до 3 км/час). Источник: ETSI

Как показано на рис. 14 скорость передачи данных зависит от характеристик помехоустойчивости алгоритма приема и обработки сигнала. На рисунке обозначено:

- MMSE (Minimum Mean Squared Error) – линейное детектирование сигналов MIMO по критерию минимума среднеквадратической ошибки;
- QRM-MLD с использованием ASESS (Adaptive Selection of the Surviving Symbol Replica Candidates) – адаптивное нелинейное детектирование QRM (QR decomposition and the M-algorithm) сигналов MIMO по критерию максимума функционала правдоподобия MLD (Maximum Likelihood Detection).

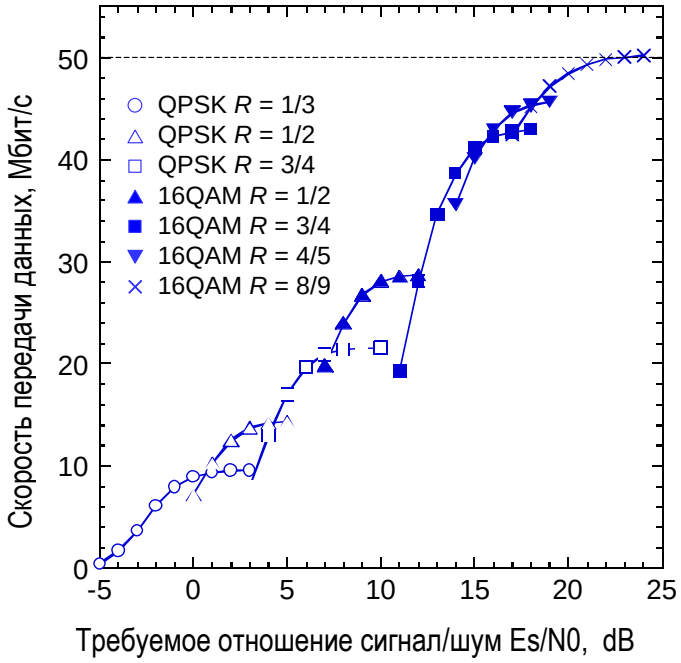

Рис. 15: Зависимость скорости передачи данных от отношения сигнал-шум в линии «вверх» (полоса сигнала 20 МГц, мобильность абонента до 3 км/час). Источник: ETSI

Зная требуемое отношение сигнал шум и мощность передачи можно определить возможные скорости передачи данных на разных удалениях от базовой станции.

Спектральная эффективность. Улучшенные параметры спектральной эффективности для E-UTRAN приведены в таблице 3 и 4 (для абонентов с низкой мобильностью и частоты радиосигнала в области 2 ГГц).

Таблица 3: Спектральная эффективность в линии «вниз»

	Абсолютное значение, Бит/с/Гц
Средняя спектральная эффективность	до 2.6 (2×2 MIMO)
Средняя спектральная эффективность на одного пользователя в соте (точка 5 % на интегральной функции распределения CDF пользовательской пропускной способности)	до 0.27

Таблица 4: Спектральная эффективность в линии «вверх»

	Абсолютное значение, Бит/с/Гц
Средняя спектральная эффективность	до 0.9
Средняя спектральная эффективность на одного пользователя в соте (точка 5 % на интегральной функции распределения CDF пользовательской пропускной способности)	до 0.15

Задержки передачи пакетов для протоколов плоскости пользователя (User Plane Latency). Обеспечение низких задержек передачи данных важно для услуг в реальном масштабе времени будущих сетей сотовой связи, функционирующих по принципу коммутации пакетов (TCP/IP).

Задержки передачи пакетов для протоколов плоскости пользователя определяются как время передачи пакета данных пользователя с IP-уровня одного узла сети (мобильного терминала, шлюза GW) на IP-уровень другого узла сети. Время передачи пакетов данных пользователя с одного узла сети на другой включает различные типы задержек, приведенные в табл. 5. Средняя суммарная задержка передачи пакетов для протоколов плоскости пользователя при передаче данных для E-UTRAN равна 4.0 мс (включая задержку передачи между базовой станцией и шлюзом сети). Возможность сокращения этой задержки до величины 1.0 мс является целью проекта создания радиоинтерфейса будущего в рамках проекта WINNER.

Таблица 5: Оценка задержек протоколов плоскости пользователя

Этап	Описание	Значение
0	Активизация терминала	Не учитывается
1	Время обработки задания процессором терминала	1 мс
2	Время цикловой синхронизации	0.25 мс
3	Длительность подкадра	0.5 мс
4	Задержки алгоритма ретрансляции HARQ	0.3*2.5 мс
5	Время обработки задания процессором базовой станции	1 мс
6	Время передачи пакета данных между базовой станцией и шлюзом сети GW	Ts1u (1 мс – 15 мс)
7	Время обработки задания процессором шлюза	0.5 мс
	Общая задержка	4 мс + Ts1u

Временная структура сигналов E-UTRAN в режиме TDD

Во временной области физический уровень радиоинтерфейса E-UTRAN имеет кадровую структуру, состоящую из подкадров (sub-кадров) длительностью 0.5 мс. Один радио кадр содержит 20 sub-кадров. Временная кадровая структура сигналов E-UTRAN в режиме TDD приведена на рис. 16.

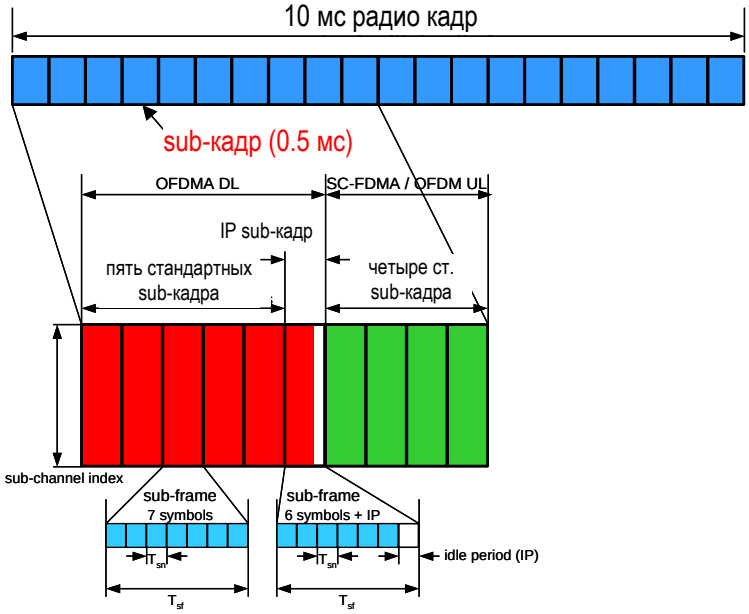

Рис. 16: Временная структура E-UTRAN в режиме TDD.

В режиме временного дуплекса TDD подкадры распределяются между линиями «вверх» и «вниз» с учетом различных типов пользовательского трафика. Подкадры линий «вверх» и «вниз» состоят из целого количества сигнальных символов (некоторые из которых могут использоваться для определения временных задержек распространения радиосигналов). Структура подкадров внутри кадра может изменяться от подкадра к подкадру, адаптируясь к различным профилям трафика и требованиям к задержкам.

В линии «вниз» подкадры содержат сигналы синхронизации и системную информацию. Значительное упрощение абонентского терминала достигается за счет аналогичности структур сигналов синхронизации и системной информации в различных режимах TDD и FDD.

Как видно из рис. 16 радио кадры E-UTRAN имеют одну точка переключения sub-кадров из линии «вниз» в линию «вверх» DUSP (Switching point from downlink to uplink). Различные варианты TDD в технологии, используемой в E-UTRAN, предполагают так же использование и другой точки переключения – точки переключения sub-кадров из линии «вверх» в линию «вниз» UDSP (Switching point from uplink to downlink).

ВЫВОДЫ

Не успев внедриться на телекоммуникационный рынок России технологии HSPA(HSDPA и HSUPA) уже морально устарели и развертывание российскими операторами сетей UMTS на основе Release 5 не спасает эти сети от неизбежной и скорой замены новой технологией LTE.

Основной проблемой при развертывании сетей на основе технологий LTE станет ее стоимость и совместимость с сетями предыдущих поколений. Переход от сетей построенных на основе технологий HSPA+ на системы LTE подразумевает под собой не усовершенствование существующей инфраструктуры сетей UMTS, а замену или ее значительной части, или всей сетевой инфраструктуры.

С другой стороны внедрение LTE позволит операторам сетей UMTS удержаться в лидерах быстроменяющегося телекоммуникационного рынка, основными тенденциями которого являются конвергенция сетей фиксированной и подвижной связи (Fixed Mobile Convergence - FMC) и персонификация услуг для абонентов(индивидуальное управление услугами).

Анализ развития технологий LTE и оценка возможности их своевременного внедрения на сетях IMT-2000/UMTS должны стать долгосрочной политикой российских операторов «большой тройки», так как разработка необходимых технических спецификаций LTE будет завершена в ETSI/3GPP к 2009 году, а к 2011-2012 годам в Европе появятся первые сети на базе технологии LTE.

ЛИТЕРАТУРА

1. Телевидение: Учеб. для студ. вузов, обучающихся по направлению "Телекоммуникации", спец. "Радиосвязь, радиовещание и телевидение"/ ред. Джакония В.Е.. - 2-е изд.. - М.: Горячая линия - Телеком, 2002. - 639с.

2. Основы электроники, радиотехники и связи: учеб. пособие/ А.Д. Гуменюк [и др.]; под ред. Г.Д. Петрухина. - М.: Горячая линия - Телеком, 2008. - 480 с.

3. Мамчев Г.В. Основы радиосвязи и телевидения: учеб. пособие для студ. вузов/ Г.В. Мамчев. - М.: Горячая линия - Телеком, 2007. - 414 с.

4. Телекоммуникационные системы и сети: в 3-х т.: учеб. пособие для студ. вузов связи и колледжей. - 3-е изд., испр. и доп. - М.: Горячая линия - Телеком. - 2005. - Т.1: Крук Б.И. Современные технологии/ Б.И. Крук, В.Н. Попантонопуло, В.П. Шу-валов. - 2005. - 647 с.

5. Телекоммуникационные системы и сети: учеб. пособие для студентов вузов связи и колледжей: в 3 т./ Г.П. Катунин, Г.В. Мамчев, В.Н. Попантонопуло, В.П. Шувалов. - 2-е изд., испр. и доп.. - М.: Горячая линия - Телеком. - 2004. Т. 2: Радиосвязь, радиовещание, телевидение. - 2004. - 672 с.

6. Птачек М. Цифровое телевидение. Теория и техника: научное издание/ Птачек М. - М.: Радио и связь, 1990. - 528с.

7. Тихвинский В. О., Терентьев С.В. Управление и качество услуг в сетях GPRS/UMTS. — М.: Эко-Трендз , 2007. — 400 с. с ил.

8. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи. - М.: Эко-Трендз, 2007. - 296 с.

5. Содержание и оформление отчета о практической работе

- Отчет оформляется в электронном виде с использованием текстовых редакторов и материалов из сети интернет
- Записать основные определения и характеристики.

- Зарисовать схемы
- Провести сравнение различных технологий реализации OFDM.
- Сделать выводы.

6. Контрольные вопросы

1. Принцип OFDM
2. Что такое символ?
3. Как осуществляется борьба с межсимвольной интерференцией?
4. Что такое защитный интервал и какова его длительность?
5. Изобразить схему модулятора OFDM.
6. Изобразить схему модулятора OFDM на радиочастоте с использованием ОБПФ.
7. Особенности использования OFDM в сети Wi-Max.
8. Особенности использования OFDM в сети LTE.
9. Изобразить схему формирования OFDM-символа в передатчике базовой станции сети E-UTRAN.
10. Изобразить алгоритм функционирования передатчика и приемника сигналов OFDM/OQAM.
11. Параметры модуляции, используемые в сетях 4G.
12. Особенности использования OFDM в сетях Wi-Fi.