

Министерство образования и науки Российской Федерации

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

**Приоритетный национальный проект «Образование»
Национальный исследовательский университет**

А.Л. ГЕЛЬГОР Е.А. ПОПОВ

ТЕХНОЛОГИЯ LTE МОБИЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Рекомендовано Учебно-методическим объединением по университетскому политехническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки магистров “Техническая физика”

Санкт-Петербург
Издательство политехнического университета
2011

УДК 621.396.93(075.8)

ББК 32.84я73

Г 32

Рецензенты:

Кафедра радиопередающих устройств и средств подвижной связи СПбГУТ
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, зав. кафедрой д.т.н., профессор М. А. Сиверс

Кафедра военных телекоммуникационных систем Военной академии связи
им. С. М. Будённого, начальник кафедры к.в.н., проф. А. Боговик

Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособие /
Гельгор А.Л., Попов Е.А. — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. — 205 с.

ISBN

Предлагаемое учебное пособие посвящено изучению технологии LTE для сотовых сетей мобильной связи четвёртого поколения.

В пособии дан обзор принципов построения архитектуры сети и организация в них сетевых услуг. Изучается структура логических, транспортных и физических каналов и их взаимного отображения. Рассмотрены процедуры первичной обработки сигналов на физическом уровне.

Учебное пособие предназначено для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки магистров “Техническая физика”. Оно может быть также использовано при обучении по направлениям подготовки магистров “Радиотехника”, “Инфокоммуникационные технологии и системы связи”.

Работа выполнена в рамках реализации программы развития национального исследовательского университета “Модернизация и развитие политехнического университета как университета нового типа, интегрирующего мультидисциплинарные научные исследования и надотраслевые технологии мирового уровня с целью повышения конкурентоспособности национальной экономики”

Печатается по решению редакционно-издательского совета Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

Печатается по решению редакционно-издательского совета Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

© Гельгор А.Л., Попов Е.А., 2011

© Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2011

ISBN

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	5
1. Принципы построения и функционирования сетей LTE	10
1.1. Архитектура сети LTE	11
1.2. Стеки протоколов, каналы и услуги, реализованные на различных уровнях	17
1.3. Управление мобильностью пользовательских терминалов	30
1.4. Услуги в сетях LTE	36
1.4.1. Передача интернет-файлов	39
1.4.2. Доставка электронной почты	44
1.4.3. Мультимедийные сообщения	47
1.4.4. Мультимедийное вещание	51
1.4.5. Потокоевое видео	57
1.5. Качество обслуживания в сетях LTE	60
Вопросы и задания для самопроверки	76
2. Физический уровень сетей LTE	77
2.1. Структура сигналов нисходящих и восходящих каналов ...	82
2.1.1. Технология OFDM	82
2.1.2. Спектральные характеристики сигналов с OFDM	96
2.1.3. Технология SC-FDMA	106
2.2. Основные физические восходящие каналы	110
2.2.1. Физический восходящий совместный канал	112
2.2.2. Передача служебной информации в канале PUSCH	117
2.2.3. Передача служебной информации в канале PUSCH	126
2.2.4. Передача пользовательских данных в восходящем направлении	129
2.2.5. Помехоустойчивое кодирование	133
2.2.6. Пилотные сигналы восходящих каналов	135
2.2.7. Физический канал случайного доступа	144
2.3. Основные физические нисходящие каналы	147

2.3.1. Передача пользовательских данных в нисходящем направлении	148
2.3.2. Передача служебной информации в нисходящем направлении	160
2.3.3. Поддержка многоантенных систем MIMO	170
2.3.4. Приём и обработка сигналов сетей LTE	174
Вопросы и задания для самопроверки	186
Библиографический список	187
Приложение 1. Частотный план функционирования сетей LTE ...	188
Приложение 2. Последовательности фаз символов пилотных сигналов	190
Приложение 3. Образующие векторы и матрицы предварительного кодирования	193
Приложение 4. Значения элементов скремблирующих последовательностей	195
Приложение 5. Наиболее важные сокращения и термины	197

ВВЕДЕНИЕ

Функционирование мобильных сетей сотовой связи третьего поколения к настоящему стало вполне осязаемой реальностью. Стандарты третьего поколения — американский IMT2000-МС, являющийся развитием стандарта CDMA2000, европейский IMT2000-МС, более известный как UMTS [3, 4], который разработан в целях наиболее органичного развития сетей GSM, позволили обеспечить представление пользовательских услуг (потокосное вещание, передача мультимедийной информации, высокоскоростной интернет и др.), недоступных в традиционных сетях второго поколения.

Дальнейшим развитием мировых телекоммуникационных технологий в области мобильной связи являются разработка и внедрение стандартов четвёртого поколения (4G), обеспечивающих ещё большие скорости передачи данных (и, как следствие, повышение качества предлагаемых пользовательских услуг) при общем снижении издержек в эксплуатации телекоммуникационного оборудования. Одной из технологий, призванных для решения насущных задач современных телекоммуникаций, является *технология Long Term Evolution*, или, сокращённо, LTE-технология. Соответственно этому, сети мобильной связи, реализованные на основе такой технологии, называют LTE-сети.

В конце 2009 г. шведско-финский оператор телекоммуникационных услуг TeliaSonera совместно с производителем телекоммуникационного оборудования Ericsson объявили о запуске в городах Стокгольм и Осло первой в мире коммерческой LTE-сети с заявленной скоростью передачи данных до 80 Мбит/с. К настоящему моменту (май 2011 г.) в мире насчитывается около 20 функционирующих в коммерческом режиме сетей LTE, при этом ещё около 50 сетей либо уже эксплуатируются в тестовом режиме, либо готовятся к запуску в ближайшее время.

В Российской Федерации запуск сетей LTE, по крайней мере, в опытной эксплуатации, планировался ещё в середине 2010 г., когда

компания “Скартел”, работающая под брендом “Yota”, заявила о своём желании развёртывать сети LTE на базе сетей WiMax, коммерческая эксплуатация которых уже была начата. Однако компании было в этом отказано, поскольку имеющаяся у неё лицензия на работу в частотном диапазоне 2,5...2,7 ГГц предполагает использование оборудования сетей WiMAX. Тем не менее, ожидается, что запуск сетей LTE в России в пределах 2011 г. всё же состоится.

Целью предлагаемого учебного пособия является знакомство читателя с основными особенностями технологии LTE.

Основная часть пособия состоит из двух глав.

Первая глава является обзорной, в ней рассматриваются особенности архитектуры сетей LTE, функции, возлагаемые на основные сетевые блоки, взаимоувязанная структура физических, транспортных и логических каналов, организация пользовательских услуг.

Вторая глава посвящена достаточно подробному рассмотрению физического уровня сетей LTE. Излагаются принципы технологий OFDM и SC-FDMA, лежащие в основе организации передачи данных в нисходящем и восходящем направлениях, изучается структура физических каналов в обоих направлениях, организация в них пользовательской и служебной информации, используемые методы модуляции и кодирования.

Целесообразно сделать ряд замечаний и пояснений, касающихся как существа излагаемых вопросов, так и особенностей самого пособия.

Прежде всего, необходимо отметить некоторую условность понятия “сети LTE”, под которой — вопреки требованиям однозначной критериальности в технической терминологии — понимают и систему, и сеть, и, наконец, сетевую технологию четвёртого поколения. Как уже было сказано, сети LTE являются дальнейшим развитием сетей UMTS третьего поколения. В отличие от многих телекоммуникационных систем, для которых спецификации (даже если их достаточно большое количество) имеют чётко выраженные “перечислимость и

предназначенность”, техническая документация на систему UMTS представляет собой колоссальное количество разнообразных документов, разрабатываемых в рамках международного консорциума 3GPP (3rd Generation Partnership Project) и открыто публикуемых на страницах всемирного форума www.3gpp.net. Такие документы сгруппированы в соответствующие серии по признаку общности какого-либо аспекта.

Технические спецификации, относящиеся непосредственно к сетям LTE, выделены в 36-ю серию. Наиболее значимыми спецификациями, определяющими физический уровень, т. е. “лицо” сети радиодоступа, являются следующие:

- TS 36.211: Physical Channels and Modulation (физические каналы и модуляция);
- TS 36.212: Multiplexing and Channel Coding (мультиплексирование и канальное кодирование);
- TS 36.213: Physical Layer Procedures (процедуры физического уровня);
- TS 36.214: Physical Layer — Measurements (измерения, осуществляемые на физическом уровне).

Кроме того, к сетям LTE относятся большая часть спецификаций для сетей UMTS, в том числе, касающихся предоставления пользовательских услуг.

В этой связи авторам представляется нецелесообразным традиционный подход к использованию в тексте ссылок на нормативные документы, когда они представлены в библиографическом списке; вместо этого лучше прямо в тексте указывать номер соответствующей спецификации, полагая, что читатель активно работает с общим хранилищем технических документов, представленными на вышеуказанном форуме. Аналогично этому, нет особого смысла указывать в библиографическом списке многочисленные Рекомендации Международного союза электросвязи — доступ к ним имеется на соответствующем сайте www.itu.int.

Следует особо подчеркнуть, что предлагаемое пособие никак не может быть использовано в качестве замены техническим спецификациям, с которыми, как предполагается, должен быть в очень тесном контакте любой специалист, занимающийся разработкой каких-либо программно-аппаратных решений.

Как обычно, имеет место ставшая уже традиционной в телекоммуникационной литературе проблема обращения с терминами. Реалии сегодняшнего дня таковы, что осваиваемая специалистами телекоммуникационная терминология представляет собой, по существу, набор языковых заимствований (как правило, англоязычных). Более того, наблюдается очевидная тенденция к изъятию из научной лексики устоявшихся русскоязычных терминов и ничем не обоснованная замена их “оригинальными” вариантами в виде языковых калек. По-видимому, остановить такую тенденцию уже не представляется возможным. В этой связи авторы постарались по возможности сохранять традиционную отечественную терминологию и вводить заимствованные неологизмы лишь при очевидном отсутствии традиционного научного или технического термина. Как правило, наряду с вариантом перевода нового термина в тексте приводится его оригинальный (англоязычный) вариант, и авторы будут признательны, если им будет предоставлен более точный и удачный перевод. При этом для удобства в Приложении помещён словарь наиболее употребляемых англоязычных терминов и аббревиатур.

Аналогичные трудности возникают и в отношении многочисленных иллюстраций, содержащихся в учебном пособии. Попытки использовать в качестве поясняющих надписей русскоязычные термины и, тем более, сокращения, очевидно, приведут к существенному различию в визуальном восприятии с аналогичными иллюстрациями в англоязычных спецификациях. В этой связи принято решение сохранять в поясняющих надписях англоязычные термины и сокращения.

Учебное пособие составлено преподавателями кафедры “Радиоэлектронные средства защиты информации” по материалам курсов

лекций, читаемых авторами на радиофизическом факультете Санкт-Петербургского государственного политехнического университета и предназначено для студентов, обучающихся по направлениям подготовки “Техническая физика”, “Радиотехника”, “Инфокоммуникационные технологии и системы связи”. Также оно может оказаться полезным специалистам, занимающимся вопросами проектирования различных устройств сетей LTE.

Авторы выражают глубокую признательность их молодому коллеге А. И. Горлову, чья плодотворная деятельность во многом способствовала успешной работе над книгой. Фактически, его с полным основанием можно считать соавтором данного учебного пособия.

ГЛАВА 1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ LTE

Данная глава посвящена изучению основных принципов построения сетей LTE и организации в них различных пользовательских услуг. Поскольку сети LTE являются дальнейшим развитием сетей 2-го и 3-го поколений, детальное рассмотрение структуры и назначение базовых сетевых узлов (абонентских регистров, коммутаторов, контроллеров и др.) в рамках предлагаемого учебного пособия представляется нецелесообразным; при желании необходимую информацию можно получить из обширной литературы, посвящённой различным телекоммуникационным сетям [2, 5].

При разработке архитектуры сети LTE были приняты во внимание следующие общие принципы.

- Логически разделены транспортные (под)сети передачи пользовательских данных и служебной информации.
- Сеть радиодоступа и базовая пакетная сеть полностью освобождены от транспортных функций. Схемы адресации, используемые в этих сетях, не должны быть связаны со схемами адресации, используемыми при реализации транспортных функций. Тот факт, что некоторые функции сети радиодоступа или базовой пакетной сети физически реализованы в том же оборудовании, что и некоторые транспортные функции, не говорит о том, что транспортные функции являются частью указанных сетей.
- Управление мобильностью абонентов и/или пользовательских терминалов полностью возложено на сеть радиодоступа.
- Функциональное разделение интерфейсов сети радиодоступа должно иметь несколько возможных опций.
- Интерфейсы должны базироваться на логической модели блока, управляемого данным интерфейсом.
- Один физический элемент сети может реализационно содержать в себе несколько логических блоков.

1.1. АРХИТЕКТУРА СЕТИ LTE

Архитектура сети LTE разработана таким образом, чтобы обеспечить поддержку пакетного трафика с так называемой “гладкой” (“бесшовной”, seamless) мобильностью, минимальными задержками доставки пакетов и высокими показателями качества обслуживания.

Мобильность как функция сети обеспечивается двумя её видами: дискретной мобильностью (роумингом) и непрерывной мобильностью (хэндовером). Поскольку сети LTE должны поддерживать процедуры роуминга и хэндовера со всеми существующими сетями, для LTE-абонентов (терминалов) должно обеспечиваться повсеместное покрытие услуг беспроводного широкополосного доступа.

Пакетная передача позволяет обеспечить все услуги, включая передачу пользовательского голосового трафика. В отличие от большинства сетей предыдущих поколений, в которых наблюдается достаточно высокая разнотипность и иерархичность сетевых узлов (так называемая распределённая сетевая ответственность), архитектуру сетей LTE можно назвать “плоской”, поскольку практически всё сетевое взаимодействие происходит между двумя узлами: *базовой станцией* (БС), которая в технических спецификациях называется В-узлом (Node-B, eNB) и *блоком управления мобильностью* БУМ (ММЕ, Mobility Management Entity), реализационно, как правило, включающим и *сетевой шлюз* Ш (GW, Gateway), т. е. имеют место комбинированные блоки ММЕ/GW.

Отметим, что контроллер радиосети, игравший весьма значительную роль в сетях предыдущих поколений, устранён от управления потоком данных (фактически он даже отсутствует в структурных схемах), а его традиционные функции — управление радиоресурсами сжатие заголовков, шифрование, надёжная доставка пакетов и др. переданы непосредственно БС.

БУМ работает только со служебной информацией — так называемой *сетевой сигнализацией*, так что IP-пакеты, содержащие пользовательскую информацию, через него не проходят. Преимущество

наличия такого отдельного блока сигнализации в том, что пропускную способность сети можно независимо наращивать как для пользовательского трафика, так и для служебной информации. Главной функцией БУМ является управление пользовательскими терминалами (ПТ), находящимися в режиме ожидания, включая перенаправление и исполнение вызовов, авторизацию и аутентификацию, роуминг и хэндовер, установление служебных и пользовательских каналов и др.

Среди всех сетевых шлюзов отдельно выделены два: *обслуживающий шлюз* ОШ (S-GW, Serving Gateway) и *шлюз пакетной сети* (P-GW, Packet Data Network Gateway), или, короче, *пакетный шлюз* (ПШ). ОШ функционирует как блок управления локальной мобильностью, принимая и пересылая пакеты данных, относящиеся к БС и обслуживаемым им ПТ. ПШ является интерфейсом между набором БС и различными внешними сетями, а также выполняет некоторые функции IP-сетей, такие, как распределение адресов, обеспечение пользовательских политик, маршрутизация, фильтрация пакетов и др.

Как и в большинстве сетей третьего поколения, в основу принципов построения сети LTE положено разделение двух аспектов: физической реализации отдельных сетевых блоков и формирования функциональных связей между ними. При этом задачи физической реализации решаются, исходя из концепции *области* (domain), а функциональные связи рассматриваются в рамках *слоя* (stratum).

Первичным разделением на физическом уровне является разделение архитектуры сети на *область пользовательского оборудования* (UED, User Equipment Domain) и *область сетевой инфраструктуры* (ID, Infrastructure Domain). Последняя, в свою очередь, разделяется на *(под)сеть радиодоступа* (E-UTRAN, Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network) и *базовую (пакетную) (под)сеть* (EPC, Evolved Packet Core).

Пользовательское оборудование — это совокупность ПТ с различными уровнями функциональных возможностей, используемых сетевыми абонентами для доступа к LTE-услугам. При этом в качест-

ве пользовательского терминала может фигурировать как реальный (“живой”) абонент, пользующийся, к примеру, услугами голосового трафика, так и обезличенное устройство, предназначенное для передачи / приёма определённых сетевых или пользовательских приложений.

На рис. 1.1 показана обобщённая структура сети LTE, из которой видно наличие двух слоёв функциональных связей: *слоя радиодоступа* (AS, Access Stratum) и *внешности слоя радиодоступа* (NAS, Non-Access Stratum). Показанные на рис. 1.1 овалы со стрелками обозначают точки доступа к услугам.

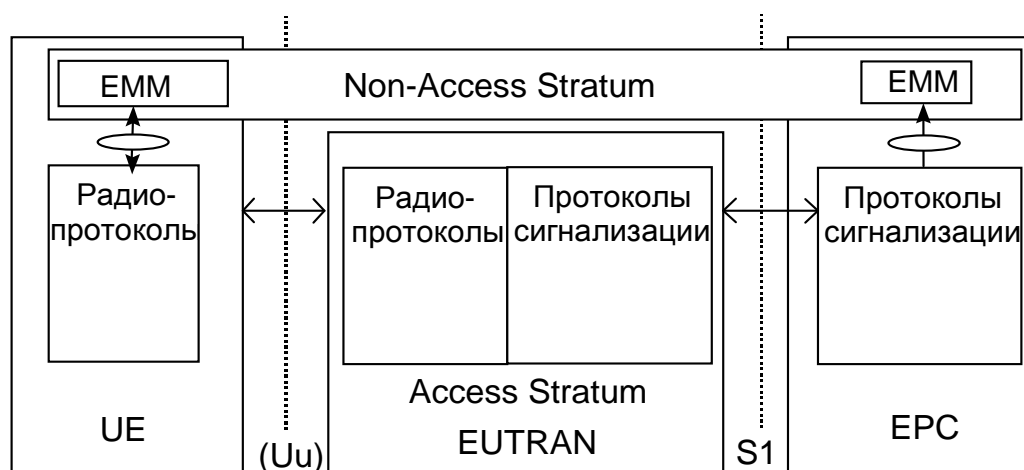


Рис. 1.1. Обобщённая структура сети LTE

Стык между областью UE пользовательского оборудования и областью сети радиодоступа UTRAN называется Uu-интерфейсом; стык между областью сети радиодоступа и областью базовой сети EPC — S1-интерфейсом. Состав и функционирование различных протоколов, относящихся к интерфейсам Uu и S1, разделены на две так называемых плоскости: *пользовательскую плоскость* (UP, User Plane) и *плоскость управления* (CP, Control Plane).

Вне слоя доступа действуют *механизмы управления мобильностью в базовой сети* (EMM, EPC Mobility Management).

В пользовательской плоскости реализованы протоколы, обеспечивающие передачу пользовательских данных по радиоканалу. К плоскости управления относятся те протоколы, которые в различных аспектах обеспечивают соединение между ПТ и сетью. Также к этой плоскости относятся протоколы, предназначенные для транспарентной (прозрачной) передачи сообщений, относящихся к предоставлению различных услуг.

Область сети радиодоступа логически разделена на два уровня: *уровень радиосети* (RNL, Radio Network Layer) и *уровень транспортной сети* (TNL, Transport Network Layer). Взаимодействие входящих в область сети радиодоступа БС осуществляется на основе X2-интерфейса (рис. 1.2). Кроме того, имеет место транзитное соединение между базовыми станциями и базовой сетью через блок управления мобильностью (S1-MM-интерфейс) или обслуживающий узел (S1-U-интерфейс) — на рис. 1.2 не показаны. Таким образом, можно утверждать, что S1-интерфейс поддерживает множественные отношения между набором БС и блоками БУМ/ОУ.

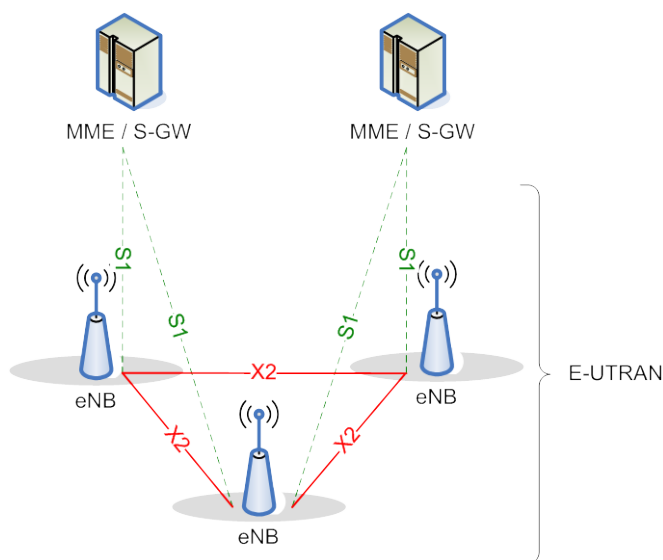


Рис. 1.2. Соединение функциональных узлов сети радиодоступа

Прежде, чем обратиться к изучению протоколов сети LTE, определённых в различных интерфейсах и плоскостях, рассмотрим назначение функциональных блоков сети радиодоступа.

На БС в сетях LTE возложено выполнение следующих функций.

- Управление радиоресурсами: распределение радиоканалов, динамическое распределение ресурсов в восходящих и нисходящих направлениях — так называемое диспетчеризация ресурсов (scheduling) и др.

- Сжатие заголовков IP-пакетов, шифрование потока пользовательских данных.

- Выбор блока управления мобильностью при включении в сеть пользовательского терминала при отсутствии у того информации о прошлом подключении.

- Маршрутизация в пользовательской плоскости пакетов данных по направлению к обслуживающему шлюзу.

- Диспетчеризация и передача вызывной и вещательной информации, полученной от БУМ.

- Диспетчеризация и передача сообщений PWS (Public Warning System, система тревожного оповещения), полученных от БУМ.

- Измерение и составление соответствующих отчётов для управления мобильностью и диспетчеризации.

Блок управления мобильностью обеспечивает выполнение следующих функций.

- Передача защищённой информации о точках доступа к услугам и защищённое управление точками доступа.

- Передача информации в базовую сеть для управления мобильностью между различными сетями радиодоступа.

- Управление¹ БС, находящимися в состоянии ожидания, включая перенаправление вызовов.

- Управление списком зон отслеживания ПТ.

¹ Управление БС, находящихся в состоянии ожидания, в технических спецификациях принято называть термином *достижимость* (reachability).

- Выбор обслуживающего шлюза и шлюза пакетной сети для сетей радиодоступа различных стандартов.

- Выбор нового блока управления мобильностью при выполнении хэндовера.

- Роуминг.

- Аутентификация.

- Управление радиоканалом, включая установку выделенного канала.

- Поддержка передачи сообщений PWS.

Обслуживающий узел отвечает за выполнение следующих функций:

- Выбор точки привязки (“якоря”) локального местоположения (Local Mobility Anchor) при хэндовере.

- Буферизация пакетов данных в нисходящем направлении, предназначенных для ПТ, находящихся в режиме ожидания, и инициализация процедуры запроса услуги.

- Санкционированный перехват пользовательской информации.

- Маршрутизация и перенаправление пакетов данных.

- Маркировка пакетов транспортного уровня.

- Формирование учётных записей пользователей и идентификатора класса качества обслуживания для тарификации.

- Тарификация абонентов.

Наконец, шлюз пакетной сети обеспечивает выполнение следующих функций.

- Фильтрация пользовательских пакетов.

- Санкционированный перехват пользовательской информации.

- Распределение IP-адресов для ПТ.

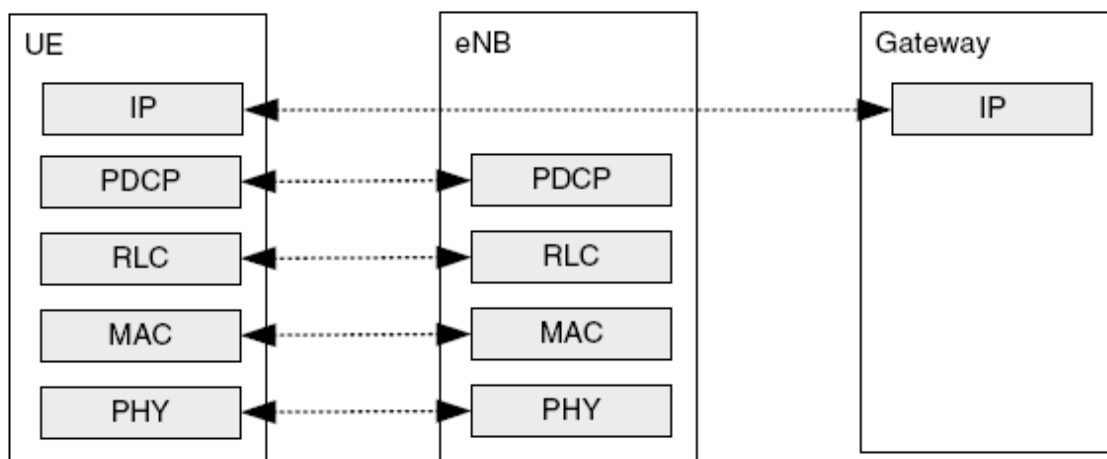
- Маркировка пакетов транспортного уровня в нисходящем направлении.

- Тарификация услуг, их селекция.

1.2. СТЕКИ ПРОТОКОЛОВ, КАНАЛЫ И УСЛУГИ, РЕАЛИЗОВАННЫЕ НА РАЗЛИЧНЫХ УРОВНЯХ

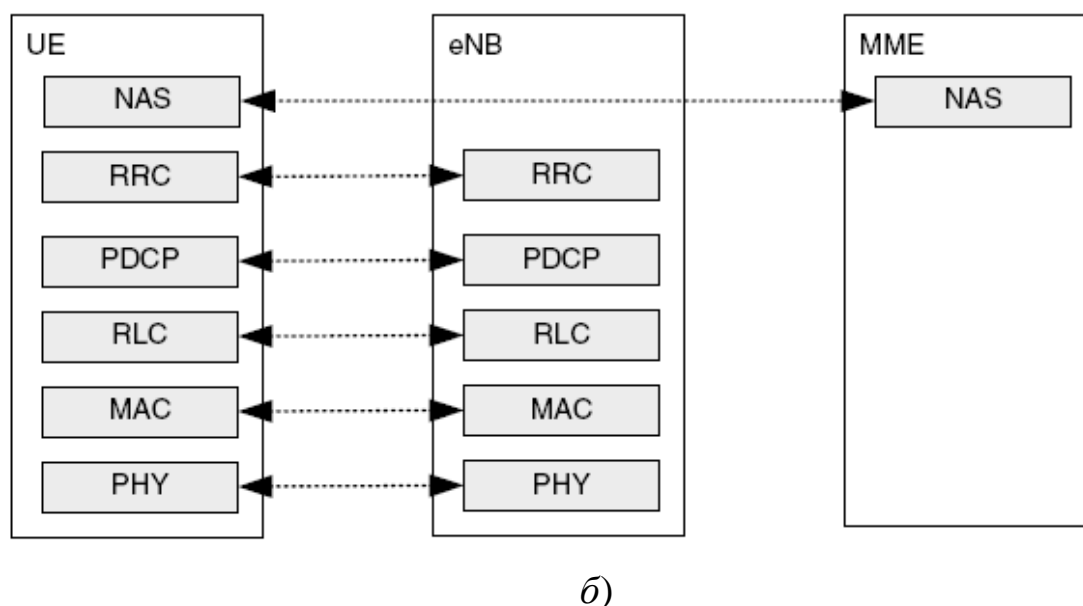
На рис. 1.3 показан относящийся к различным плоскостям стек протоколов, разделённый на следующие уровни (подуровни):

- физический (PHY) уровень;
- (под)уровень управления доступом к среде MAC (Medium Access Control);
- (под)уровень управления радиоканалом RLC (Radio Link Control);
- (под)уровень протокола конвергенции (слияния) пакетных данных PDCP (Packet Data Convergence Protocol)¹.
- (под)уровень управления радиоресурсами RRC (Radio Resource Control);
- подуровень протокола, функционирующего вне слоя доступа (NAS-протокол).



a)

¹ Протокол PDCP, в сетях предыдущих поколений традиционно реализуемый в контроллере радиосети, т. е. в сетевой инфраструктуре, на этот раз сосредоточен в соединении БС и ПТ.



**Рис. 1.3. Стек протоколов в пользовательской плоскости (а)
и в плоскости управления (б)**

Как видно из рис. 1.3, на подуровнях MAC и RLC в пользовательской плоскости выполняются такие же функции, что и в плоскости управления. Функции подуровня RRC ограничены только плоскостью управления: это вещание системной информации, вызов, управление радиоканалом, управление соединением на данном подуровне, обеспечение управление мобильностью, управление и составление отчётов об измерении параметров ПТ.

Также в плоскость управления отнесён протокол обмена информацией вне слоя доступа (протокол NAS) и локализованный между БУМ и ПТ; он предназначен для решения задач, не связанных с вопросами радиодоступа: управление сквозным каналом передачи данных, аутентификация и защита пользовательских данных и др.

На нижнем, физическом уровне, называемом также Уровнем 1 (L1, Layer 1) реализованы услуги по передачи данных на более высокие уровни. Выполнение таких услуг связано с обеспечением следующих функций.

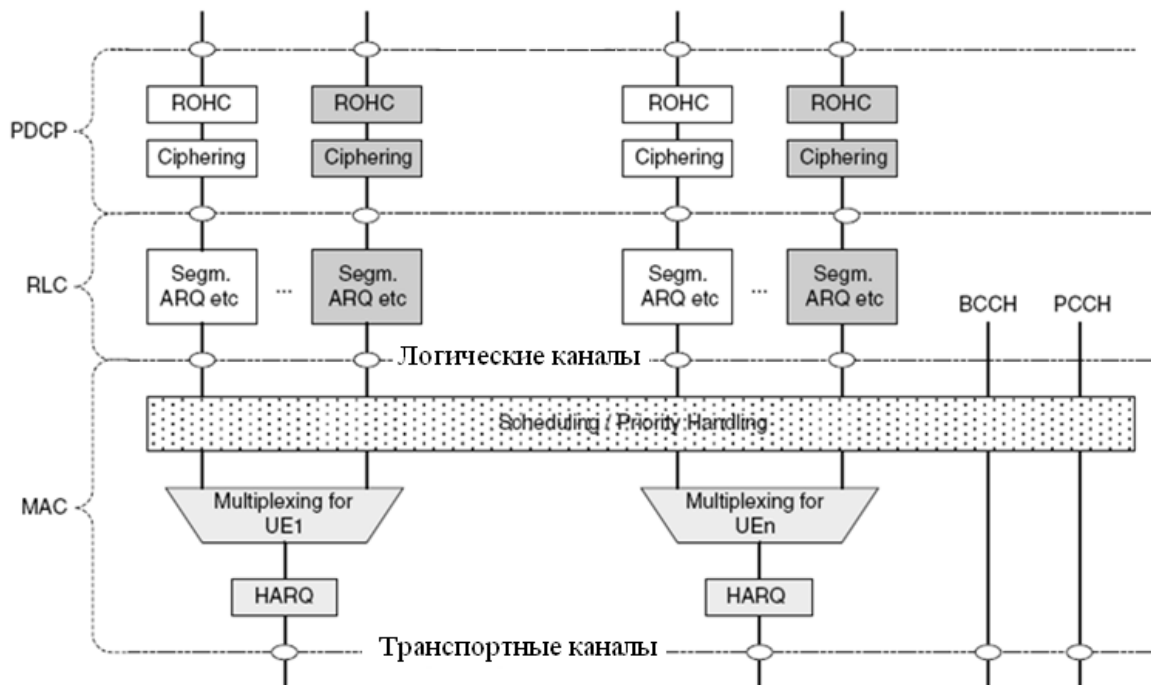
- Обнаружение ошибок в транспортном канале и индикация об этом на более высокие уровни.

- Помехоустойчивое кодирование и декодирование данных в транспортном канале.
- Гибридные запросы на повторную пересылку пакетов данных¹.
- Энергетическое выравнивание физических каналов с помощью весовых множителей.
- Модуляция / демодуляция физических каналов.
- Частотная и временная синхронизация.
- Измерение радиочастотных характеристик и индикация об этом на более высокие уровни.
- Разнесённая передача и параллельная антенная обработка (методы MIMO, Multiple Input Multiple Output).
- Формирование диаграммы направленности.
- Радиочастотная обработка сигналов.

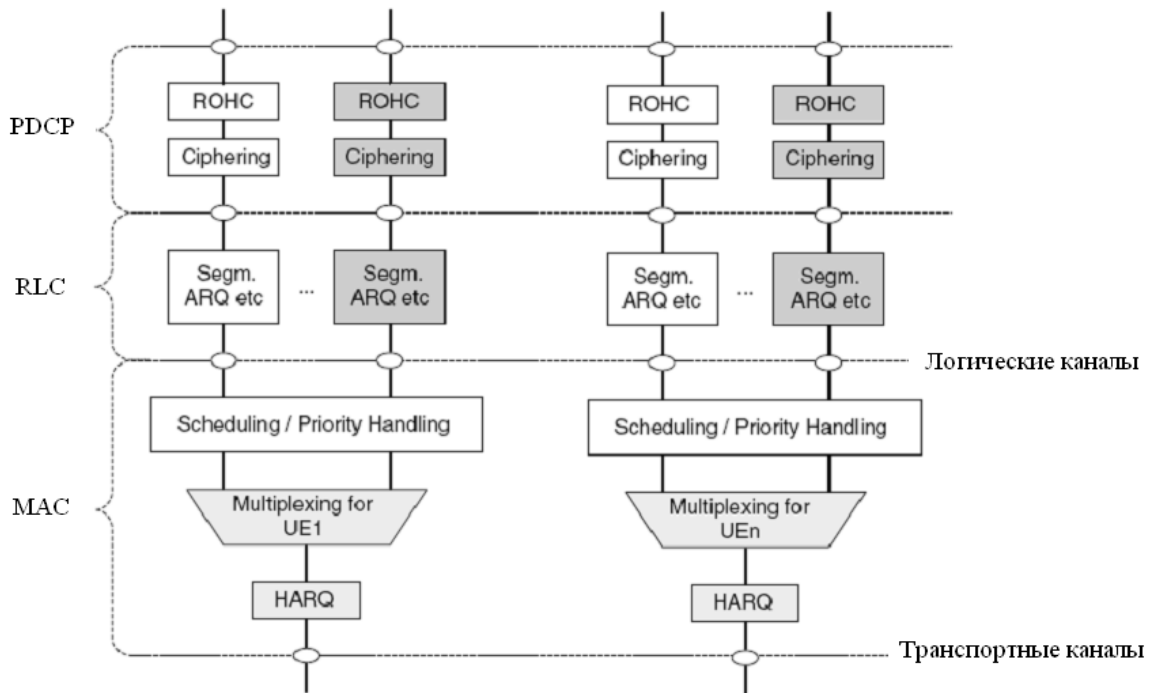
Точки доступа к услугам между физическим уровнем и MAC-подуровнем обеспечиваются транспортными каналами, а между MAC-подуровнем и RLC-подуровнем — логическими каналами.

На рис. 1.4 показана структура канального уровня, называемого также Уровнем 2 (L2, Layer 2) в нисходящем и восходящем направлениях; различие структур в том, что в нисходящем направлении на MAC-подуровне происходит управление приоритетом нескольких ПТ, в то время как в восходящем направлении такое управление относится только к одному ПТ. На MAC-подуровне обеспечивается выполнение следующих основных функций.

¹ Гибридный запрос на повторную передачу (HARQ, Hybrid Automatic Repeat Request) представляет собой комбинацию методов обнаружения ошибок с повторной передачей пакетов (“обычный” ARQ), например, на основе подсчёта контрольной суммы, и помехоустойчивого кодирования (свёрточное или турбокодирование). Использование HARQ предпочтительно при плохих условиях приёма радиосигналов.



a)



б)

Рис. 1.4. Структура канального уровня в нисходящем (а) и восходящем (б) направлениях

- Мультиплексирование пакетов услуг (SDU, Service Data Unit), относящихся к одному или нескольким логическим каналам, в транс-

портные блоки транспортных каналов и выполнение обратных функций.

- Диспетчеризация составления отчётов.
- Исправление ошибок через запросы на повторную передачу.
- Управление приоритетом между логическими каналами.
- Идентификация услуг мультимедийного вещания (MBMS, Multimedia Broadcast Multicast Service).
- Выбор транспортного формата.
- Выравнивание содержимого пакетов данных.

Передача данных на RLC-подуровне может происходить в двух режимах: с подтверждением (AM, Acknowledge Mode) либо без подтверждения (UM, Unacknowledge Mode). Режим без подтверждения, при его возможном использовании в радиоканале, допускает некоторую потерю пакетов данных. В режиме с подтверждением используется механизм автоматических запросов на повторную передачу потерянных пакетов.

На RLC-подуровень возложены следующие функции.

- Передача пакетов данных на более высокий уровень.
 - Исправление ошибок через запросы на повторную передачу (только в режиме с подтверждением).
 - Конкатенация (сцепление), сегментация и повторная сборка пакетов услуг.
 - Повторная сегментация пакетов данных (только в режиме с подтверждением).
 - Изменение порядка следования пакетов данных.
 - Функционирование протокола обнаружения ошибок (только в режиме с подтверждением).
 - Отбрасывание искаженных пакетов услуг.
 - Повторная установка соединения на уровне RLC.
- Перечислим функции PDCP-подуровня.
- Сжатие / восстановление заголовков по протоколу ROHC (Robust Header Compression).

- Передача пользовательских данных.
- Последовательная доставка пакетов данных более высокого уровня (в режиме с подтверждением).
- Двойное обнаружение пакетов услуг с более низкого уровня (в режиме с подтверждением).
- Повторная передача пакетов услуг при хэндовере (в режиме с подтверждением).
- Шифрование / дешифрование.
- Отбрасывание искаженных пакетов услуг в восходящем направлении.
- Передача управляющей информации.

Основные услуги и функции RRC-подуровня включают следующее.

- Вещание системной информации, относящейся как к слою доступа, так и к его внешности.
- Осуществление вызовов.
- Установка, регулирование и снятие соединения на RRC-подуровне между ПТ и сетью.
- Функции защиты информации, включая управление ключами шифрования.
- Установка, конфигурирование, регулировка и снятие сквозного радиоканала.
- Функции управления мобильностью.
- Подтверждение услуг мультимедийного вещания.
- Управление качеством обслуживания.
- Составление отчётов об измерении параметров, относящихся к ПТ.
- Прямой обмен сообщениями между ПТ и сетевой областью вне слоя доступа.

Рассмотрим стеки протоколов, функционирующих в различных сетевых интерфейсах.

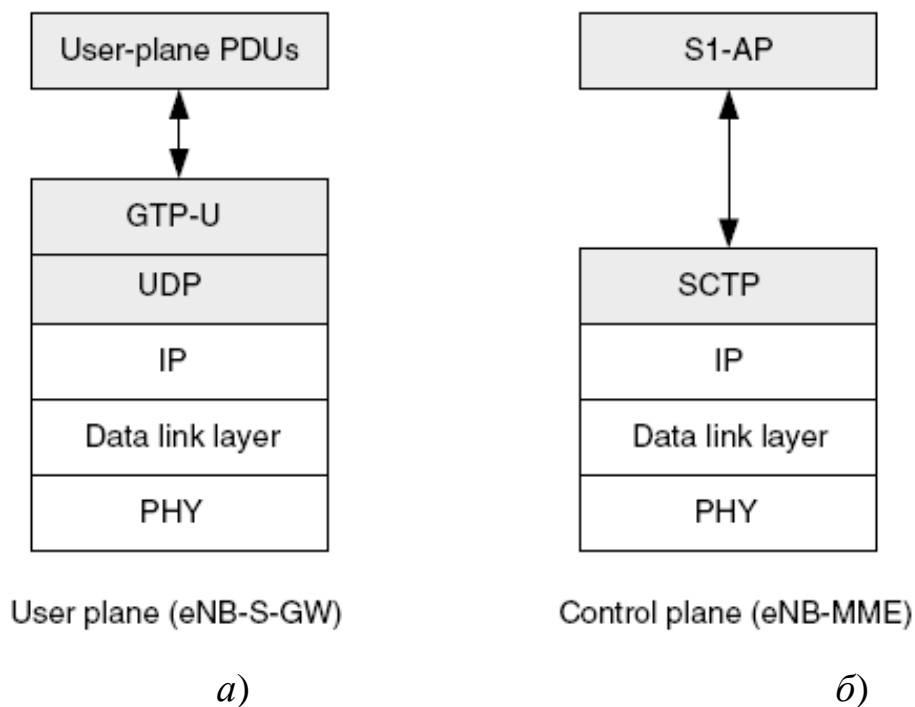


Рис. 1.5. Стек протокола S1 в пользовательской плоскости (а) и плоскости управления (б)

На рис. 1.5 и 1.6 представлены стеки похожих протоколов S1 и X2 соответственно. Интерфейс S1-U протокола S1 в пользовательской плоскости, определенный между БС и ОУ, использует протокол GTP-U (GPRS Tunneling Protocol) туннелирования пакетов, обеспечивая негарантированную доставку пользовательских данных. Будучи достаточно простым, этот IP-протокол позволяет установить несколько туннелей между каждым набором конечных узлов.

Как уже было сказано, в плоскости управления между БС и БУМ определен интерфейс S1-MM, использующий на транспортном уровне TCP-подобный протокол SCTP передачи потока служебной информации.

На уровне приложений используются протоколы S1-AP и X2-AP.

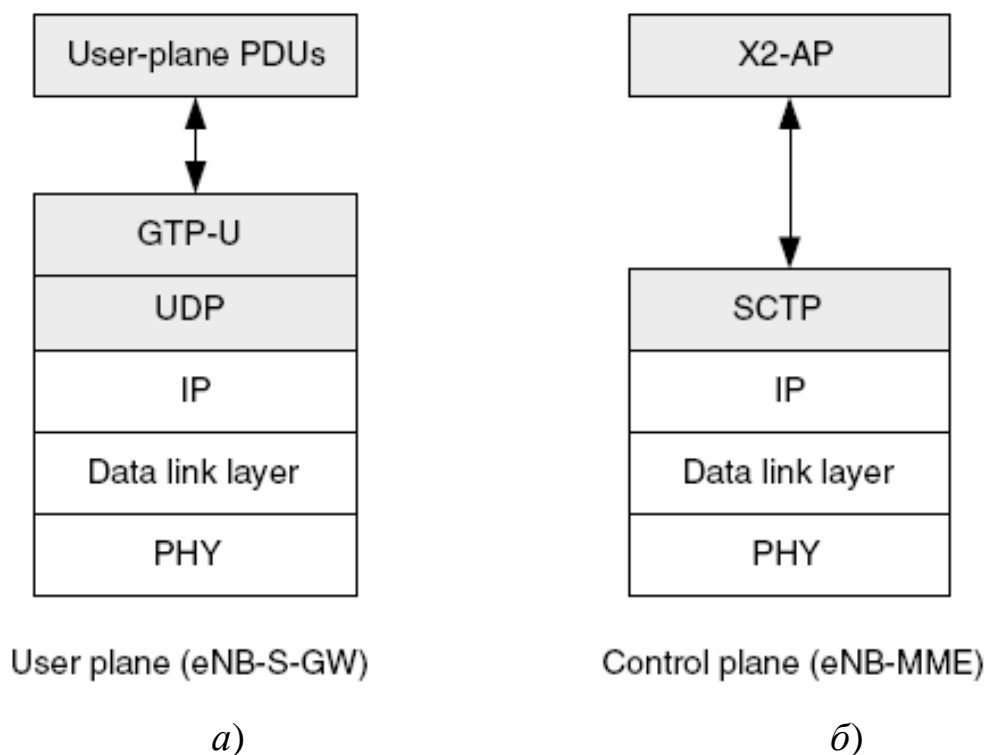


Рис. 1.6. Стек протокола X2 в пользовательской плоскости (а) и плоскости управления (б)

Большинство пользовательских приложений описываются набором показателей качества обслуживания QoS. В любой пакетной сети должны быть заложены механизмы, обеспечивающие передачу пакетных данных пользователей с различным приоритетом.

В сетях LTE (также, как и в сетях UMTS) вводится понятие *сквозного канала* (end-to-end bearer) между двумя оконечными точками: либо между двумя пользователями, либо, например, между пользовательским терминалом и каким-либо интернет-сервером. Соответственно этому, возникают понятия части сквозного канала — на разных уровнях и в различных сетевых узлах: радиоканал (radio bearer), внешний канал (external bearer) и др. В частности, имеет место понятие канала, переносящего ряд параметров качества обслуживания, устанавливаемого между ПТ и шлюзом пакетной сети (рис. 1.7); в LTE-спецификациях такой канал называется EPS-канал (EPS bearer, EPS — Evolved Packet System, выделенная пакетная система). Каждый

IP-поток, например, голосовой трафик, передаваемый посредством IP-протокола (VoIP), связан с индивидуальным EPS-каналом, и, в соответствии с этим, сеть способна устанавливать различным абонентам разные приоритеты. Когда IP-пакет приходит извне (внешняя IP-сеть, интернет), он классифицируется обслуживающим узлом по качеству обслуживания на основе предустановленных параметров, отображается в соответствующий EPS-канал и далее передаётся по радиоканалу между БС и ПТ. Таким образом, существует взаимно-однозначное соответствие между EPS-каналом и радиоканалом.

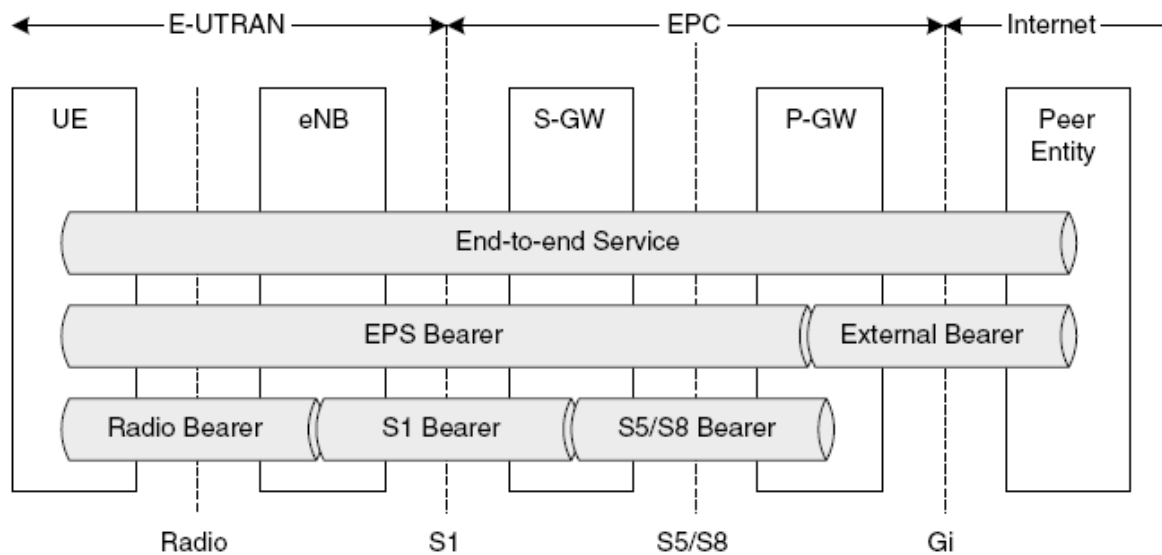


Рис. 1.7. Архитектура сквозного канала

Обратимся к рассмотрению совокупности каналов, обеспечивающих “вертикальную” (между различными уровнями) и “горизонтальную” (между различными узлами) передачу информации. На рис. 1.8 показано отображение физических, транспортных и логических каналов в нисходящем направлении.

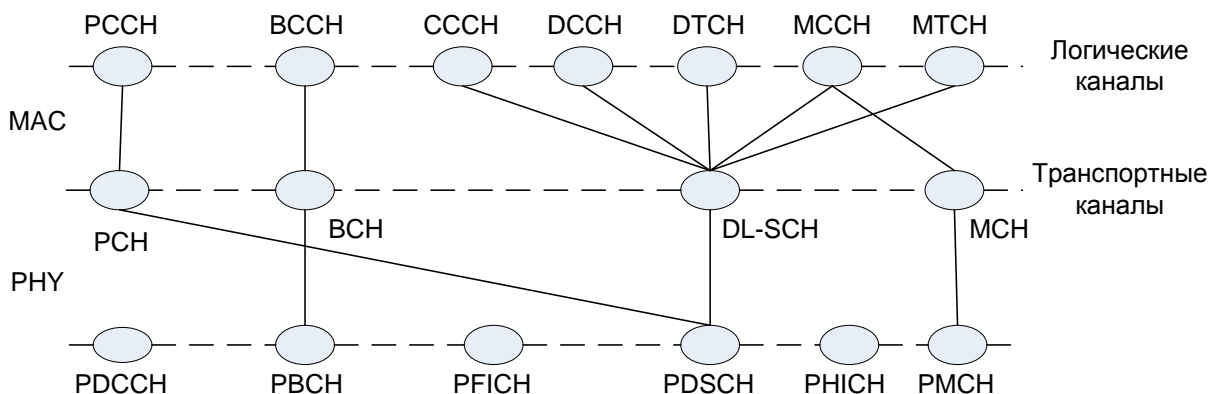


Рис. 1.8. Отображение физических, транспортных и логических каналов в нисходящем направлении

Логические каналы определяются типом информации, которая в них содержится, и подразделяются на два класса: управляющие, переносящие служебную информацию, и трафиковые, в которых содержится полезная пользовательская информация. В нисходящем направлении определены пять управляющих логических каналов:

- *вызывной управляющий канал* PCCH (Paging Control Channel), предназначенный для поиска абонента (терминала) в сети посредством передачи вызывной информации;
- *вещательный управляющий канал* BCCH (Broadcast Control Channel), используемый для передачи в сети служебной информации;
- *общий управляющий канал* CCCH (Common Control Channel), при использовании которого обеспечивается связь между сетью и ПТ, не имеющим соединения на RRC-подуровне (RRC-соединения);
- *выделенный управляющий канал* DCCH (Dedicated Control Channel), также предназначенный для обеспечения связи между сетью и ПТ, но имеющим RRC-соединение;
- *групповой управляющий канал* MCCH (Multicast Control Channel), при помощи которого обеспечивается совместная (для нескольких пользователей) передача мультимедийных услуг.

Наряду с управляющими, определены два трафиковых логических канала:

- *выделенный трафиковый канал* DTCH (Dedicated Traffic Channel), устанавливаемый между двумя абонентами для передачи пользовательской информации;

- *групповой трафиковый канал* MTCH (Multicast Traffic Channel), устанавливаемый для передачи услуг мультимедийного вещания.

Передача пользовательской или служебной информации с более высокого на более низкий уровень описывается в терминах отображения каналов: логических — на транспортные, транспортных — на физические.

Логический канал PCCH в нисходящем направлении отображается на транспортный *вызывной канал* PCH (Paging Channel), поддерживающий прерывистый (для экономии энергии) приём пакетов данных.

Логический канал BCCH отображается либо на транспортный *вещательный канал* BCH (Broadcast Channel), либо транспортный *нисходящий совместный канал* DL-SCH (Downlink Shared Channel). Канал BCH характеризуется фиксированной конфигурацией транспортного блока, и именно на него настраивается ПТ после синхронизации в соте. В канале DL-SCH поддерживаются адаптивные методы модуляции и кодирования, управление мощностью, гибридные автоматические запросы на повторение, многоантенные технологии и др.

Логические каналы MCCH и MTCH отображаются либо в транспортный *групповой канал* MCH (Multicast Channel), либо в транспортный нисходящий совместный канал DL-SCH. Канал MCH поддерживает групповую передачу мультимедийных услуг от нескольких сот.

Логические каналы CCCH, DCCH и DTCH отображаются в транспортный канал DL-SCH.

Итак, семь логических каналов отображаются на четыре транспортных канала. Далее, при переходе на физический уровень, происходит отображение транспортных каналов на шесть физических каналов.

Транспортный канал BCH отображается в *физический вещательный канал* PBCH (Physical Broadcast Channel), который передаётся во временном интервале длительностью 40 мс, называемый *кадром*.

Транспортные каналы PCH и DL-SCH отображаются в *физический нисходящий совместный канал* PDSCH (Physical Downlink Shared Channel).

Транспортный канал MCH отображается в *физический канал группового вещания* PMCH (Physical Multicast Channel).

Оставшиеся три физических канала: *физический управляющий канал индикатора формата* PCFICH (Physical Control Format Indicator Channel), *физический нисходящий управляющий канал* PDCCH (Physical Downlink Control Channel) и *физический канал индикатора гибридного запроса на повторение* PHICH (Physical Hybrid ARQ Indicator Channel) являются автономными, т. е. на них транспортные каналы не отображаются. Каналы PDCCH и PCFICH используется для информирования ПТ о выделении ресурсов для транспортных каналов PCH и DL-SCH, а также параметров модуляции и кодирования. Канал PHICH, как следует из его названия, используется для передачи запросов на повторную передачу.

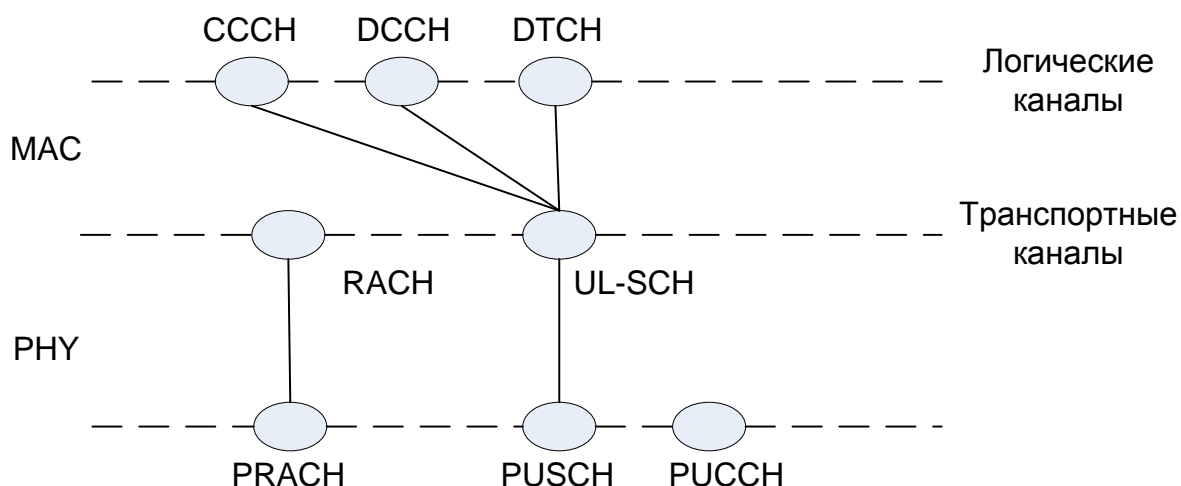


Рис. 1.9. Отображение физических, транспортных и логических каналов в восходящем направлении

Рассмотрим взаимное отображение логических, транспортных и физических каналов в восходящем направлении (рис. 1.9), когда имеют место три логических канала, из которых два управляющих и один трафиковый, два транспортных канала и три физических.

Как и для нисходящего направления, логические общий СССН и выделенный ДССН управляющие каналы используются для передачи служебной информации между сетью и ПТ, соответственно, не имеющим либо имеющим RRC-соединение. Также аналогично нисходящему направлению, определён логический выделенный трафиковый канал ДТСН, предназначенный для передачи пользовательской информации одному ПТ.

Все три логических канала отображаются в один транспортный *восходящий совместный канал* UL-SCH (Uplink Shared Channel), поддерживающий адаптивные методы модуляции и кодирования, управление мощностью, гибридные автоматические запросы на повторение, полустатическое / динамическое распределение ресурсов. Другой транспортный канал восходящего направления — *канал случайного доступа* RACH (Random Access Channel) используется для передачи определённой информации (запроса на предоставление выделенного канала) от ПТ с возможностью возникновения коллизий, когда подобный запрос поступает от других ПТ.

Транспортный канал RACH отображается на *физический канал случайного доступа* PRACH (Physical Random Access Channel), который переносит соответствующую *преамбулу случайного доступа*. Транспортный канал UL-SCH отображается на *физический восходящий совместный канал* PU-SCH (Physical Uplink Shared Channel). Оставшийся *физический восходящий управляющий канал* PU-ССН (Physical Uplink Control Channel) является автономным — на него не отображаются транспортные каналы. Он используется для передачи отчётов об индикации качества нисходящего канала, запросов на порядок следования пакетов данных и др.

1.3. УПРАВЛЕНИЕ МОБИЛЬНОСТЬЮ ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ ТЕРМИНАЛОВ

В сетях LTE для каждого ПТ определены два состояния по отношению к RRC-подуровню: соединение (RRC CONNECTED) и ожидание (RRC IDLE). Функционируя, ПТ переходит (рис. 1.10) из состояния RRC-ожидания в состояние RRC-соединения, когда соединение успешно установлено; далее, ПТ может обратно вернуться в состояние RRC-ожидания, разорвав соединение на RRC-подуровне.

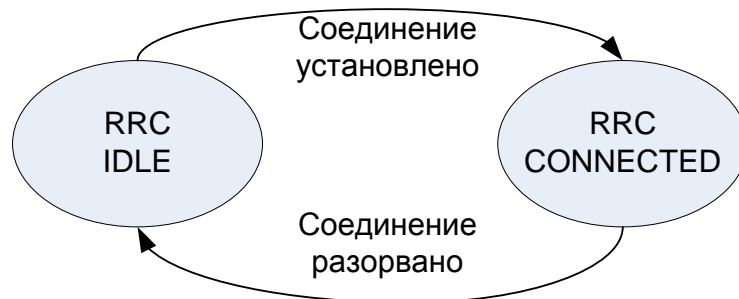


Рис. 1.10. Изменение состояний ПТ

Находясь в состоянии RRC-ожидания, ПТ может проводить мониторинг вызывного канала, получать вещательную информацию, совершать измерения, относящиеся к обслуживающей соте и, при необходимости, осуществлять её изменение. Кроме того, в этом состоянии возможна установка определённого цикла прерывистой передачи для экономии излучаемой мощности ПТ. В этом состоянии управление мобильностью осуществляется самим ПТ.

В состоянии RRC-соединения может происходить передача индивидуальной информации, относящейся к определённому ПТ, в обоих направлениях, а также вещательной (групповой) информации в нисходящем направлении, установка цикла прерывистой передачи. ПТ осуществляет мониторинг управляющих каналов, связанных с совместными транспортными каналами, чтобы определить график следования пакетов данных. Для этих целей обеспечивается обратная

связь, дающая информацию о текущем качестве канала, выполняются необходимые измерения, относящиеся к обслуживающей соте, а также отсылаются в сеть отчёты об измерениях. В отличие от RRC-ожидания, в состоянии RRC-соединения управление мобильностью производится сетью.

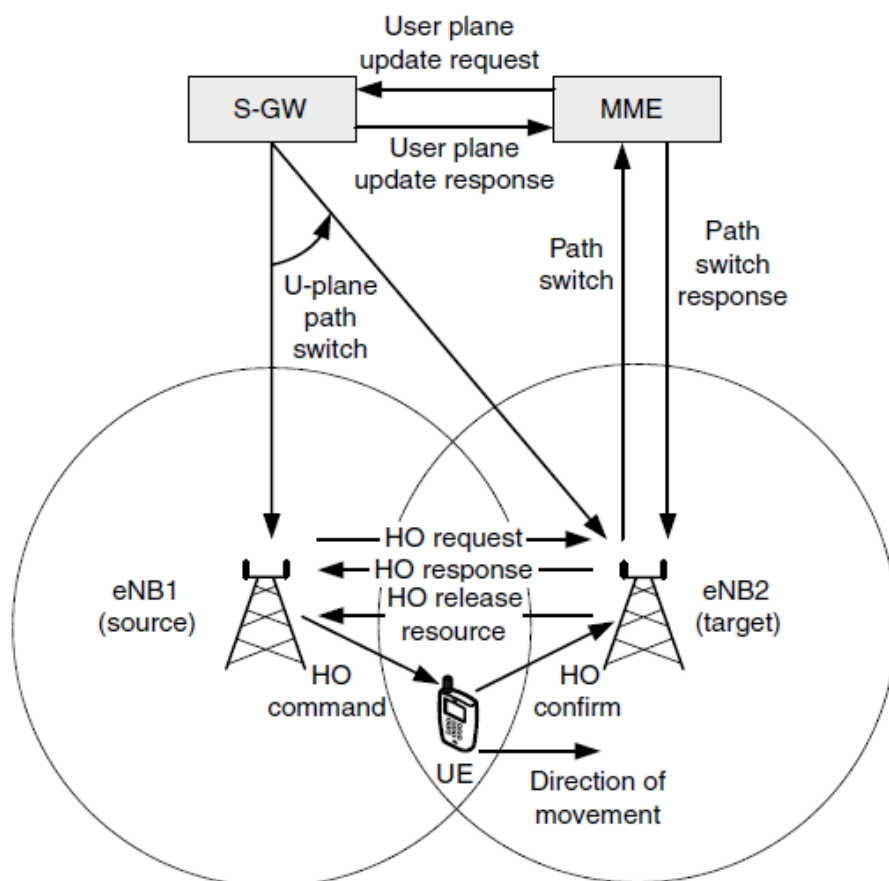


Рис. 1.11. Активный хэндовер

Важнейшей особенностью всех сотовых сетей мобильной связи, в том числе, сетей LTE, является поддержка “бесшовной” мобильности абонента по отношению к смене различных базовых станций, обслуживающих узлов и сетей (т. е. сетевых шлюзов). Требования к эффективности мобильности ещё более повышаются при использовании таких чувствительных к задержкам отдельных пакетов приложений, как VoIP. Как известно, в основе бесшовной мобильности лежат различные процедуры хэндовера — эстафетная передача активного (т. е. на-

ходящегося в режиме сеанса связи или соединения) абонента при пересечении им различных географических зон. Понятно, что для типичного пользователя смена сот (БС) происходит значительно чаще, чем смена обслуживающего шлюза и, тем более, самой базовой сети. Поэтому для подготовки к выполнению хэндовера используется сигнализация по интерфейсу X2, действующему между различными БС.

Как известно, эффективность выполнения хэндовера является одним из наиболее важных показателей качества работы сетей; плохо отрегулированные хэндоверные параметры (уровень принятия решения, гистерезис и др.) могут привести к излишней загрузке служебных каналов и даже к потерям сеансов связи, обусловленных неудачными хэндоверами. Описанию алгоритмов хэндовера, выполняемых в различных сетях, посвящено большое количество спецификаций (в частности, процедура хэндовера достаточно детально прописана в спецификации TS 36.413). Далее в качестве иллюстрации, без претензии на сколь-нибудь глубокое изучение, рассмотрен простой пример LTE-хэндовера при смене соты в пределах одних и тех же БУМ и ОУ.

В отличие, например, от сетей GSM, где анализ окружающей обстановки и выбор соты-кандидата на хэндовер осуществляется контроллером базовых станций, в сетях LTE подобные действия доверены самому ПТ, хотя, конечно, окончательное решение о хэндовере принимается сетью. На рис. 1.11 показан пример хэндовера активного ПТ, перемещающегося из соты БС1 в соту БС2.

По мере движения в указанном направлении ПТ отправляет отчет об измерениях обслуживающей базовой станции БС1, из которого следует, что качество сигнала, принимаемого от соседней базовой станции БС2, стало лучше, чем от БС1. Подготавливая хэндовер, БС1 по интерфейсу X2 отправляет в БС2, называемую в этом случае *целевой*, запрос на хэндовер

HO REQUEST.

При этом, на окончательное решение о хэндовере может повлиять текущий приоритет пользователя, информации о котором передаётся по EPS-каналу.

Целевая БС2 конфигурирует требуемые ресурсы в соответствии с принятой по EPS-каналу информации QoS и резервирует для абонента *сотовый идентификатор* C-RNTI (Cell Radio Network Temporary Identifier), а также, возможно, преамбулу канала случайного доступа. Разумеется, идентификатор C-RNTI является уникальным для каждого ПТ в пределах соты.

После того, как целевая БС2 отвечает (все ещё) обслуживающей БС1 о готовности выполнить хэндовер

HO RESPONSE,

БС1 выдаёт команду ПТ

HO COMMAND

о смене радиоканала, в которой содержатся необходимые параметры: новый временный идентификатор C-RNTI (тот, что был зарезервирован), преамбула канала случайного доступа и время её существования и др.

После получения команды на хэндовер ПТ синхронизируется в новой соте, и осуществляет доступ в сеть через канал RACH; сеть, в свою очередь, выделяет ПТ необходимые ресурсы и устанавливает необходимое время упреждения. Осуществив таким образом, доступ к сети, ПТ отправляет своей новой обслуживающей БС2 сообщение, подтверждающее выполнение хэндовера

HO CONFIRM,

БС2 оповещает об этом БУМ:

PATH SWITCH,

а тот — обслуживающий узел сообщением

USER PLANE UPDATE REQUEST,

в котором ПТ теперь помечается как обслуживаемый БС2.

Далее обслуживающий узел переключает управление ПТ на БС2, отправляя туда через БУМ соответствующие команды

USER PLANE UPDATE RESPONSE

и

PATH SWITCH RESPONSE.

После получения команды

PATH SWITCH RESPONSE

БС2 информирует БС1 об успешном хэндовере, высылая ей сообщение о высвобождении ресурсов

HO RELEASE RESOURCE,

которые до этого были зарезервированы для ПТ. На этом процедура хэндовера считается выполненной.

В ходе подготовки и выполнения хэндовера между базовыми станциями БС1 и БС2 могут быть установлены туннели: один — для передачи данных восходящего направления, другой — для передачи данных нисходящего направления. Это делается для того, чтобы обеспечить передачу длинных пакетов в случае переполнения буферов.

Выше уже было отмечено, что при выполнении процедуры хэндовера абоненту присваивается временный идентификатор C-RNTI. Аналогичные идентификаторы присваиваются абоненту, пользовательскому и сетевому оборудованию также и при совершении различных других процедур, связанных и с сетью радиодоступа, и с базовой сетью.

Так, в механизмах управления мощностью TPC (Transmit Power Control) по физическим восходящим каналам PUSCH и PUCCH используются соответствующие идентификаторы TPC-PUSCH и TPC-PUCCH.

Для глобальной идентификации БУМ используется идентификатор GUMMEI (Globally Unique MME Identity), который конструируется из идентификатора самой сети мобильной связи путём добавления кода группы блоков БУМ и кода самого БУМ.

Глобальная идентификация сот сетей LTE осуществляется посредством сотового глобального идентификатора ECGI (E-UTRAN

Cell Global Identifier), формируемого добавлением к сетевому идентификатору локального (т. е. используемого в пределах одной сети) идентификатора соты CI (Cell Identity). Аналогичным образом осуществляется глобальная идентификация базовых станций.

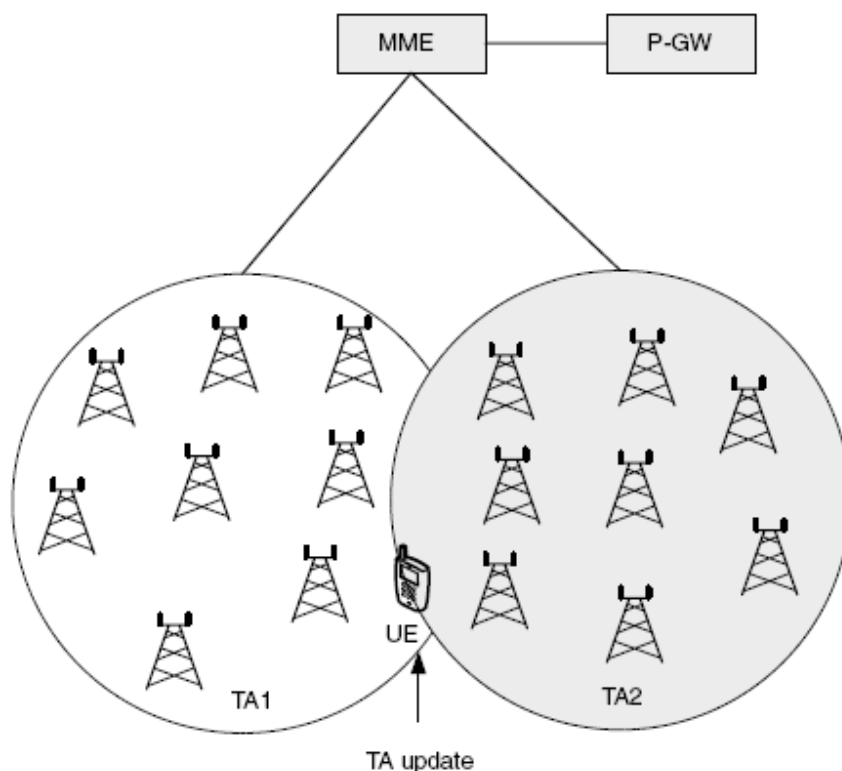


Рис. 1.12. Зона отслеживания

Для управления мобильностью ПТ, находящегося в состоянии ожидания, вводится понятие *зоны отслеживания* (ТА, Tracking Area) как площади, покрывающей зону обслуживания нескольких базовых станций (рис. 1.12). С каждой зоной отслеживания связан соответствующий идентификатор ТАИ (Tracking Area Identity). ПТ может быть одновременно зарегистрирован в нескольких зонах отслеживания, что позволяет экономить энергию в условиях высокой мобильности, поскольку отпадает необходимость в постоянном обновлении местоположения.

1.4. УСЛУГИ В СЕТЯХ LTE

Развитие новых сетевых технологий, обеспечивающих предоставление всё большего числа разнообразных услуг, заставляют мировое телекоммуникационное сообщество взглянуть на вопросы качества услуг связи и систему их управления как на один из важнейших факторов эффективного развития конкурирующего рынка предоставления услуг связи.

Понятие качества услуг связи (QoS, Quality of Service) было официально утверждено Международным союзом электросвязи в рекомендации E.800 (применительно ещё к телефонным сетям общего пользования и цифровым сетям интегрального обслуживания), и оно понимается как суммарный эффект от параметров обслуживания, определяющий степень удовлетворения пользователя услугами связи.

Система управления качеством — это совокупность параметров и механизмов, которые обеспечивают соответствие качества услуг установленным требованиям. Целью введения такой системы является максимизация удовлетворения пользователя предоставленной услугой для повышения спроса на неё.

Начало развития системы управления качеством в сетях мобильной связи, по-видимому, следует датировать 1997 г., когда был выпущен соответствующий релиз Rel'97/98, предназначенный для модифицированной сети GSM/GPRS с возможностью пакетной передачи данных. В основе обеспечения качества услуги лежит понятие PDP-контекста (PDP, Packet Data Protocol), представляющего собой набор параметров, описывающих текущее состояние пользователя или терминала по отношению к возможным услугам и способам их предоставления. При соединении ПТ с базовой пакетной сетью, с целью установления логической связи между ПТ и различными сетевыми узлами для передачи IP-пакетов в прямом и обратном направлениях, происходит так называемая *активизация PDP-контекста*.

Например, согласно спецификации GSM 07.07 строка определения PDP-контекста, предназначенного для связи между отдалённым терминалом и пакетной сетью GPRS, имеет следующий вид:

```
[<cid>[,<PDP_type>[,<APN>[,<PDP_addr>[,<d_comp>[,<h_comp>[,<pd1> [...[,pdN]]]]]]]]].
```

Здесь *cid* — идентификатор контекста, целое положительное число. *PDP_type* — тип протокола; в настоящее время реализован только вариант IP, т. е. Internet Protocol). *APN* (Access Point Name) — имя точки доступа к услуге, определяемое сетевым оператором. *PDP_addr* — строковый идентификатор терминала в пространстве, например, статический IP-адрес, который должен использоваться терминалом при подключении к Интернету или другой сети. *d_comp* — сжатие данных: 0 — выключено (по умолчанию, если значение не было указано), 1 — включено. *h_comp* — сжатие заголовка: 0 — выключено (по умолчанию, если значение не было указано), 1 — включено. *pd1...pdN* — от нуля до *N* строковых параметров, специфичных для типа протокола *<PDP_type>* (в настоящее время эти параметры не используются).

Первоначально, согласно Rel'97/98, одному терминалу разрешалось иметь один PDP-контекст на один PDP-адрес. В дальнейшем, в ходе разработки концепции мобильных сетей 3-го поколения, была разработана новая концепция PDP-контекста для поддержки новых требований, а именно, возможность использования для одного PDP-адреса нескольких PDP-контекстов, имеющих свои профили качества обслуживания. При этом первый PDP-контекст, открываемый для соответствующего PDP адреса, называется *первичным контекстом*, а последующие PDP-контексты, открытые для того же самого PDP адреса — *вторичными контекстами*. Однако использование вторичных PDP контекстов требует, чтобы они были связаны с точкой доступа к сети APN первичного PDP контекста.

Основная идея построения такой структуры управления — дифференцирование качества обслуживания в соответствии с параметра-

ми PDP-контекста. Таким образом, все приложения абонента, совмещающие использование одного PDP-контекста, имеют одинаковый профиль качества обслуживания. Несколько потоков с одинаковыми характеристиками образуют совокупный профиль качества обслуживания. Для дифференцированной обработки передаваемых пакетов в соответствии с требованиями QoS, для одного ПТ одновременно должны быть активизированы и первичные, и вторичные контексты. Пример вариантов создания PDP-контекстов показан на рис 1.13.

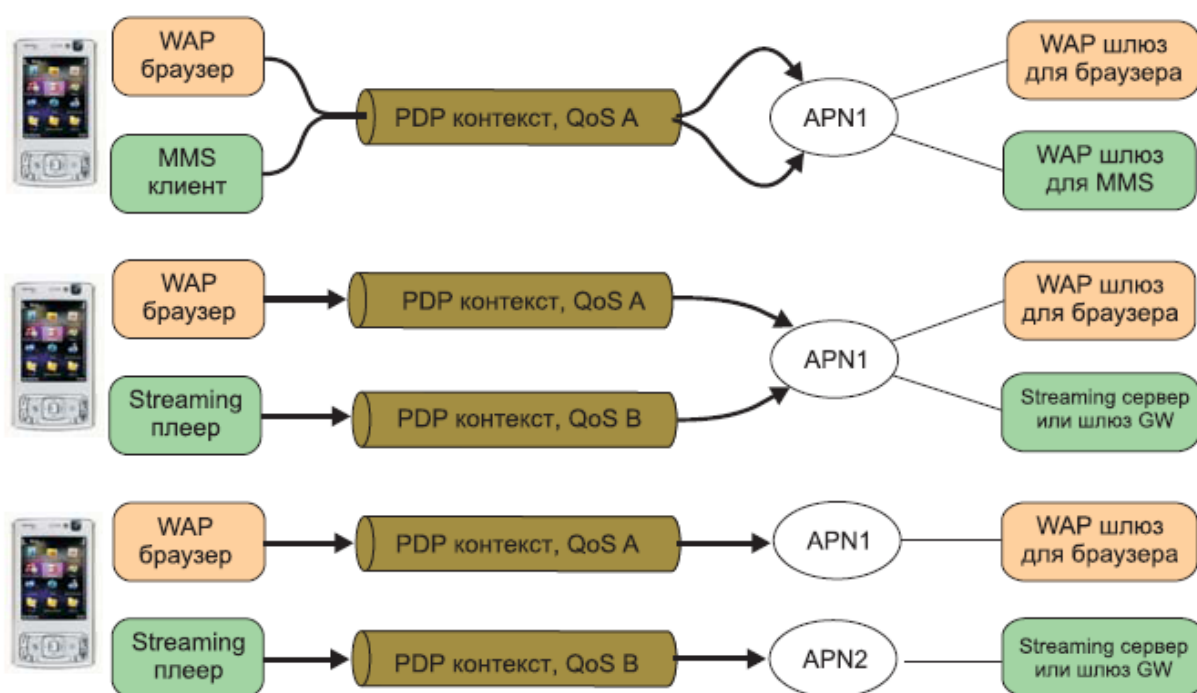


Рис. 1.13. Варианты организации различных PDP-контекстов

Развитие рынка пользовательских услуг связано, прежде всего, с увеличением услуг, предоставляемых в пакетном режиме. Более того, как уже говорилось, в мобильных сетях 3-го и 4-го поколений передача услуг, в том числе, речевого общения, на основе канальной коммутации фактически отсутствует; реализация пакетной передачи речи базируется на технологиях VoIP (Voice over IP) или PoC (Push-to-talk over Cellular).

Наряду с пакетной передачей речи основными услугами являются следующие:

- передача интернет файлов (web-browsing);
- доставка электронной почты;
- мультимедийные сообщения (MMS, Multimedia Messaging Service), в том числе, мультимедийное вещание;
- потоковое видео (streaming);
- интерактивные игры в реальном времени.

Рассмотрим некоторые аспекты организации вышеперечисленных пакетных услуг в сетях мобильной связи. При этом, с целью последующего анализа характеристик качества обслуживания, важно указать привязку различных составляющих процедуры предоставления услуги к сетевым элементам.

1.4.1. ПЕРЕДАЧА ИНТЕРНЕТ-ФАЙЛОВ

Передача интернет-файлов является доминирующим трафиком в фиксированных IP-сетях, где для поиска и доставки информации используется гипертекстовый протокол HTTP (Hyper-Text Transfer Protocol). Ожидается, что в ближайшем будущем эта услуга такое же место займёт и в мобильных сетях.

С формальной точки зрения передача интернет-файлов представляет собой один или несколько последовательных доступов к различным интернет-страницам, содержащим, в общем случае, информацию о структуре страницы, текст, адрес (URL, Universe Resource Location) самой страницы и входящих в неё объектов: рисунков, таблиц и т. п. Средний объём одной интернет-страницы по данным исследований составляет около 150 Кбайт.

На рис. 1.14 показана последовательность действий, совершаемых в сети фиксированной связи при осуществлении типичной процедуры передачи интернет-страницы, из которой можно выделить следующие этапы.

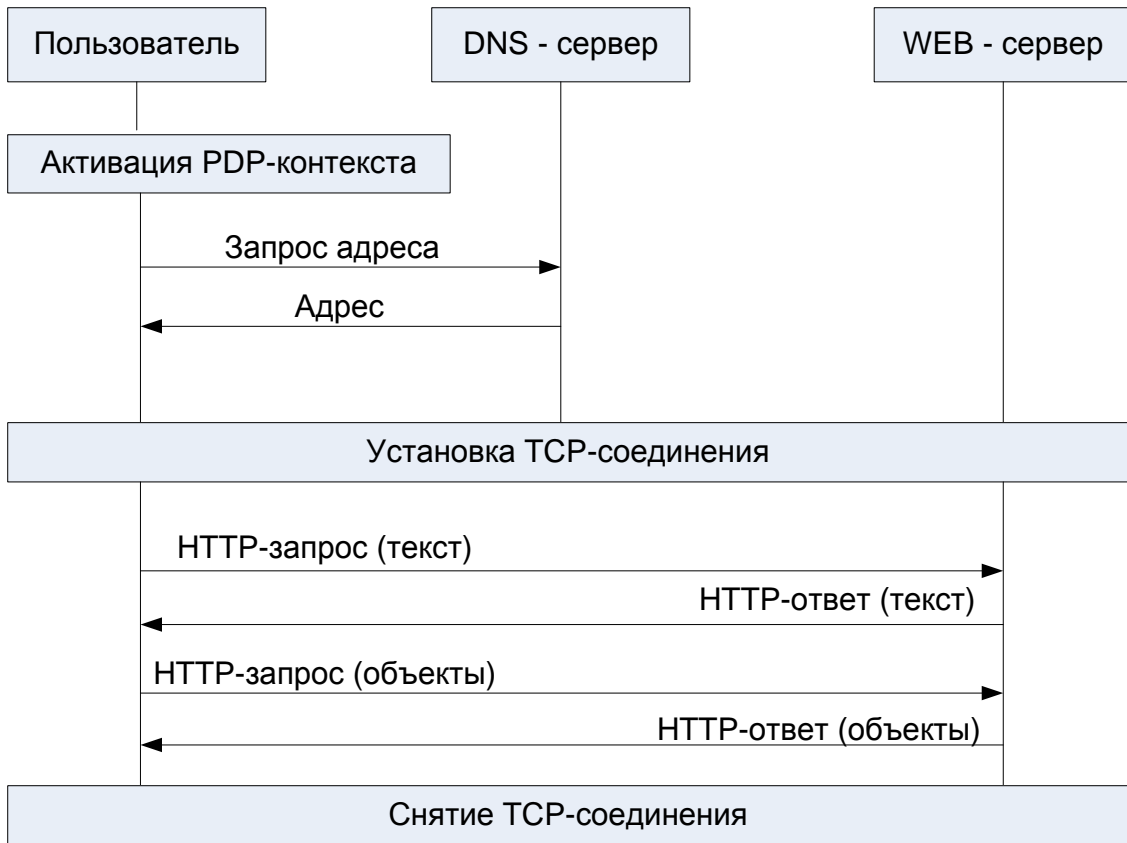


Рис. 1.14. Процедура передачи интернет-страницы

- Активизация PDP-контекста, необходимая в начале каждой нового сеанса связи и обеспечивающая параметры связи между ПТ и сетью.
- Запрос адреса услуги через сервер доменных имён (DNS-сервер, Domain Name Server), переводящий числовой IP-адрес в строковый адрес.
- Установка TCP-соединения (Transmission Control Protocol) на транспортном уровне. При этом, в зависимости от используемой версии HTTP-протокола и реализации интернет-браузера, может оказаться необходимым установка нескольких TCP-соединений.
 - Запрос на сервер первого объекта (текста) интернет-страницы.
 - Получение первого объекта (текста) интернет-страницы.
 - Запрос на сервер последующих объектов интернет-страницы.
 - Получение последующих объектов (текста) интернет-страницы.
 - Снятие TCP-соединения.

Описанная процедура, как уже было сказано, отражает передачу файлов в сети фиксированной связи; мобильный интернет имеет определённую специфику, связанную с ограниченными внутренними (память, энергоёмкость батарей) и внешними (экран, клавиатура) ресурсами мобильных устройств.

В настоящее время наиболее распространённой технологией передачи файлов между мобильными пользователями является технология, базирующаяся на WAP-протоколе (Wireless Application Protocol). Данная технология, очень похожая на технологию WWW (World Wide Web) всемирной паутины, является открытой, позволяя производителям беспроводных устройств разрабатывать и внедрять различные механизмы внутрисетевого взаимодействия.

Рождением WAP-технологии принято считать 1998 г., когда ведущие на тот момент фирмы-производители телекоммуникационного оборудования Ericsson, Motorola и Nokia создали некоммерческую организацию Форум WAP, в задачи которого входило разработка технологий, объединяющих интернет и мобильную связь. Первая редакция WAP v.1.0 была опубликована в мае 1998 г., однако, несмотря на стройность общей концепции, ошибок и неточностей было достаточно много, которые быстро были устранены во второй версии WAP v.1.1.

В настоящее время развитие технологий WAP, ориентированных на разработку открытых (т. е. не привязанных к определённым стандартам и производителям аппаратуры) архитектур и интерфейсов для организации сквозных (end-to-end) пользовательских услуг происходит в рамках организованного в 2000 г. альянса OMA (Open Mobile Alliance), объединившего в себе как Форум WAP, так и ряд других организаций, таких как MWIF (Mobile Wireless Internet Forum), MMS-IOP (Multimedia Messaging Interoperability Process) и др.

Технология WAP описана в виде спецификаций, относящихся к следующим разделам:

- общий обзор технологий WAP;

- стек WAP-протоколов и программное обеспечение WAP-шлюзов;

- языки WAP-программирования;

- технология WAP PUSH передачи информации мобильным пользователям в режиме отложенного времени, которая в настоящее время наиболее активно разрабатывается.

Основными WAP-объектами являются *микробраузеры*, *WAP-шлюзы* и *WTA-приложения* (Wireless Telephone Application) для мобильной телефонии.

Микробраузер — это фактически тот же браузер, что используется в обычных интернет-приложениях, но учитывающий ограниченные конструктивные и программно-аппаратные ресурсы мобильных ПТ: результаты отображаются на экранах малых размеров, а для написания программ используются специальные языки. Поскольку, как уже говорилось, технологии WAP очень похожи на WWW-технологии, языки WAP-программирования — это аналоги таких языков программирования, как HTML и Java, традиционно используемых для создания интернет-приложений. Так, в версии WAP 2.0 используется язык XHTML MP (eXtensible Hyper Text Markup Language Mobile Profile) гипертекстовой разметки, заменивший языки WML (Wireless Markup Language) и XML (eXtensible Markup Language) предыдущих версий WAP 1.x.

WAP-шлюз — это промежуточный узел, обеспечивающий преобразование протоколов передачи информации между фиксированными и мобильными сетями. Спецификой мобильного интернета является способ хранения и передачи WTA-приложений в виде так называемой *колоды карт* (deck of cards) на WAP-языке, которая затем микробраузером отображается на экране ПТ. Колоды карт изначально хранятся на специальных WAP-серверах или общих интернет-серверах, и по запросу пользователя при помощи IP-протокола они передаются в WAP-шлюз, где происходит преобразование IP-протокола в WAP-протокол. Далее, в WAP-шлюзе обеспечивается уже непосред-

ственный диалог с пользователем посредством обработки его запросов.

При стандартном WAP-взаимодействии мобильный ПТ соединён с WAP-шлюзом, а тот — с внешним интернет-сервером, хотя возможны и другие конфигурации.

На рис. 1.15 показан типичный сценарий подключения мобильного абонента к внешнему интернет-серверу посредством протокола WAP 1.x, стек которого содержит протокол WSP (Wireless Session Protocol) поддержки беспроводных сеансов связи, беспроводный транспортный протокол WTP (Wireless Transport Protocol), протокол WTLS (Wireless Transport Layer Security) обеспечения безопасности на транспортном уровне и протокол WDP (Wireless Datagram Protocol) беспроводной дейтаграммной передачи данных, функционирующего поверх¹ стандартного сетевого протокола UDP (User Datagram Protocol).

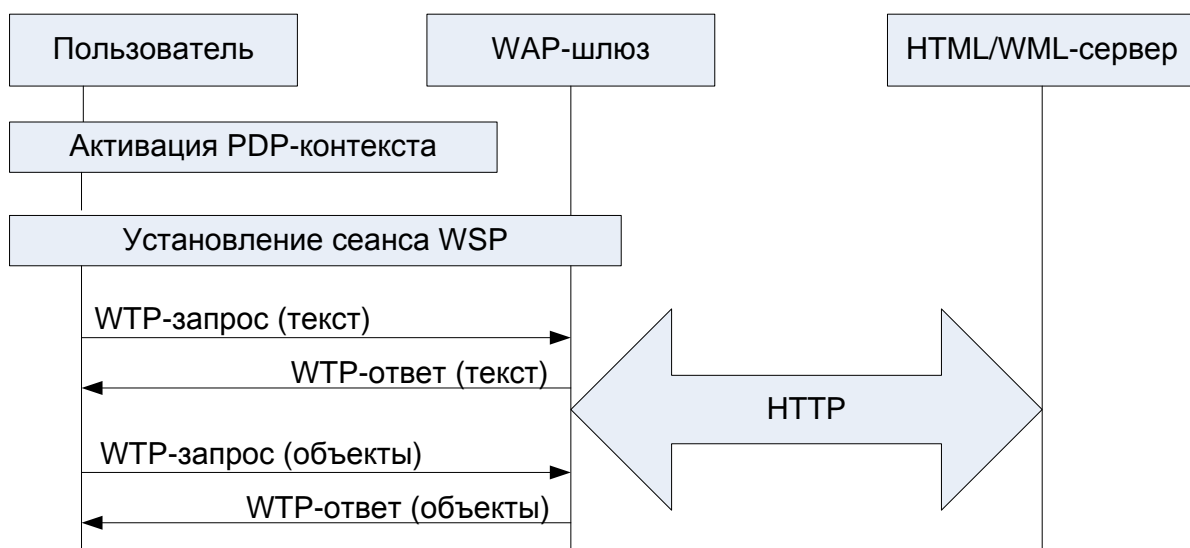


Рис. 1.15. Подключение мобильного абонента к услуге через WAP-протокол

¹ Функционирование одного протокола поверх другого означает, что пакеты данных вышестоящего протокола упаковываются в пакеты данных нижестоящего протокола.

По-прежнему процедура начинается с активации PDP-контекста в базовой сети, по окончании которой посредством WSP-протокола устанавливается сеанс между ПТ и WAP-шлюзом. Далее, на основе протокола WTP происходит запрос пользователем первого файлового компонента (текста) в WAP-шлюз, а затем — на HTML/WML сервер, откуда затребованная информация с использованием IP-протокола возвращается в WAP-шлюз. Наконец, при помощи WTP-протокола файловый компонент оказывается в ПТ. Аналогичные операции выполняются и для получения других файловых объектов: рисунков, таблиц и др.

1.4.2. ДОСТАВКА ЭЛЕКТРОННОЙ ПОЧТЫ

Электронная почта (e-mail) — одна из наиболее распространённых интернет-услуг, выполняемых в режиме отложенного времени. Электронное письмо состоит из заголовка, содержащего служебную информацию об авторе письма, получателе, пути прохождения по сети и др., и тела сообщения, содержащего собственно суть письма.

К достоинствам электронной почты относятся простота и дешевизна пересылки, а также возможность пересылки дополнительной нетекстовой информации, например, рисунков. К недостаткам — неопределённое время доставки (и вообще негарантированную доставку), доступ третьих лиц во время пересылки, что, впрочем, частично компенсируется возможностью предварительной криптозащиты.

Услуга электронной почты универсальна в том смысле, что множество сетей, построенных на разных принципах и оперирующих различными протоколами, имеют стандартизированный интерфейс (шлюз) к электронной почте.

Традиционные IP-сети используют несколько протоколов для передачи почты: SMTP (Simple Mail Transfer Protocol) — только для отправки сообщений; POP 2 (Post Office Protocol Version 2) — только для получения сообщений; POP 3 (Post Office Protocol Version 3) и IMAP (Interactive Mail Access Protocol) — для отправки и получения сообщений.

Кратко рассмотрим механизм функционирования протокола SMTP; по аналогичному сценарию работают и другие почтовые протоколы.

Протокол SMTP спроектирован на основе следующей модели взаимодействия: по запросу пользователя отправляющая сторона (sender-SMTP) устанавливает двусторонний канал с получающей стороной (receiver-SMTP), причём получателем может быть как окончательный хост назначения, так и какой-либо промежуточный узел. Далее отправителем генерируются SMTP-команды и отправляются получателю, который, в свою очередь, отправляет ответы обработки полученных команд отправителю. Простейший алгоритм работы протокола выглядит следующим образом (рис. 1.16):

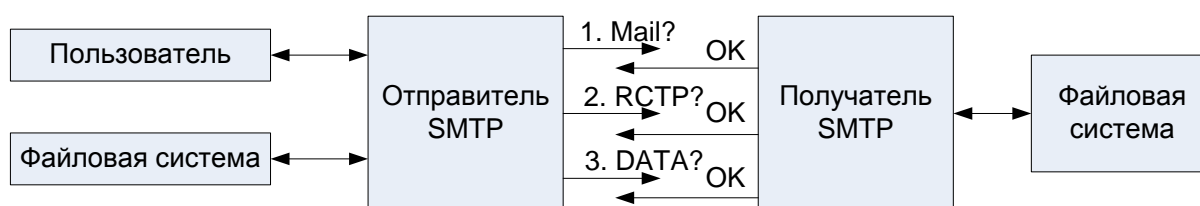


Рис. 1.16 Простейший алгоритм работы почтового протокола SMTP

- После установления SMTP-соединения по любому из транспортных протоколов отправитель посылает команду MAIL, идентифицирующую атрибуты отправителя почты, например, его адрес. Если получатель может принять почтовое сообщение, то он отправляет в ответ команду OK.

- Отправитель отправляет команду RCPT, идентифицирующую атрибуты получателя почты, например, адрес почтового ящика. Если получатель готов принять почту в данный почтовый ящик, то он отвечает командой OK, если нет, то — отказом принять почту в указанный почтовый ящик. Если отправитель указал несколько почтовых ящиков, в которые следует поместить сообщение, то получатель мо-

жет отказать части из них, при этом транзакция соединения не заканчивается.

- Отправитель отправляет данные получателю SMTP. Если получатель успешно принял все данные, то он отправляет команду ОК.

Адресация абонентов несколько отличается в сторону усложнения от традиционных интернет-адресов, поскольку сообщение адресуется конкретному лицу, а не устройству (к одному компьютеру могут быть “приписаны” несколько пользователей). Почтовый адрес состоит из пользовательского имени и адреса хост-узла, называемого доменом:

имя пользователя @ адрес хост узла.

На начальном этапе развития электронной почты было достаточно передавать между пользователями лишь текстовые сообщения (последовательность ASCII-символов), однако с ростом популярности такой услуги возникла необходимость расширения услуги: автоматическая перекодировка сообщений, написанных на разных языках; вложение и передача в письмо изображения, звука и других файловых объектов. В этих целях был разработан стандарт MIME (Multipurpose Internet Mail Extensions) многоцелевого расширения электронной почты.

Стандарт MIME идентифицируется в почтовом сообщении полем “Mime-Version:”, которое содержит строку версии MIME расширения данного сообщения, например: “Mime-Version: 1.0”.

Поле “Content-Type:” указывает состав сообщения.

1. “text” — сообщение содержит текстовую информацию в виде последовательности символов из набора, указанного параметром “charset” (US-ASCII, ISO-8859-1, KOI8-r, Windows-1251 и др.), например,

“Content-Type: text/plain; charset="ISO-8859-1"”.

2. “multipart” — означает, что данное сообщение состоит из нескольких отдельных блоков, каждый из которых описывает свой состав самостоятельно. Данный тип имеет параметр “boundary”, который содержит строку-разделитель частей сообщения. Например:

“Content-Type: multipart/mixed; boundary="this is a separator"”.

3. “*application*”, “*image*”, “*audio*”, “*video*” — означают, что сообщение содержит двоичные данные определенного типа, например:

“Content-Type: application/msword; name="file.doc"”

или

“Content-Type: image/gif; name="S-LINK:pic.gif"”.

4. “*message*” — сообщение содержит другое сообщение. Например, строка

“Content-Type: message/RFC-822”

указывает, что далее следует сообщение, отформатированное в соответствии с правилами, сформулированными в документе RFC-822.

Поле “*Content-Transfer-Encoding:*” содержит идентификатор типа кодировки, используемой в данном сообщении или его части: “base64”, “quoted-printable”, “7bit”, “8bit”, “binary” или др. Особенность типов “7bit”, “8bit”, “binary” состоит в том, что они не подразумевают никакого кодирования, а только обозначают, что данные представлены в определенном виде: “7bit” — данные содержат только ASCII-символы; “8bit” и “binary” указывают на то, что данные содержат не только ASCII-символы. Разница между типами “8bit” и “binary” состоит в ограничении длины строки данных: у типа “8bit” строка ограничена длиной 1000 байт (длиной строки SMTP-протокола), у типа “binary” таких ограничений нет.

1.4.3. МУЛЬТИМЕДИЙНЫЕ СООБЩЕНИЯ

Мультимедийные сообщения можно рассматривать как усовершенствование услуги коротких сообщений (SMS, Short Message Service), когда наряду с текстовой информацией передается изображение и звук. При этом отличительными особенностями такой услуги является ограниченный объем данных (в отличие, например, от потоковых услуг) и то, что она выполняется не в реальном времени.

Описанию услуг по предоставлению мультимедийных сообщений в сетях третьего и четвертого поколений посвящены специфика-

ции TS 22.140 и TS 23.140. Кратко рассмотрим основные особенности организации сети LTE с услугой мультимедийных сообщений.

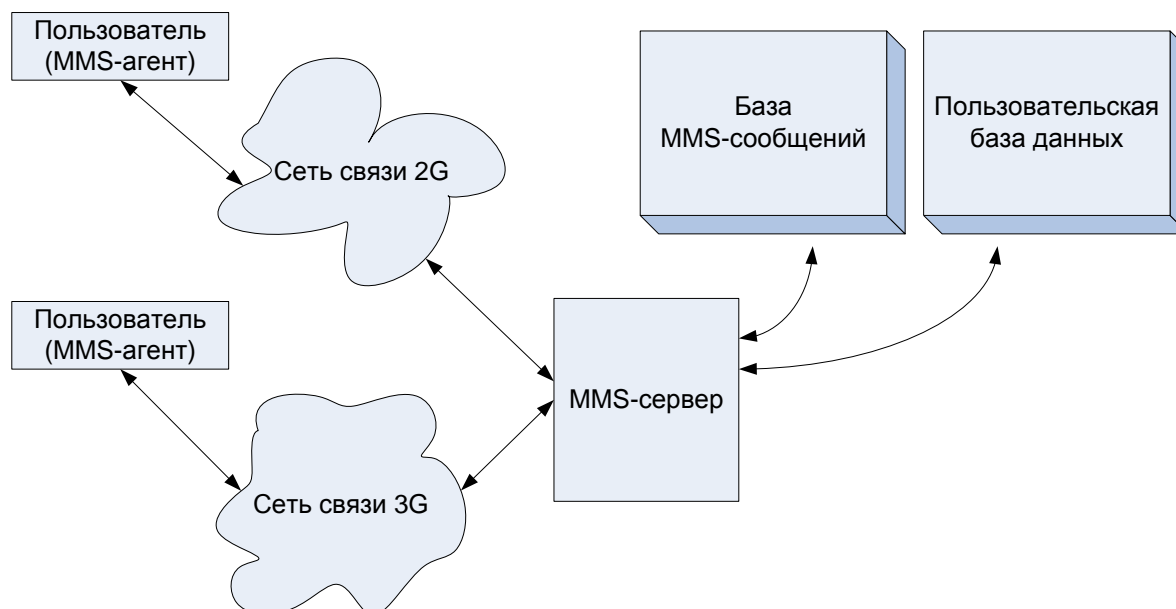


Рис. 1.17. Структурная схема сети LTE с поддержкой мультимедийных сообщений

На рис. 1.17 представлена структурная схема организации различных сетей в обобщённую сеть с поддержкой услуги мультимедийных сообщений, для которой вводится ряд базовых понятий.

Окружение мультимедийной услуги (MMS-окружение, MMSE, Multimedia Messaging Service Environment) — совокупность сетевых элементов, отвечающих за доставку мультимедийных сообщений и находящихся под управлением единого узла. При этом в случае роуминга гостевая сеть рассматривается как часть MMS-окружения, хотя домашние пользователи этой сети рассматриваются как часть другого MMS-окружения.

MMS-сервер предназначен для хранения и управления входящими и исходящими сообщениями, а также их пересылкой между различными узлами — в этом случае он называется *транзитным MMS-сервером*. В зависимости от производителя и от потребностей транзитный сервер может быть реализовано либо совместно с базо-

вым MMS-сервером, либо отдельно от него. Кроме того, на MMS-сервер возложены обязанности тарификации мультимедийных услуг и составления счетов (CDR, Charging Data Record).

Пользовательская базы данных, в которой хранится персональная информация о подписчиках на мультимедийные услуги.

Пользовательский MMS-агент — программный продукт, находящийся в ПТ либо другом подключённом к нему устройстве и обеспечивающий возможность просматривать, создавать и управлять (принимать, отправлять, удалять) мультимедийными сообщениями.

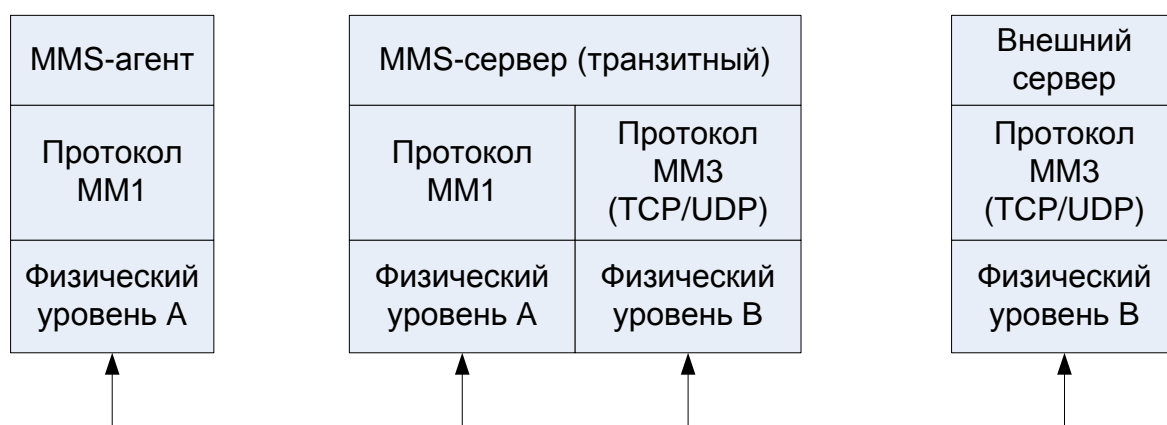


Рис. 1.18. Обобщённый стек MMS-протоколов

Взаимодействие различных элементов MMS-окружения осуществляется, как правило, на основе почтовых протоколов.

На рис. 1.18 показан обобщённый стек протоколов, участвующих в обеспечении услуги мультимедийных сообщений.

Между ПТ (фактически — пользовательским MMS-агентом) и MMS-сервером определён интерфейс MM1. Если по каким-либо причинам необходима дальнейшая связь между MMS-сервером и внешними интернет-серверами, то она организуется через соответствующий интерфейс MM3. Определён также интерфейс MM2 (на рис. 1.18 не показан), связывающий базовый и транзитный MMS-серверы в том случае, если они реализованы как отдельные блоки. Кроме того, спе-

цификацией определён набор интерфейсов (MM4, ..., MM11), предназначенных для организации мультимедийных услуг при межсетевом взаимодействии.

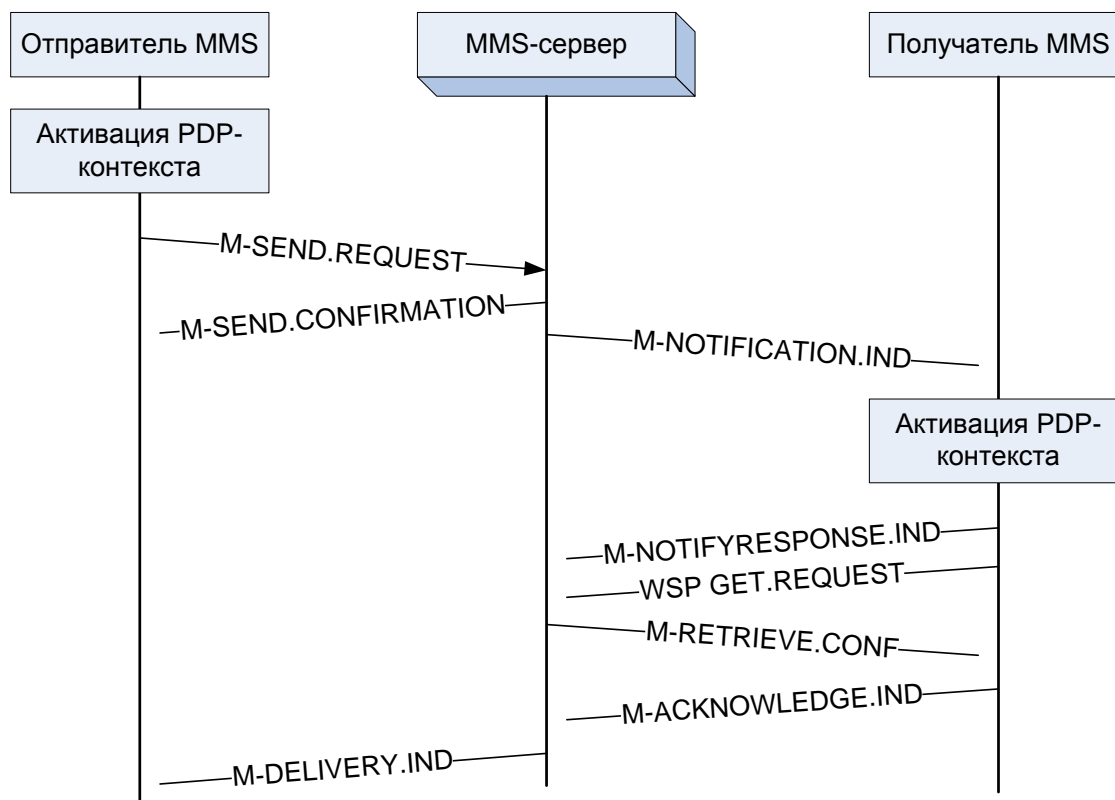


Рис. 1.19. Процесс доставки мультимедийного сообщения

Рассмотрим процесс доставки мультимедийного сообщения в простейшем случае, когда два абонента находятся в пределах одной базовой сети (рис. 1.19).

Будем считать, отправитель подготовил к пересылке мультимедийное сообщение и нажал соответствующую кнопку (SEND button pressed).

Процесс доставки сообщения начинается с запуска на MMS-сервер запросной команды

M-SEND.REQUEST,

инициирующей у отправителя процедуру активизации PDP-контента, и в случае успешной активизации отправитель получает подтверждение

M-SEND.CONFIRMATION

о том, что мультимедийная услуга записана в буфере MMS-сервера.

Далее запускается процедура извещения получателя о посылке ему сообщения: ему высылается команда

M-NOTIFICATION.INDICATION,

запускающая активизацию PDP-контента получателя, и в случае её успеха получатель отправляет в MMS-сервер подтверждающее сообщение

M-NOTIFYRESPONSE.INDICATION,

также запускаемая командой

WSP GET.REQUEST

механизм работы транспортного WSP-протокола, информируя при этом MMS-сервер о характеристиках своего пользовательского агента.

После этого происходит передача мультимедийного сообщения получателю, о чём он информируется командой

M-RETRIEVE.CONFIRMATION,

за которой следует подтверждение прочтения командой

M-ACKNOWLEDGE.INDICATION,

отсылкой её отправителем на MMS-сервер и, далее — отправителю командой

M-DELIVERY.INDICATION.

Для ускорения доставки мультимедийных услуг желательно, чтобы обе стороны находились в состоянии постоянного логического соединения с базовой сетью, имея активизированные IP-адреса. Такое состояние называется состоянием постоянной готовности (always on).

1.4.4. МУЛЬТИМЕДИЙНОЕ ВЕЩАНИЕ

Рассмотренная выше услуга передачи мультимедийных сообщений реализует двухточечную (PTP, point-to-point) модель организации связи в отличие от модели “точка — много точек” (PTM, point-to-multipoint) вещательных услуг, когда пакеты данных от одного источника перелаются одновременно нескольким пользователям, объеди-

нённым в специальную вещательную группу. Вещание услуг оказывается эффективным и оправданным в том случае, когда большая группа пользователей заинтересована в получении идентичного содержания (контента) услуги, как, например, при мобильном телевизионном вещании, причём эффективность вещания повышается не только в беспроводной инфраструктуре, но также затрагивает и базовую сеть.

Отметим, что вещательные услуги, в том числе, для мобильных пользователей, могут быть обеспечены посредством независимых вещательных сетей, таких как DVB-H (Digital Video Broadcast Handheld) или DMБ (Digital Multimedia Broadcast), которые функционируют (при наличии специализированных ПТ) совместно с сотовыми сетями мобильной связи.

Предоставление услуг вещания осуществляется в соответствующей *зоне вещания* (ВА, Broadcast Area), т. е. части области покрытия сотовой сети, которая в предельном случае может совпадать со всей территорией покрытия. Источником (провайдером) вещательных услуг может быть как сама сотовая сеть, так и независимый провайдер.

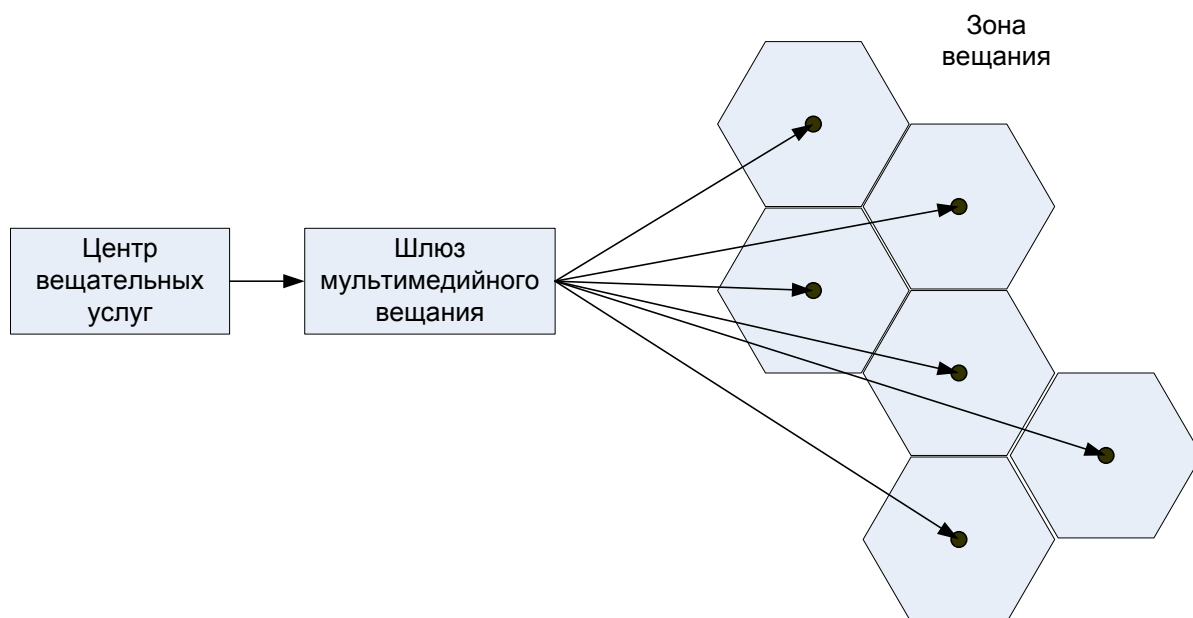


Рис. 1.20. Упрощённая структурная схема организации вещательных услуг

Архитектура и особенности сети LTE с возможностью предоставления вещательных услуг описаны в спецификации TS 23.246, а протоколы и форматы представления таких услуг — в спецификации TS 26.346.

На рис. 1.20 представлена упрощённая структурная схема организации вещательных услуг. Связь между сетью и провайдером осуществляется через *центр вещательных услуг* ((e)BM-SC, Evolved Broadcast Multicast Service Center), пакеты данных от которого поступают в *шлюз мультимедийного вещания* ((e)MBMS Gateway, MBMS-шлюз) и далее — на БС, находящиеся в зоне вещания. Понятно, что необходима адаптация потоков данных, направляемых в вещательные услуги, приведением их в соответствие с возможностью радиосети. Услуги мультимедийного вещания передаются в нисходящем групповом управляющем канале МССН (параметры физического канала, информация о доступе, наличие данной услуги в соседних сотах и др.) и групповом трафиковом канале МТСН, по которому передаётся пользовательская информация.

Спецификации определяют два режима предоставления мультимедийных вещательных услуг: обычное вещание (broadcast mode) и групповое вещание (multicast mode). В обоих режимах, где осуществляется ненаправленная, т. е. безотносительно к конкретным пользователям, передача мультимедийных данных (текст, звук, изображение, видео) по модели “точка — много точек”, обеспечивается достаточно эффективное использование сетевых радиоресурсов, поскольку данные передаются по общим каналам.

Отличие двух режимов вещания состоит в наличие либо отсутствии требований, налагаемых на пользователей, при организации доставки к ним мультимедийного контента. В режиме группового вещания существует возможность селективной доставки услуг в отдельные соты (не обязательно смежные), входящих упорядоченным образом в соответствующую *вещательную группу*, на основании предварительной подписки. Режим обычного вещания не предполагает каких-либо

определённых требований, связанных с подпиской или активацией услуг.

В отличие от услуг сотового вещания (CBS, Cell, Broadcast Service), связанных с низкоскоростной передачей информации, мультимедийное вещание изначально ориентировано на передачу данных с высокой скоростью как в потоковом режиме, так и в режиме прерывистых сеансов связи.

Также, как и для передачи обычных (невещательных) мультимедийных сообщений источником услуг мультимедийного вещания могут быть как обычные внешние интернет-серверы, так и специализированные серверы, входящие в структуру данной или соседних сетей. Для доставки сетевым пользователям вещательного контента, а также необходимой служебной информации организован ряд логических интерфейсов.

Доставка мультимедийной вещательной услуги осуществляется на основе соответствующего MBMS-контекста, формируемого в пользовательском терминале, обслуживающем шлюзе и центре вещательных услуг. В качестве примера в табл. 1.1 представлен набор наиболее важных параметров и их описание для пользовательской части MBMS-контекста.

Таблица 1.1

Параметры пользовательской части MBMS-контекста

Параметр	Описание
IP multicast address	IP-адрес группового вещания, идентифицирующий канал услуги, в котором будут объединены ПТ
APN	Имя точки доступа, на которое указывает IP-адрес группового вещания
SGW address	IP-адрес обслуживающего шлюза
TMGI	Временный идентификатор мобильной группы, ассоциированной с каналом услуги
Linked NSAPI	Идентификатор точки доступа PDP-контекста

Параметр	Описание
IMSI	Международный идентификатор мобильного абонента
TI	Идентификатор транзакции
MBMS_NSAPI	Идентификатор точки доступа к услуге на сетевом уровне
Additional MBMS Trace Info	Дополнительная информация, требуемая для установки соединения
Trace Reference	Определяет запись или набор записей для конкретного соединения
Trace Type	Определяет тип соединения
Trigger Id	Определяет сетевой блок, который инициирует соединение

Для обмена информацией между центром вещательных услуг и MBMS-шлюзом (рис. 1.21) определены SGmb-интерфейс¹ (обмен служебной информацией) и SGi-mb-интерфейс (доставка пользовательской информации). Обмен служебной информацией между БУМ и MBMS-шлюзом осуществляется через Sm-интерфейс; между MBMS-шлюзом и обслуживающим шлюзом — через Sn-интерфейс.

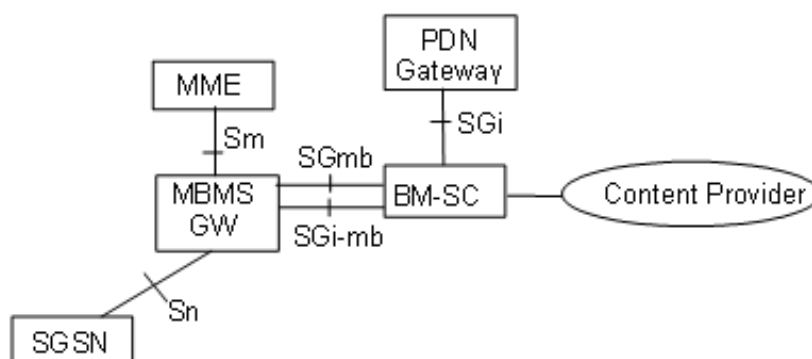


Рис. 1.21. Архитектура сети LTE с возможностью мультимедийного вещания

¹ Символы mb в названии интерфейсов подчёркивают его принадлежность к организации услуг мультимедийного вещания.

В зависимости от использования и способа доставки услуги мультимедийного вещания они классифицируются на четыре типа.

- *Потоковые услуги (streaming service)*, представляющие собой непрерывный поток данных, являются базовыми услугами мультимедийного вещания.

- *Услуги по загрузке файлов.*

- *Карусельные (carousel) услуги*, являющиеся комбинацией части потоковых услуг (текст и неподвижные изображения) и услуг по загрузке файлов.

- *Телевизионные услуги*, состоящие из синхронизированных потоков звука и изображения.

Пользование вещательной услуги в режиме группового вещания связано с последовательным осуществлением следующих процедур:

- подписка на услугу;
- объявление о существовании услуги;
- присоединение абонента к услуге;
- начало передачи услуги;
- уведомление абонентов о начале передачи услуги;
- передача данных, относящихся к услуге;
- отключение от услуги.

В сетях LTE, что является отличительной чертой систем мобильной связи 3-го и 4-го поколений, возможна либо односотовая (информация передаётся в пределах одной соты), либо многосотовая (информация передаётся в пределах нескольких сот) передача вещательных мультимедийных услуг. При односотовой передаче данные — индивидуальный трафик — передаются по транспортному нисходящему совместному каналу DL-SCH, на который отображаются логические каналы MTCH и MCCH, и порядок следования пакетов данных определяется базовой станцией. ПТ могут быть назначены выделенные каналы в восходящем направлении для обратной связи в виде обычных ARQ или гибридных HARQ запросов на повторение, причём передача с HARQ производится с использованием группового (свя-

занного с определённой услугой) временного идентификатора RNTI (Radio Network Temporary Identifier), скоординировано во времени по отношению к передаче по каналу МТСН.

Многосотовая передача выделенной услуги группового мультимедийного вещания реализуется посредством одновременной передачи идентичных радиосигналов на территории нескольких сот. В этом случае логические каналы МТСН и МССН отображаются на транспортный канал МСН, обеспечивая передачу информации типа “точка — много точек”. Такой режим передачи принято называть *одночастотной групповой вещательной сетью* MBSFN (Multicast Broadcast Single Frequency Network).

1.4.5. ПОТОКОВОЕ ВИДЕО

При предоставлении услуги потокового видео, например, как части услуги мультимедийного вещания, соответствующий сервер устанавливает связь с мобильным пользователем, передавая информацию с той скоростью, которая необходима для непрерывного воспроизведения видео в декодере. Такая скорость определяется различными факторами: алгоритмами видеосжатия, цветовой глубиной (т. е. числом воспроизводимых цветов), размером экрана ПТ, разрешением, временем задержки и др. При этом результат должен быть воспроизведён на экране с задержкой, не более 1 с.

Для обеспечения передачи потоковое видео в сетях 3-го и 4-го поколений комиссия IETF¹ разработала ряд соответствующих протоколов: *протокол передачи потокового видео в реальном времени* RTSP (Real-Time Streaming Protocol), *транспортный протокол передачи в реальном времени* RTP (Real-Time Transport Protocol), *протокол описания сеанса* SDP (Session Description Protocol). Взаимодействие этих протоколов в целях организации услуг потокового видео представлено в спецификации TS 26.234.

¹ IETF (Internet Engineering Task Force) – рабочая группа по решению проблем интернета.

Протокол RTSP является клиент-серверным приложением, который на транспортном уровне использует протокол TCP. Он, как это следует из его названия, применяется для управления доставкой потока данных в режиме реального времени, позволяя организовать несколько потоков данных с определёнными характеристиками. С помощью протокола RTSP осуществляется передача управляющих команд (воспроизведение, пауза и т. п.), но не видеоданных, которые передаются с помощью протокола RTP, функционирующего поверх протокола UDP.

Протокол SDP описывает набор параметров различных потоков данных, включая скорость передачи кодированных данных и номера портов¹, используемых для соответствующих потоков, которые могут быть идентифицированы при помощи RTSP-адреса, например, при указании на медиасервер.

На рис. 1.22 показана организация передачи потокового видео между ПТ и внешним видеосервером.

Перед началом передачи услуги необходимо активизация первичного PDP-контекста, что имеет место, например, если абонент находится в состоянии постоянной готовности (always on). При активизированном первичном PDP-контексте между ПТ и видеосервером на основе протокола RTSP устанавливается сеанс обмена служебной информацией.

¹ Портом называется любое приложение, размещённое в каком-либо, например, конечном узле, что позволяет адресовать запросы к определённым файловым структурам, а также к аппаратным средствам, объединённым в одну группу единым адресом.

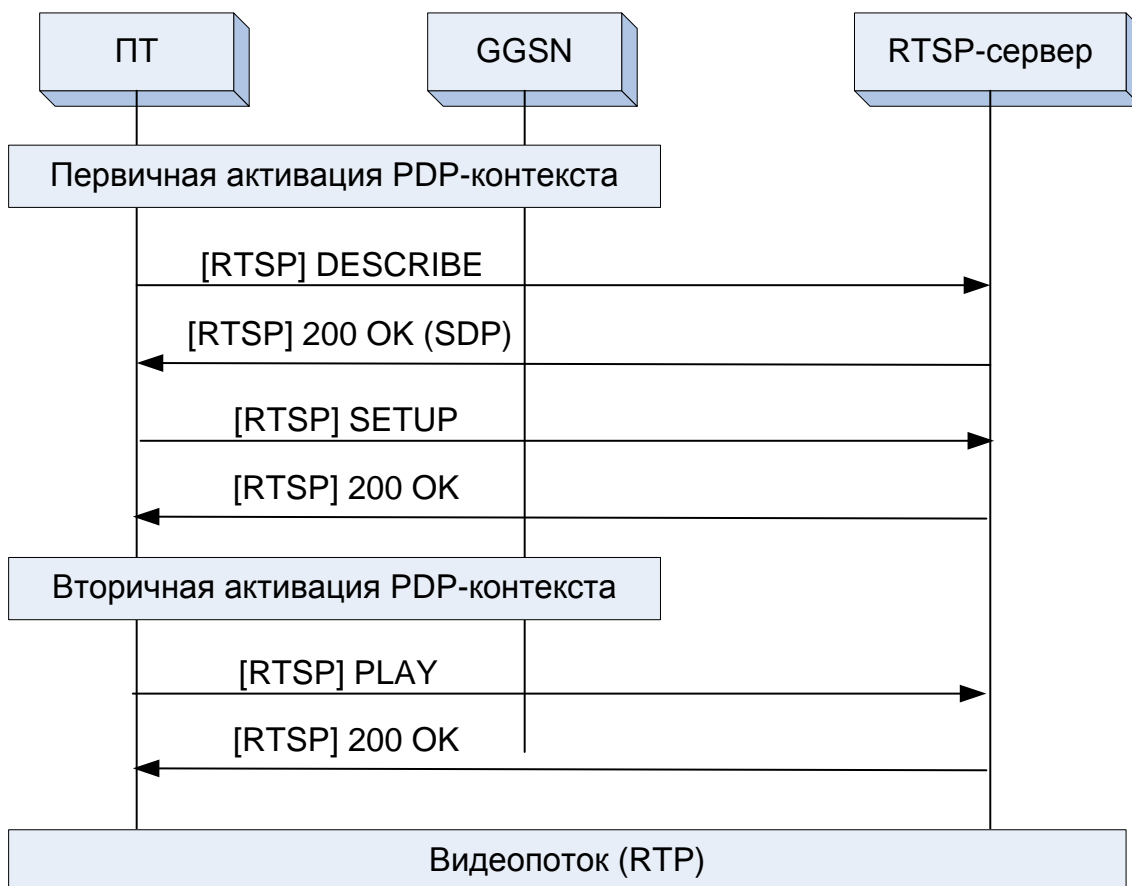


Рис. 1.22. Организация передачи потокового видео

Вначале на сервер посылается запрос **DESCRIBE**, который означает, что сервер должен предоставить информацию о запрашиваемой услуге потокового видео (параметры кодирования, номера портов и др.). Видеосервер отвечает командой **200 OK**, описывающей услугу в виде **SDP**-сообщения.

После получения ответного сообщения ПТ передаёт на сервер команду

SETUP,

в которой содержатся номера портов, через которые будет осуществлён приём потоков данных. Сервер подтверждает приём, отсылая пользователю команду

200 OK.

Далее выполняется процедура вторичной активации PDP-контекста, в ходе которой определяется ряд параметров качества обслуживания QoS, связанных с передачей потокового видео. Определение и передача QoS-параметров может быть реализована с использованием управляющего протокола передачи данных в режиме реального времени (RTCP, Real-time Transport Control Protocol). Также в ходе процедуры вторичной активации PDP-контекста сеть резервирует физические ресурсы, которые будут использованы для передачи видеопотока. По завершении процедуры активации ПТ отправляет серверу команду

PLAY,

после чего сервер высылает пользователю подтверждение и может начать передачу видеопотока с использованием протокола передачи данных в режиме реального времени (RTP, Real-time Transport Protocol).

Однако воспроизведение видео в ПТ начинается не сразу. Для компенсации разброса значений временных задержек, с которыми пользователю доставляются пакеты, на прикладном уровне реализован видеобуфер, по заполнении которого и начинается воспроизведение видео. Понятно, что при хорошем качестве обслуживания, видеобуфер должен непрерывно заполняться новыми пакетами, так чтобы воспроизведение видео выполнялось непрерывно.

1.5. КАЧЕСТВО ОБСЛУЖИВАНИЯ В СЕТЯХ LTE

Концепция системы QoS для сетей UMTS мобильной связи 3-го поколения определена в спецификации TS 23.107, и используется также для сетей LTE 4-го поколения.

При разработке и внедрении системы качества обслуживания к атрибутам такой системы предъявляются следующие общие требования.

- Количество и значения атрибутов должны быть таковы, чтобы обеспечить возможность многоуровневой градации пользователей.

- Использование механизма QoS не должно мешать политике эффективного использования радиоресурсов, независимому развитию базовой сети и сети радиодоступа.

- Все атрибуты и их комбинации должны иметь однозначно определённые значения.

Исходя из перечисленных общих требований к качеству обслуживания, в спецификациях сформулированы конкретные технические требования, касающиеся набора параметров QoS.

- Механизмы QoS функционируют в рамках одноранговой (peer to peer) модели организации связи в границах “пользовательский терминал — сетевой шлюз”, обеспечивая взаимно-однозначное отображение между сетевыми услугами и внешними приложениями.

- Управление качеством обслуживания осуществляется на основе конечного, по возможности, минимального набора параметров QoS, поддерживающих эффективное использование радиоресурсов, а также асимметричное функционирование сквозных каналов.

- Методы управления QoS реализуются на основе последовательных сессий, применительно к пакетной передаче данных, в том числе, к мультиточковой передаче, когда несколько различных потоков имеют один и тот же адрес.

- Сетевые ухудшения и усложнения, вызванные внедрением системы качества обслуживания, должны быть по возможности минимизированы, также, как и количество дополнительной информации, хранимой и передаваемой в сети.

- Пользовательские приложения должны иметь возможность индикации значений QoS при передаче данных в различных сетевых узлах.

- Система качества обслуживания должна быть динамической, позволяющей изменять параметры QoS в течение активной сессии.

Рассмотрим архитектуру системы качества обслуживания и передачу услуг в рамках такой системы, рассматривая, для определённости, случай, когда связь осуществляется между конечным оборудо-

ванием (ОО), подключённым к пользовательскому терминалу мобильной сети, и терминальным оборудованием, расположенным во внешней пакетной сети (рис. 1.23).

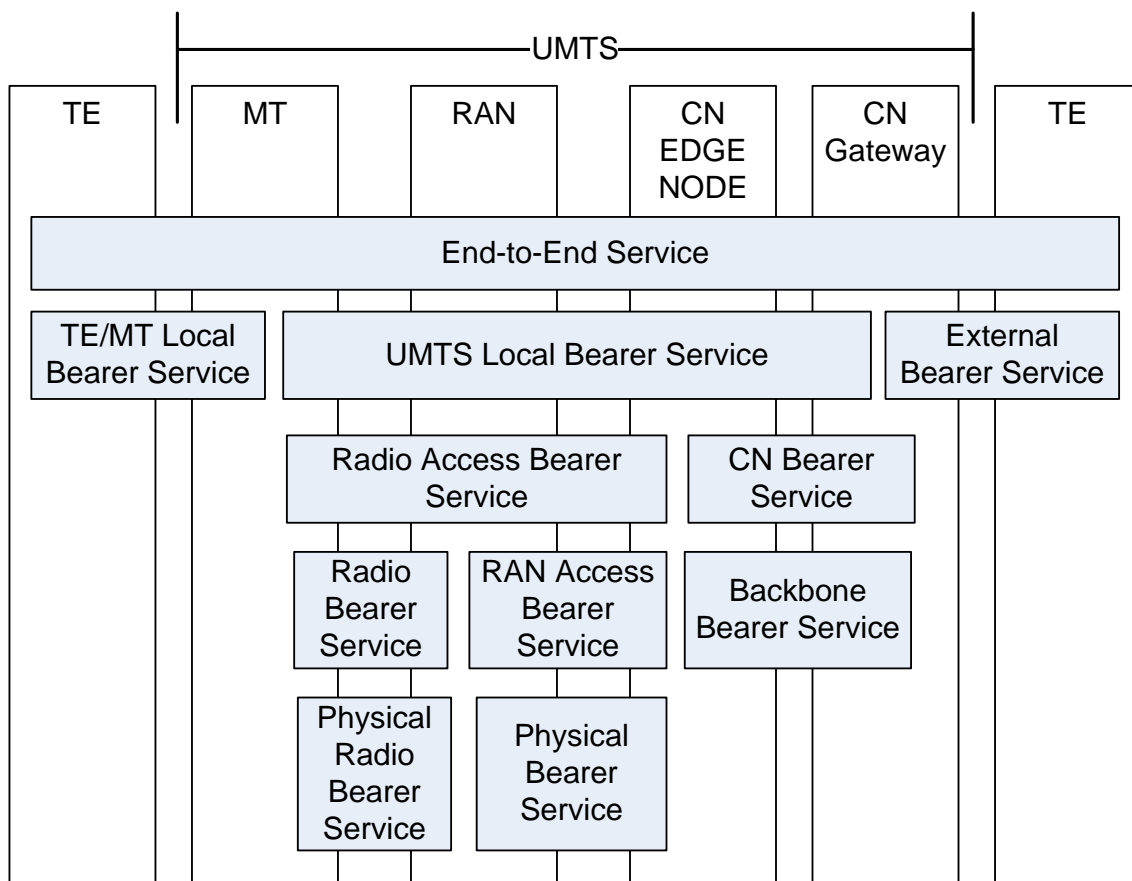


Рис. 1.23. Архитектура системы качества обслуживания

Аналогично понятию сквозного канала (рис. 1.7) вводится понятие *сквозной услуги* (end-to-end service) как последовательность действий между двумя оконечными пользователями и, соответственно, частей услуг — по их отношению к определённым сетевым составляющим: в локальном канале “оконечное оборудование — пользовательский терминал” (Terminal Equipment / Mobile Terminal local Bearer Service), в канале сети LTE (LTE Bearer Service), во внешнем канале (External Bearer Service). Таким образом, возникает многоуровневое взаимодействие при передаче услуги в различных сетевых узлах и на различных уровнях.

Передача услуги по сети LTE рассматривается, в соответствии с сетевой архитектурой, отдельно в сети радиодоступа (Radio Access Bearer Service), где обеспечивается конфиденциальная передача пользовательских данных либо с заранее выбранным либо установленным по умолчанию уровнем качества обслуживания, и в базовой пакетной сети (Core Network Bearer Service), также могущей поддерживать различное качество обслуживания..

Услугу в сети радиодоступа реализуют двумя частями: в радиоканале (Radio Bearer Service) и в механизме радиодоступа (Access Bearer Service). Реализация услуги в радиоканале содержит все аспекты, касающиеся передачи данных по радиоинтерфейсу, включая сегментацию и повторную сборку пользовательских пакетов. Кроме того, на физическом уровне (Physical Radio Bearer Service) производится управление подпотокom пользовательских данных. Механизм радиодоступа обеспечивает на физическом уровне (Physical Bearer Service) передачу данных между сетью радиодоступа и базовой сетью.

Наконец, прохождение услуги в “магистральном” канале (Backbone Network Bearer Service) рассматривается в функциональной совокупности Уровней 1 и 2 и назначенными требованиями качества обслуживания.

Перечислим и кратко опишем основные функции сети LTE, относящиеся к управлению качеством обслуживания. В пользовательской плоскости такие функции направлены на поддержку пользовательского трафика и сигнализации с определёнными ограничениями, установленными параметрами QoS.

Функция отображения (MF, Mapping Function) обеспечивает наделение каждого предназначенного для передачи пакета данных соответствующими параметрами QoS.

Функция классификации (CF, Classification Function) предназначена для выставления пакетам данных параметров QoS, предназначенных для определённого ПТ, в том случае, если для этого ПТ в сети установлено несколько каналов передачи услуг.

Функция управления ресурсами (RMF, Resource Manager Function) распределяет доступные ресурсы между услугами в соответствии с параметрами QoS.

Функция согласования (очистки) трафика (TCF, Traffic Conditioner Function) обеспечивает согласование между потоком пользовательских данных и установленным уровнем качества обслуживания. Те пакеты данных, которые не соответствуют выставленным параметрам QoS, будут отброшены или помечены как несоответствующие для последующего отбрасывания после накопления.

На рис. 1.24 показано взаимодействие функций управления качеством обслуживания в пользовательской плоскости.

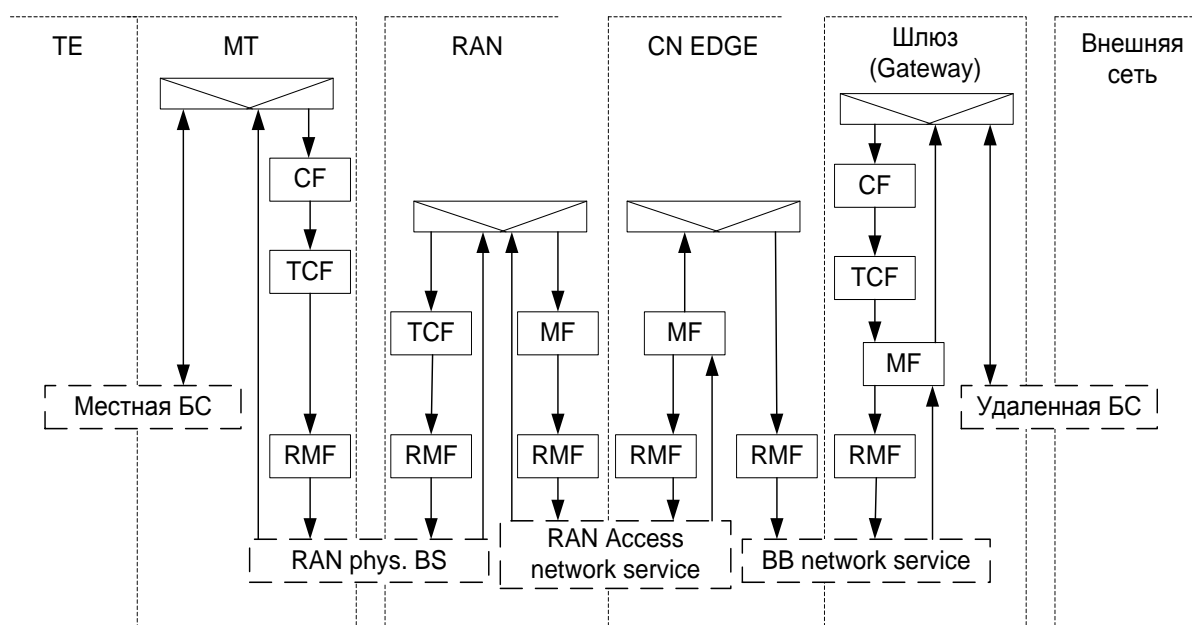


Рис. 1.24. Функции управления качеством обслуживания в пользовательской плоскости

Функция классификации, реализованная в ПТ и СШ, назначает пакеты данных, полученным из внешнего (или локального) канала в услугу сети LTE с соответствующими параметрами QoS. Функция согласования трафика, при необходимости, обеспечивает согласование пользовательского потока в восходящем (в ПТ) и нисходящем (в СШ) направлениях с установленными параметрами QoS. Далее, функция

отображения снабжает каждый пакет данных специальным QoS-индикатором, отправляя того в путь по сети, что требует выделения соответствующих ресурсов — за это ответственна функция управления ресурсами, реализованная в каждом сетевом узле.

В плоскости управления, как обычно, сосредоточены функции, необходимые для реализации механизмов управления и контроля.

Функция управления услугами (SMF, Service Manager Function) является координирующей функцией при установке, модифицировании и управлении услугами, а также управляющей для функций управления качеством обслуживания в пользовательской плоскости.

Трансляционная функция (TF, Translation Function) преобразует внутренние примитивы услуг сети LTE в модули различных протоколов взаимодействующих внешних сетей, включая преобразования атрибутов услуг сети LTE в параметры QoS протоколов внешних сетей.

Функция управления возможностями (A/CCF, Admission / Capability Control Function) обеспечивает информацией обо всех возможных ресурсах сетевых узлов, определяя при каждом запросе (или модифицировании) услуги, могут ли сетевые узлы обеспечить требуемые ресурсы. Данная функция также контролирует возможность предоставления самой услуги, т.е. реализована ли в сети запрашиваемая услуга.

Функция управления подпиской (SCF, Subscription Control Function) обеспечивает контроль доступности абонентов на пользование различными услугами с требуемыми параметрами QoS.

Взаимодействие функций управления качеством обслуживания в плоскости управления показано на рис. 1.25.

Трансляционная функция, действующая в ПТ и СШ, преобразует служебную информацию, связанную с внешней услугой, в примитивы внутренней услуги, включая и атрибуты услуги.

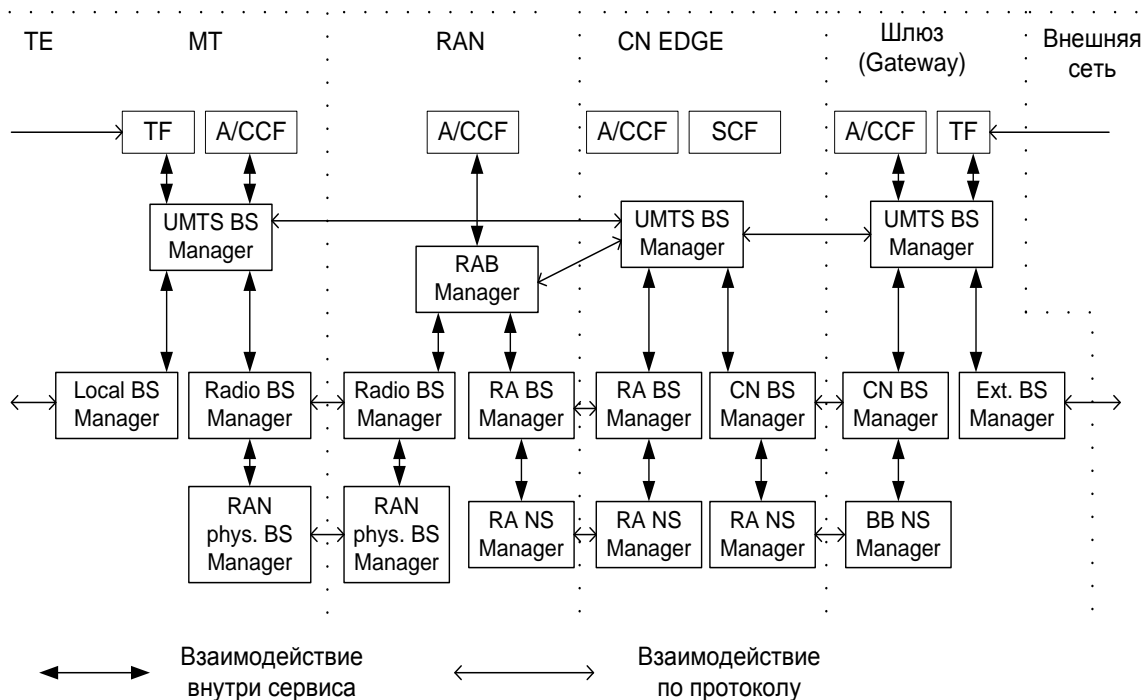


Рис. 1.25. Функции управления качеством обслуживания в плоскости управления

Функция управления услугой, локализованная в ПТ, СШ и базовой сети (т. е. соответствующий подфункции), с помощью трансляционной функции устанавливает или модифицирует услугу, используя при этом связанные с ней функцию управления возможностями, с целью выяснения наличия требуемых для данной услуги ресурсов, и функцию управления подпиской, для определения прав пользователя на эту услугу.

Концепция предоставления услуг предполагает наличие четырёх классов качества обслуживания, называемых также *трафиковыми классами*:

- голосовой (разговорный);
- потоковый;
- интерактивный;
- фоновый.

Главным различием между названными классами является чувствительность к задержкам: наиболее чувствительным является голосовой трафик, наименее чувствительным — фоновый трафик. Голосо-

вой и потоковый классы предназначены для использования в реальном масштабе времени. Интерактивный и фоновый классы используются для традиционных интернет-приложений: интернет-навигация, электронная почта, удалённая связь и др. При этом трафик интерактивного класса имеет более высокий приоритет, чем трафик фонового класса. Кратко рассмотрим особенности услуг различных классов.

Наиболее часто используемым видом услуг голосового класса является телефонная речь, причём, если в стандартах первого и второго поколений, например, традиционных сетях GSM, передача речи осуществлялась посредством канальной коммутации, то, как уже говорилось выше, в современных системах сотовой связи речь передаётся пакетным способом (VoIP, Voice over IP), в том числе, как составляющая видеообщения. При этом трафик является симметричным (или почти симметричным). Особенности человеческого слуха и зрения при осуществлении сеанса связи в реальном времени предъявляют достаточно жёсткие требования к качеству речевого потока. Фундаментальными характеристиками QoS в данном случае являются фиксированная, по возможности, минимальная временная задержка между отдельными речевыми пакетами в общем речевом потоке, а также жёстко фиксированная структура речевых пакетов. Субъективные оценки восприятия речи показывают, что сквозная задержка речи не должна превышать 400 мс — в противном случае разговор становится практически невозможным.

Основным речевым кодеком, используемым для передачи речи в сетях 3-го поколения является AMR (Adaptive Multi Rate) кодек; по видимому, он же, либо его модификации, будет использоваться и в сетях LTE.

AMR кодек — это единый интегрированный речевой кодек с семью исходными скоростями: 12,2 (GSM-EFR); 10,2; 7,40 (IS-641); 6,70 (PDS-EFR); 5,90; 5,15 и 4,75 Кбит/с. Скорости передачи управляются сетью радиодоступа и не зависят от речевой активности. Для облегчения совместимости с существующими сотовыми системами

некоторые из режимов выбраны такими же, что и у существующих сотовых сетей. Речевой кодек AMR со скоростью передачи 12,2 Кбит/с соответствует кодеку EFR в GSM, со скоростью передачи 7,4 Кбит/с — кодеку US-TDMA, а со скоростью передачи 6,7 Кбит/с — кодеку PDS. Речевой кодер AMR может по команде переключать скорость передачи данных в каждом речевом кадре длительностью 20 мс, что соответствует 160 отсчетам при частоте дискретизации 8 кГц. Для переключения режима AMR выбраны два способа: управление по каналам сети или с использованием выделенного канала.

Схема режимов многоскоростного кодирования представляет собой так называемый *алгебраический метод кодирования и линейного предсказания* (ACELP, Algebraic Code Excited Linear Prediction). Многоскоростной кодек ACELP обозначается MR-ACELP. За каждые 20 мс речевой сигнал анализируется для извлечения параметров модели CELP (коэффициентов фильтра с линейным предсказанием, адаптивных и фиксированных составляющих вектора возбуждения и их коэффициентов). Биты с параметрами речи, переданные кодирующим устройством речи, перераспределяются в соответствии с их субъективной важностью перед тем, как они передаются по сети. Перераспределенные биты затем сортируются с учетом их восприимчивости к ошибкам и делятся на три класса по их важности: А, В и С. Класс А является наиболее уязвимым, и в радиointерфейсе используется самое мощное канальное кодирование для битов класса А.

Схожие требования по задержке информации имеет видеотелефонная связь, однако вследствие применения сжатия видеoinформации требования к относительному уровню ошибок здесь более строгие, чем для передачи речи. В сетях UMTS определено, что для видеотелефонной связи по соединительным линиям с коммутацией каналов должны использоваться Рекомендации ITU H324M. В настоящее время имеется два подходящих варианта для систем видеотелефонной связи с коммутацией каналов: ITUI Rec. H.323 и IETF SIP.

Примерами услуг потокового класса, характеризующихся ярко выраженной однонаправленностью, является просмотр видео или прослушивание звукового приложения в реальном времени. Для таких услуг также характерна фиксированная временная задержка между отдельными потоками звуковых или видеоданных, однако какие-либо требования на минимальную временную задержку отсутствуют. Поточные технологии становятся все более важными с развитием интернета, так как большинство пользователей (пока) не имеют доступа с достаточно высокой скоростью для того, чтобы быстро перегружать большие мультимедийные файлы. При использовании потоковых услуг клиентские программы просмотра — браузеры или интегрированные программные модули могут начать отображение данных до того, как передан весь файл.

Для успешной реализации потоковой услуги принимающий ПТ (точнее, реализованное в нём программно-аппаратное обеспечение), должен обладать способностью собирать, обрабатывать и посылать данные в виде устойчивого потока согласно алгоритмам, реализованным в прикладных программах. Такие потоковые приложения, как уже было сказано, являются весьма асимметричными и, поэтому, способны выдерживать более длительную задержку, чем симметричные диалоговые системы. Это означает также, что они допускают большую переменную задержку — так называемый *джиттер*, который легко сглаживается с помощью буферизации.

Услуги интерактивного класса предназначены для восприятия как человеком, так и неодушевлёнными механизмами и связаны с получением данных от удалённого оборудования. Примерами таких услуг являются интернет-навигация, поиск в базе данных, услуги доступа, а также различные механизмы машинного взаимодействия. Интерактивный класс характеризуется наличием услуг типа “запрос — ответ”, а также транспарентной (прозрачной) передачей содержимого пакетов данных. При этом ключевым параметром здесь является задержка, связанная с подтверждением приёма.

Примером интерактивной услуги является компьютерная игра в интерактивном режиме. Однако, в зависимости от характера игры, т. е. насколько активно ведется передача данных, может оказаться так, что такую игру можно отнести и к речевому классу, исходя из требований к максимальной сквозной задержке.

Наконец, услуги фонового класса типичны при обеспечении связи между различными механизмами: электронная почта, приём отчетов об измерениях, автоматическое заполнение баз данных и т. п. Главной особенностью таких услуг является то, что в них, как правило, используются данные с практически неограниченным временем существования, т. е. в месте назначения не ожидают поступления данных в определенное время. Другая особенность состоит в том, что нет необходимости содержимое пакетов передавать прозрачным образом — они просто должны быть приняты без ошибок. Одним из примеров услуг фонового класса, которые постепенно получают все большее и большее распространение, служат электронные почтовые открытки. Считается, что как только в терминалах появятся встроенные фотокамеры и большие цветные дисплеи, так сразу произойдет скачок в применении электронных почтовых открыток.

Итак, существуют сетевые услуги различных классов, которые необходимо дополнительно атрибутировать в системе качества обслуживания. Перечислим список параметров QoS, по которым осуществляется относительная градация пользователей.

1. *Трафиковый класс* (голосовой, потоковый, интерактивный, фоновый).

2. *Максимальная скорость передачи данных* (в Кбит/с). Данный параметр определяет максимальное число бит, доставляемых сетью LTE (или в сеть LTE) за определённые интервалы времени.

3. *Гарантированная скорость передачи данных* (в Кбит/с) определяет гарантированное число бит, доставляемых сетью за определённые интервалы времени.

4. *Порядок доставки* (Да / Нет). Параметр, показывающий, обеспечивает ли сквозной канал последовательную доставку пакетов данных или нет. Фактически данный параметр показывает отличие протокола передачи данных от пользовательского PDP-протокола.

5. *Максимальный размер (в байтах) пакетов данных, переносящих содержимое услуги* (SDU, Service Data Unit). Данный параметр следует отличать от параметра MTU (Maximum Transfer Unit), используемого в IP-протоколе.

6. *Информация (в битах) о формате пакетов данных, переносящих содержимое услуги*, необходимая в сети радиодоступа в целях обеспечения функционирования RLC-протокола в прозрачном режиме.

7. *Относительный уровень ошибочно переданных пакетов данных, переносящих содержимое услуги*. Параметр используется для выбора надлежащей схемы (модуляции / кодирования) передачи данных по сети радиодоступа.

8. *Остаточный коэффициент ошибок*, отражающий число ошибочно переданных бит в доставленных пакетах данных, переносящих содержимое услуги. Также используется для выбора надлежащей схемы (модуляции / кодирования) передачи данных по сети радиодоступа.

9. *Возможность доставки искажённых пакетов данных, переносящих содержимое услуги* (Да / Нет). Параметр используется при принятии решений о пересылке искажённых пакетов данных.

10. *Задержка передачи* (в мс) определяет допустимое отклонение значения задержки в сети радиодоступа от общего времени задержки в сквозном канале среди 95% значений задержек доставленных пакетов данных в течение времени существования всей услуги.

11. *Приоритет в управлении трафиком* отражает относительную важность рассматриваемого потока данных по сравнению с другими потоками. Параметр применяется к услугам интерактивного класса, позволяя вести диспетчеризацию трафика.

12. *Назначение / снятие приоритета.* Используется для выявления приоритетных различий между каналами передачи услуг, когда выполняются операции по назначению и снятию каналов в условиях ограниченности ресурсов.

13. *Статистический дескриптор источника* (речевой / неизвестный). Разговорная речь имеет хорошо известные статистические параметры. Поэтому, в целях информирования о том, что пакеты данных имеют речевую природу, этот факт может быть экспериментально (на основе подсчёта) обнаружен в различных точках.

14. *Индикатор служебной информации* (Да / Нет), определённые только для услуг интерактивного класса, показывает природу информации (служебная или пользовательская) в принятых пакетах. Если индикатор установлен в значение 'Да', то ПТ должен установить в '1' приоритет управления трафиком. Данный параметр является дополнительным в системе качества обслуживания.

15. *Выделенное назначение / снятие приоритета* — “усиленный” параметр назначения / снятия приоритета, содержащий увеличенный диапазон уровней приоритета, а также дополнительную информацию о возможности преимущественного занятия канала и преимущественной степени защищённости.

В табл. 1.2 указаны диапазоны значений некоторых параметров QoS для различных классов услуг.

Таблица 1.2

Диапазоны значений параметров QoS

Параметр QoS	Голосовой класс	Потоковый класс	Интерактивный класс	Фоновый класс
Максимальная скорость передачи (Кбит/с)	256 000	256 000	256 00	256 000

Продолжение табл. 1.2

Параметр QoS	Голосовой класс	Потоковый класс	Интерактивный класс	Фоновый класс
Гарантированная скорость передачи (Кбит/с)	256 000	256 000		
Порядок доставки	Да /Нет	Да /Нет	Да /Нет	Да /Нет
Максимальный размер (в байтах) пакетов данных	1 500 или 1 502	1 500 или 1 502	1 500 или 1 502	1 500 или 1 502
Возможность доставки искажён. пакетов	Да /Нет	Да /Нет	Да /Нет	Да /Нет
Остаточный коэффициент ошибок	$5 \cdot 10^{-2}$, 10^{-2} , $5 \cdot 10^{-3}$, 10^{-3} , 10^{-4} , 10^{-5} , 10^{-6}	$5 \cdot 10^{-2}$, 10^{-2} , $5 \cdot 10^{-3}$, 10^{-3} , 10^{-4} , 10^{-5} , 10^{-6}	$4 \cdot 10^{-3}$, 10^{-5} , $6 \cdot 10^{-8}$	$4 \cdot 10^{-3}$, 10^{-5} , $6 \cdot 10^{-8}$
Задержка передачи (мс)	100 — макс. значение	300 — макс. значение		
Приоритет в управлении трафиком			1, 2, 3	
Назначение / снятие приоритета	1, 2, 3	1, 2, 3	1, 2, 3	1, 2, 3
Статистический дескриптор источника	Речевой / неизвестный	Речевой / неизвестный	Речевой / неизвестный	Речевой / неизвестный
Индикатор служебной информации			Да / Нет	

Окончание табл. 1.2

Параметр QoS	Голосовой класс	Потоковый класс	Интерактивный класс	Фоновый класс
Выделенное назначение / снятие приоритета:				
• уровень приоритета;	1...15	1...15	1...15	1...15
• преимущественное занятие канала;	Да /Нет	Да /Нет	Да /Нет	Да /Нет
• преимущественная степень защищённости	Да /Нет	Да /Нет	Да /Нет	Да /Нет

Отметим, что некоторые параметры QoS взаимно противоречивы, например, задержка и уровень ошибок в принятых пакетах, т. е., собственно, надёжность. Так, при передаче голосового трафика сквозная задержка не должна превышать 150 мс при допустимой потере информационных пакетов не более 3%. Если рассматривать потоковый трафик, то в этом случае допустимы потери информационных пакетов не более 1%, а для интерактивного трафика потери информационных пакетов вообще недопустимы — его услуги (как и услуги фонового трафика) передаются в режиме с подтверждением, и необходимость повторной передачи принятых с ошибками пакетов не позволяет измерить величину задержки.

В качестве иллюстрации укажем типичные значения параметров передачи данных, когда обеспечивается медиауслуга (звук + видео) в потоковом классе при использовании AMR (Adaptive Multi Rate) речевого кодека и MPEG-4 видеокодека, что является типичным для сетей мобильной связи 3-го и 4-го поколений.

AMR кодек:

- скорость передачи данных 4,75...12,2 Кбит/с;
- длительность кодированных речевых кадров 20 мс;
- задержка не превосходит 100 мс;
- относительный уровень битовых ошибок 10^{-2} ... 10^{-4} .
- относительный уровень кадровых ошибок 10^{-3} ;

MPEG-4 видеокодек:

- скорость передачи данных 24,0...128,0 Кбит/с;
- задержка 150...400 мс общая (между оконечными узлами), из них собственно задержка видеокодека около 200 мс;
- относительный уровень битовых ошибок 10^{-3} (ограниченное использование), 10^{-4} (некоторые видимые артефакты), 10^{-5} (небольшое ухудшение восприятия), 10^{-6} (отсутствие видимых ухудшений).

ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Перечислите основные функциональные блоки, входящие в состав сети LTE. Присутствует ли среди них контроллер радиосети?
2. Что включено в понятие управление мобильностью в беспроводных сетях?
3. Перечислите основные интерфейсы сети радиодоступа.
4. Входит ли сжатие заголовков в перечень задач базовой станции сети LTE?
5. Перечислите (под)уровни, входящие в стек протоколов плоскости управления сети LTE.
6. Отображение между какими (под)уровнями обеспечивают транспортные каналы?
7. Перечислите основные сетевые функции, выполнение которых обеспечивается на MAC-(под)уровне.
8. Чем отличаются режимы с подтверждением и без подтверждения при передаче данных на RLC-подуровне?
9. Перечислите управляющие логические каналы сети LTE. Каково их назначение?
10. Что означает автономность физических каналов PCFICH, PDCCH и PHICH. Каково их назначение?
11. Что собой представляет идентификатор GUMMEI? Для чего он используется?
12. Что такое PDP-контекст. Что означает его активизация?
13. Опишите процедуру передачи интернет-страницы. Какие возникают особенности, если это происходит в мобильной сети?
14. Что такое MBMS-контекст? Каковы его параметры?
15. Сколько существует классов обслуживания в сетях LTE? Приведите примеры услуг, относящихся к различным классам.
16. Перечислите основные параметры качества обслуживания. Каковы их значения для типичных услуг?
17. Назовите основные параметры речевого кодера AMR.

ГЛАВА 2. ФИЗИЧЕСКИЙ УРОВЕНЬ СЕТЕЙ LTE

Целью данной главы является изучение физического уровня сетей LTE. Рассматриваются виды сигналов нисходящего и восходящего направлений, структуры основных физических каналов, по которым передается пользовательский трафик и служебная информация, приводится описание процедур кодирования передаваемых данных для режимов с частотным дуплексированием. В заключительном разделе дается краткое представление о принципах построения и функционирования многоантенных систем (MIMO).

Функционирование сетей LTE может осуществляться в частотных диапазонах с различной шириной. Частотный план системы приведен в табл. П.1 Приложения. Сигналы нисходящего или восходящего направления могут занимать полосы от 1,4 до 20 МГц в зависимости от количества активных ресурсных блоков, понятие которого будет дано ниже. Границы частотного диапазона, занимаемого сигналом, всегда определяются симметрично относительно несущей частоты f_c :

$$\begin{aligned}f_{\min} &= f_c + BW_{\text{ch}} / 2; \\f_{\max} &= f_c - BW_{\text{ch}} / 2.\end{aligned}$$

Для любого частотного диапазона вводится частотная сетка с шагом 100 кГц, называемым *канальным растром*; это означает, что центральные (несущие) частоты каналов должны быть кратны 100 кГц.

Все временные значения выражаются в единицах элементарного временного интервала, равного

$$T_s = 1/(15000 \times 2048) \text{ секунд.}$$

Передача информации в восходящем и нисходящем направлениях организована в *кадрах* (radio frames) длительностью

$$T_f = 307200 \times T_s = 10 \text{ мс,}$$

которые, в свою очередь, подразделяются на более мелкие временные структуры — *слоты*. При этом возможны два типа структур кадра:

Тип 1, применяемый в режиме FDD с частотным дуплексом и Тип 2, применяемый в режиме TDD с временным дуплексом.

Структура кадра Типа 1 (рис. 2.1), применяемого как в (полно)дуплексном, так и полудуплексном FDD-режимах, предполагает деление кадра на 20 слотов, нумеруемых от нулевого до 19-го, каждый из которых имеет длительность

$$T_{\text{slot}} = 15360T_s = 0,5 \text{ мс.}$$

В пределах кадра различают *подкадры*, представляющие собой пару из двух смежных слотов; i -й подкадр содержит слоты с номерами $2i$ и $2i + 1$.

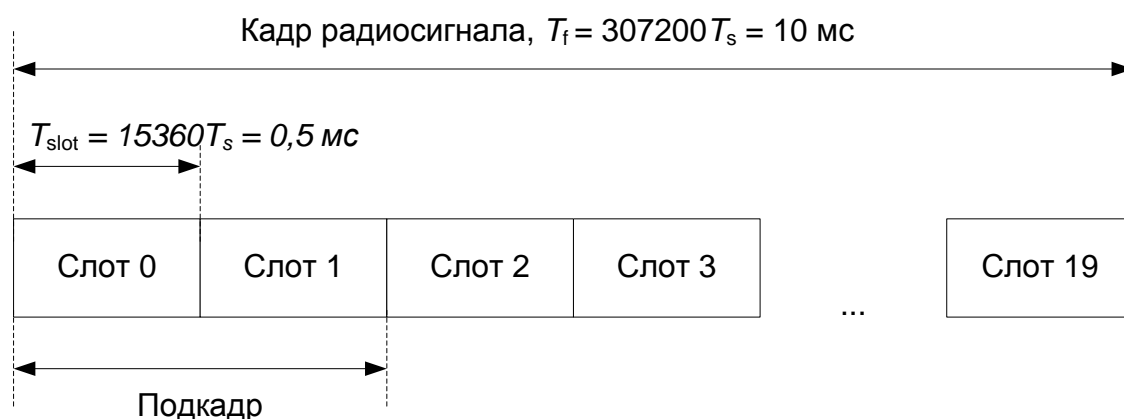


Рис. 2.1. Структура кадра Типа 1

В режимах с частотным разнесением временной ресурс в пределах кадра разделён пополам для передачи в противоположных направлениях: 10 подкадров доступны для передачи в восходящем направлении и 10 — в нисходящем. При этом, как следует из физической сущности организации FDD-режимов, физические каналы в противоположных направлениях разделены в спектральной области дуплексным расстоянием. В полудуплексном режиме физические каналы по-прежнему разделены дуплексным расстоянием, однако ПТ не может одновременно работать на приём и на передачу.

Кадры типа 2 используются при временном разнесении каналов. При этом каждый кадр (рис. 2.2) разделён на два *полукадра* (не путать

с подкадром), каждый из которых имеет длительность (hf — half-frame)

$$T_{hf} = 153600T_s = 5 \text{ мс},$$

а каждый полукадр состоит из пяти последовательных подкадров длительностью (sf — sub-frame)

$$T_{sf} = 30720T_s = 1 \text{ мс}.$$

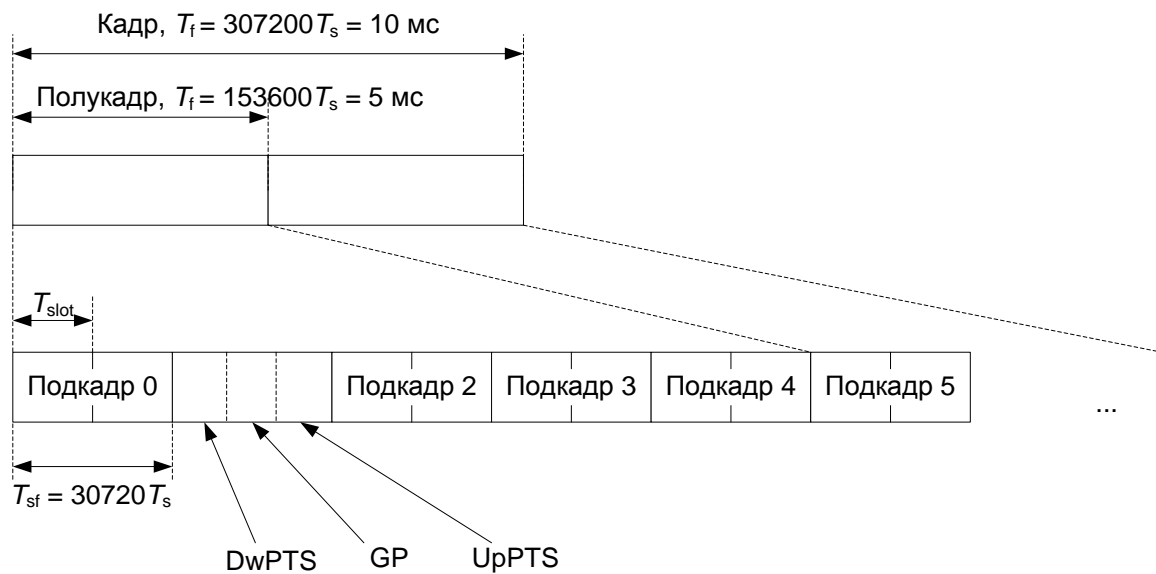


Рис. 2.2. Структура кадра Типа 2

В табл. 2.1 приведены возможные варианты конфигураций “восходящий — нисходящий”, формируемые для каждого подкадра в пределах одного кадра. Символ “D” означает, что такой подкадр зарезервирован для нисходящего направления, а символ “U” — для восходящего.

Необходимость перехода от одного направления к другому означает наличие в кадрах специальных подкадров, содержащих пилотное поле, называемое *точкой переключения*, обозначаемое в табл. 2.1 символом “S”. В этом поле выделяют специальные пилотные слоты нисходящего направления DwPTS (Downlink Pilot Time Slot) и пилотные слоты восходящего направления UpPTS (Uplink Pilot Time slot),

которые располагаются последовательно, вместе с защитным полем GP (Guard Period).

Таблица 2.1

Варианты конфигураций “восходящий — нисходящий”

Номер конфигурации	Периодичность точек переключения PTS	Номер подкадра									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 мс	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 мс	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 мс	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 мс	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 мс	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 мс	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 мс	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

Ниже в табл. 2.2 и 2.3 представлены значения длительности полей DwPTS и UpPTS в различных конфигурациях, когда в нисходящем направлении используется нормальный или расширенный циклические префиксы (ЦП). При этом общая длительность точки переключения (DwPTS, GP, UpPTS) в любой конфигурации составляет

$$30720T_s = 1 \text{ мс.}$$

Таблица 2.2

Варианты конфигурации специальных подкадров с нормальным ЦП в нисходящем направлении

Номер конфигурации подкадра	Длительность DwPTS	Длительность UpPTS	
		Нормальный ЦП в восходящем канале	Расширенный ЦП в восходящем канале
0	$6592T_s$	$2192T_s$	$2560T_s$
1	$19760T_s$		
2	$21952T_s$		
3	$24144T_s$		
4	$26336T_s$		

Окончание табл. 2.2

Номер конфигурации подкадра	Длительность DwPTS	Длительность UpPTS	
		Нормальный ЦП в восходящем канале	Расширенный ЦП в восходящем канале
5	$6592T_s$	$4384T_s$	$5120 T_s$
6	$19760T_s$		
7	$21952T_s$		
8	$24144T_s$		

Как видно из приведённых в табл. 2.1 данных, возможны конфигурации с периодичностью точек переключения 5 или 10 мс. При этом подкадры с периодичностью точек переключения в 5 мс возможны в обоих полукадрах, в то время как подкадры с периодичностью точек переключения в 10 мс возможны только в первом полукадре.

Таблица 2.3

Варианты конфигурации специальных подкадров с расширенным ЦП в нисходящем направлении

Номер конфигурации подкадра	Длительность DwPTS	Длительность UpPTS	
		Нормальный ЦП в восходящем канале	Расширенный ЦП в восходящем канале
0	$7680T_s$	$2192T_s$	$2560T_s$
1	$20480T_s$		
2	$23040T_s$		
3	$25600T_s$		
4	$7680T_s$		
5	$20480T_s$	$4384T_s$	$5120 T_s$
6	$23040T_s$		

2.1. СТРУКТУРА СИГНАЛОВ НИСХОДЯЩИХ И ВОСХОДЯЩИХ КАНАЛОВ

Рассмотрим более подробно структуру слотов. Для этого, прежде всего, обратимся к тем сигнальным технологиям, на базе которых реализован физический уровень сетей LTE: *мультиплексирование с ортогональным частотным разнесением* OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) и мультиплексирование с частотным разнесением с передачей на одной несущей SC-FDMA (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access).

2.1.1. ТЕХНОЛОГИЯ OFDM

Основной целью использования технологии OFDM является устранение влияния помех, вызванных многолучевым распространением сигнала.

Рассмотрим типичный пример. Пусть по радиоканалу производится передача информации с символьной (бодовой) скоростью¹ 40 МБод посредством, например, двоичной фазовой манипуляции ФМ-2 на тактовом интервале $T_s = 1/40 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 25 \text{ нс}$. При этом сигналы распространяются в замкнутом пространстве, имеющем достаточное число препятствий, вызывающих переотражения (вокзал, торговый центр и т. п.). В этих условиях (рис. 2.3) прямой и отражённые лучи приходят в приёмник с относительным запаздыванием, и если разница в задержке становится сравнимой с длительностью манипуляционного символа, то начинается рост числа ошибок вплоть до полной потери информации, когда, например, два луча приходят в противофазе. Данное явление называется *межсимвольной интерференцией* (МСИ).

¹ Символьная (бодовая, манипуляционная) скорость — это число различных состояний манипуляционного параметра, например, начальной фазы, в единицу времени. Символьную скорость не следует отождествлять с информационной скоростью; эти понятия совпадают лишь для двоичной манипуляции.

Так, для рассматриваемого примера при простейшей схеме многолучевого приёма — наличия двух интерферирующих лучей — запаздывание на один тактовый интервал возникает, когда разность хода прямого и отражённого лучей составляет

$$cT_s = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с} \times 1/40 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 7,5 \text{ м},$$

что типично для большинства сценариев мобильной связи.

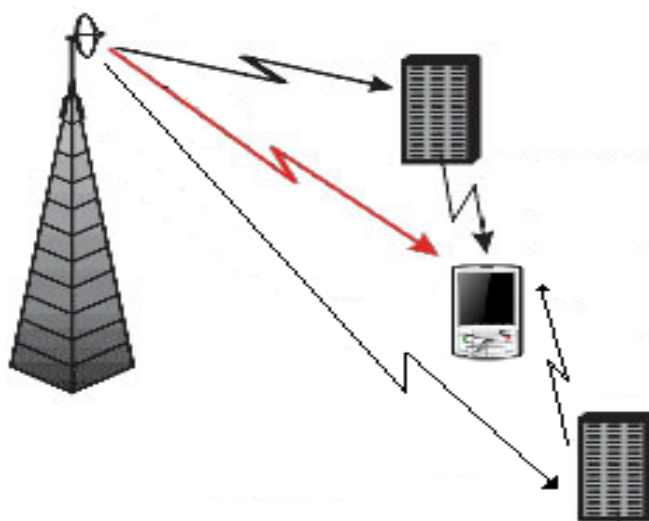


Рис. 2.3. Многолучевый приём

Очевидно, что проблема межсимвольной интерференции могла бы быть в значительной степени снижена, если бы длительность тактового интервала, т. е. длительность модуляционного символа, была бы существенно (например, на порядок) увеличена. Тогда описанная ситуация с возникновением межсимвольной интерференцией имела бы место на расстояниях $10^2 \dots 10^3$ м, что уже не так актуально для реальных сценариев. Однако простое увеличение длительности символов приводит одновременно и к снижению скорости, что неприемлемо с точки зрения обеспечения качества требуемых телекоммуникационных услуг.

Отсюда возникает идея, состоящая в том, чтобы расщепить единый высокоскоростной поток, передаваемый на одной несущей, на несколько относительно низкоскоростных потоков, передавая каждый

из них на своей поднесущей — образуется конструкция *многочастотных сигналов*. Опишем такую идею более строго.

Итак, использование традиционных одночастотных видов модуляции, когда на одной, ярко выраженной несущей частоте $\omega_0 = 2\pi f_0$ осуществляется передача данных с применением многоуровневых сигналов, является вполне оправданным в условиях, при которых можно пренебречь интерференционными эффектами, вызванными, главным образом, многолучевым распространением.

Если длительность, соответствующая передаче одного элементарного сигнала, равна T_s , то скорость передачи информации R (измеряемая в битах в секунду) составляет

$$R = \frac{\log_2 M}{T_s}, \quad (2.1)$$

где M — показатель, определяющий многопозиционность используемого ансамбля сигналов, т. е. сколько бит данных передается на одном тактовом интервале T_s .

Простейшим способом борьбы с МСИ является увеличение длительности T_s до тех пор, пока не станет выполняться условие

$$T_s \gg \tau_s,$$

где τ_s — максимальное время задержки распространения при переотражении. Тогда возможные искажения затронут лишь небольшую часть полезного сигнала (например, не более четверти), что вполне может оказаться допустимым с точки зрения снижения помехоустойчивости. Однако при таком прямом подходе оказываются ограниченными возможности по повышению скорости передачи: при фиксированном времени τ_s увеличение значения T_s в (2.1) приводит к снижению R .

Гораздо более перспективным способом борьбы с МСИ, вызванной многолучевым распространением, является отказ от использования сигналов с одной ярко выраженной несущей и использование конструкций на основе многочастотных сигналов. Наглядной иллюстрацией к построению таких конструкций служит концепция распа-

раллеливания сравнительно высокоскоростного потока данных на совокупность нескольких сравнительно низкоскоростных потоков.

Пусть B — полоса частот, занимаемая вещественным спектром $G(f)$ одночастотного сигнала, и по порядку величины это значение составляет $1/T_s$. Для определенности положим

$$B = \frac{1 + \alpha}{T_s}, \quad (2.2)$$

где α — сравнимый с единицей параметр, значение которого зависит от формы огибающей элементарного сигнала. Например, для сигналов с прямоугольной формой огибающей и при определении ширины спектра по первому нулю $\alpha = 0$. Выбор сигналов с непостоянной (скругленной) формой огибающей позволяет обеспечить $\alpha < 0$.

Будем считать, что вся полоса частот B разделена на совокупность из K непересекающихся частотных интервалов (рис. 2.4, где $K = 8$), ширина каждого из которых составляет B/K , а каждый интервал соответствует отдельному каналу передачи.

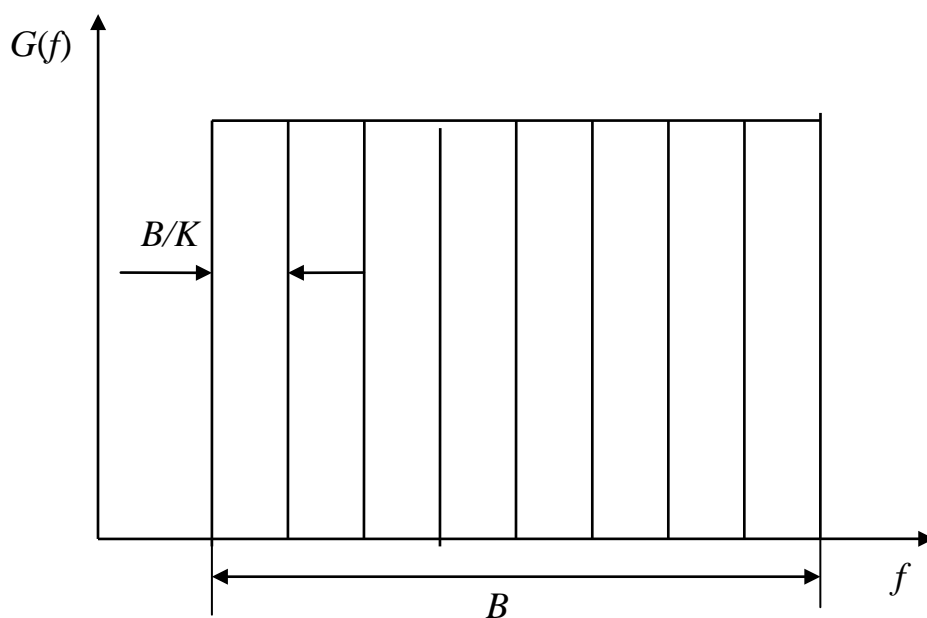


Рис. 2.4. Разделение спектра сигнала на частотные интервалы

Поскольку сужение спектра эквивалентно увеличению длительности сигнала во временной области, можно сделать вывод, что сигнал каждого канала передачи должен иметь длительность KT_s , причем спектры таких сигналов будут локализованы в частотных интервалах шириной B/K . При этом увеличение длительности происходит без влияния на ограничение скорости передачи информации, так как снижение скорости передачи в отдельном канале компенсируется увеличением числа этих каналов.

Для реализации и практического использования описанной концепции требуется удовлетворить еще одному требованию, заключающемуся в том, что отдельные каналы не должны перекрываться (как на рис. 2.4), либо имеющееся перекрывание каким-то образом должно компенсироваться — в противном случае возникнут межканальные помехи, приводящие к искажению информации.

В первом случае добиться того, чтобы спектры в различных каналах не перекрывались¹ в принципе можно, еще более увеличив длительность сигналов, соответствующих отдельным каналам, добиваясь того, чтобы уровень спектра спадал к границам интервала до заданного значения (рис. 2.5). Однако возникающие при этом потери в скорости передачи информации уже не будут компенсироваться пропорциональным увеличением числа отдельных каналов.

¹ Точнее — практически не перекрывались, ибо при использовании финитных, т. е. ограниченных во времени сигналов возникает неограниченный во времени спектр, так что теоретически наложение будет всегда.

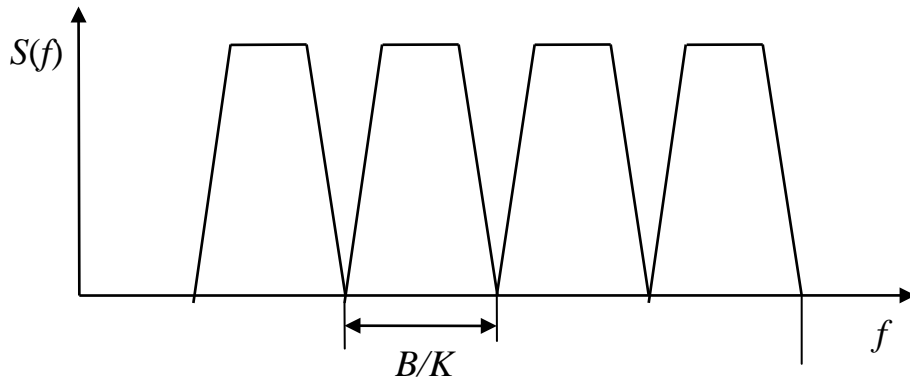


Рис. 2.5. Формирование неперекрывающихся спектров

В этой связи целесообразно пойти по другому пути, пытаясь удовлетворить требованию компенсации перекрывающихся спектров, работая с *ортогональным ансамблем сигналов*. В терминах теории сигналов [1] это означает, что скалярное произведение $\langle s_k(t), s_l(t) \rangle$ между двумя любыми различными сигналами $s_k(t)$ и $s_l(t)$ из этого ансамбля равно нулю:

$$\langle s_k(t), s_l(t) \rangle = \int_0^T s_k(t) s_l(t) dt = 0, \quad k \neq l, \quad (2.3)$$

где T — длительность сигналов.

Простейшим (и, как будет показано далее, очень просто реализуемым) ансамблем ортогональных сигналов $s_1(t), \dots, s_K(t)$ является набор отрезков гармонических колебаний с заданными значениями амплитуды A_k , начальной фазы φ_k и отличающихся друг от друга определенным частотным сдвигом:

$$s_k(t) = A_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad k = 0, \dots, K-1. \quad (2.4)$$

Для таких сигналов (2.3) имеет вид

$$\begin{aligned} \langle s_k(t), s_l(t) \rangle &= \int_0^{T_s} A_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) A_l \cos(2\pi f_l t + \varphi_l) dt = \\ &= \frac{A_k A_l}{2} \left[\frac{\sin(2\pi(f_k + f_l)T_s + \varphi_k + \varphi_l) - \sin(\varphi_k + \varphi_l)}{2\pi(f_k + f_l)} + \right. \end{aligned}$$

$$\left. + \frac{\sin(2\pi(f_k - f_l)T_s + \varphi_k - \varphi_l) - \sin(\varphi_k - \varphi_l)}{2\pi(f_k - f_l)} \right],$$

и если сумма и разность частот представляют собой целое кратное значению $1/T_s$, то скалярное произведение сигналов $s_k(t)$ и $s_l(t)$ равно нулю. Выберем $f_k = k/T_s$ тогда получим ансамбль

$$s_k(t) = A_k \cos(2\pi kt / T_s + \varphi_k), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad k = 0, \dots, K-1. \quad (2.5)$$

сигналов с ортогональным частотным разнесением, такой ансамбль принято называть OFDM-сигналом.

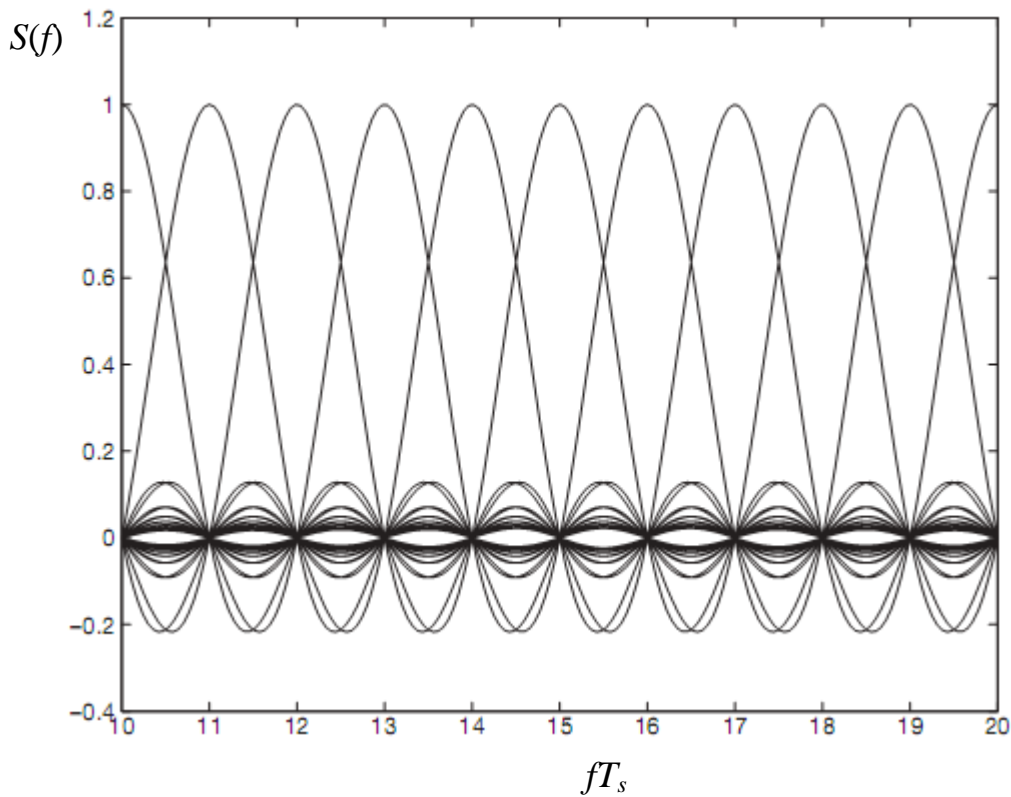


Рис. 2.6. Спектр последовательности сигналов с ортогональным разнесением

На рис. 2.6 показана “тонкая структура” спектра $S(f)$ OFDM-сигнала

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} s_k(t), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (2.6)$$

в виде спектральных составляющих, получаемых от отдельных сигналов. Видно, что в точках $f_k = k/T_s$ спектр k -го сигнала имеет максимум,

в то время как “хвосты” спектров соседних сигналов имеют нулевые значения. Подчеркнем, что значение частотного интервала $\Delta f = 1/T_s$ обеспечивает ортогональность сигналов только для прямоугольной формы огибающей. Выбор сигналов скругленной формы огибающей с таким же значением частотного интервала хотя и дает возможность получить более компактный спектр, но влечет за собой нарушение условия ортогональности и, как следствие, ухудшение помехоустойчивости.

Обратимся теперь к вопросу о практической реализации ансамбля ортогональных многочастотных сигналов.

Прямой способ формирования, вытекающий непосредственно из описания сигналов, представлен на рис. 2.7.

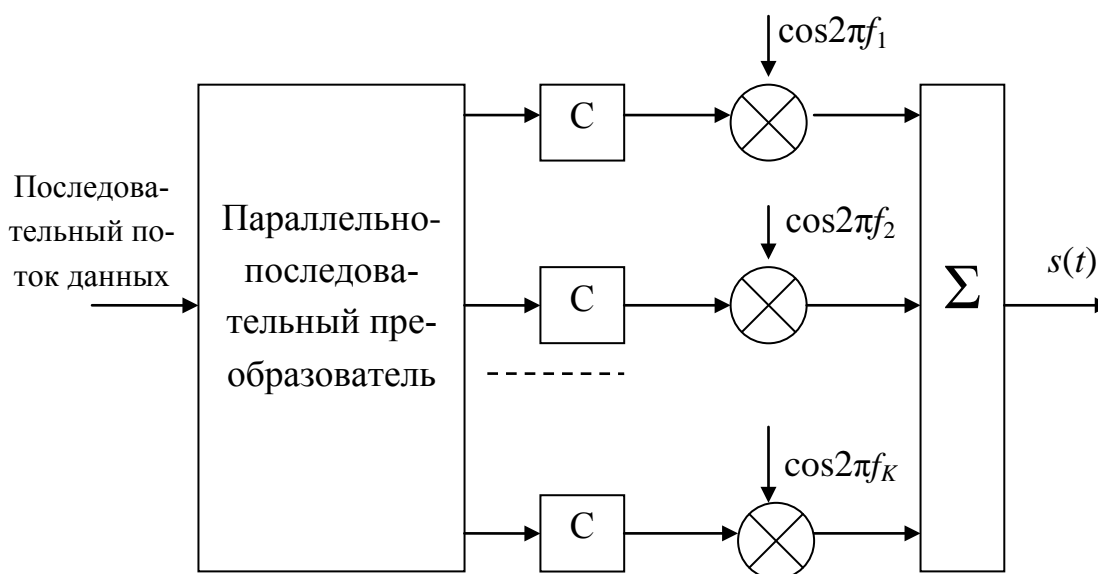


Рис. 2.7. Структурная схема прямого формирования OFDM-сигналов

Формирователь состоит из преобразователя последовательного потока данных в параллельный, синтезаторов C формы сигналов, обеспечивающих заданный вид огибающей, совокупности умножителей (преобразователей частоты), позволяющих перенести спектр сиг-

налов на заданные частоты f_1, \dots, f_K , и, наконец, сумматора Σ , на выходе которого и формируется многочастотный сигнал $s(t)$.

При всей очевидности представленного на рис. 2.7 метода формирования OFDM-сигналов следует признать его непрактичность, поскольку он предполагает одновременную работу K сфазированных генераторов, что при достаточно больших значениях K представляется бесперспективным.

Другой подход, нашедший свое практическое воплощение в современных устройствах формирования и приема сигналов, основан на использовании специальной операции цифровой обработки сигналов — *дискретного преобразования Фурье* (ДПФ, DFT — Discrete Fourier Transform).

Запишем (2.6) в комплексной форме. Для этого введем комплексный модуляционный символ $\delta_k = A_k \exp(j\varphi_k)$. Тогда OFDM-символ, построенный на основе сигналов с прямоугольной формой огибающей, можно записать в следующем виде:

$$s_{\text{sym}}(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} \delta_k \exp[j2\pi kt / T_s] \right\}, \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (2.7)$$

или, вводя комплексный OFDM-сигнал,

$$\xi_{\text{sym}}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \delta_k \exp[j2\pi kt / T_s], \quad 0 \leq t \leq T_s. \quad (2.8)$$

Таким образом, осуществляя дискретизацию OFDM-сигнала на интервале времени $[0; T_s]$ с некоторым шагом T_0 , получим в отсчетные моменты времени $t_n = nT_0$ представление OFDM-символа в виде (обратного) дискретного преобразования Фурье (ОДПФ, IDFT — Inverse Discrete Fourier Transform) K -элементной последовательности комплексных значений δ_k :

$$\xi_n \equiv \xi_{\text{sym}}(t_n) = \sum_{k=0}^{K-1} \delta_k \exp\left[\frac{j2\pi knT_0}{KT_0}\right] = \sum_{k=0}^{K-1} \delta_k \exp\left[\frac{j2\pi kn}{K}\right], \quad (2.9)$$

которое может быть эффективно (с малыми вычислительными затратами) вычислено с помощью разнообразных алгоритмов *быстрого преобразования Фурье* (БПФ).

Отметим, что алгоритмы быстрого преобразования Фурье предполагают, что число K является двоичной натуральной степенью (что, собственно, и обеспечивает возможность быстрого вычисления такого выражения), в то время как реальное количество поднесущих может оказаться не кратно двум. В этом случае вычисление БПФ производится путём формального введения в сумму нулевых слагаемых, дополняющих K до двоичной натуральной степени.

Теперь, после того, как рассмотрены базовые принципы формирования многочастотных ортогональных сигналов, рассмотрим влияние МСИ на такие сигналы.

Основной идеей, лежащей в основе борьбы с МСИ, является введение защитного интервала, являющегося частью той длительности, в пределах которой передаются данные. Применительно к рассматриваемому случаю это означает разделение длительности T_s OFDM-символа на *полезную часть* T_u и *защитный интервал* Δ . При этом, с одной стороны, в целях малых потерь в скорости передачи информации, желательно, чтобы T_u существенно превосходил Δ (например, на порядок), а с другой — защитный интервал должен быть достаточно протяженным, чтобы противодействовать МСИ.

На первый взгляд реализация такой идеи наталкивается на большие сложности ввиду того, что наличие защитного интервала может привести к искажению ортогональности элементарных сигналов. Действительно, если изначально ортогональный частотный разнос составлял $\Delta f = 1/T_s$, то после разделения T_s на T_u и Δ необходимо выбрать $\Delta f = 1/T_u$, и, например, на интервале $[-\Delta; T_s - \Delta]$ соотношение ортогональности перестает выполняться.

Преодоление указанного затруднения основано на том, что часть сигнала, передаваемая на длительности защитного интервала, является *циклическим префиксом* OFDM-символа т. е. на интервале Δ передается копия части OFDM-символа, взятая “с конца” полезного интервала (на рис. 2.8 заштрихованы части, соответствующие циклическому префиксу и той части OFDM-символа, из которой этот префикс

получен). При этом временное окно анализа составляет T_u , так что анализируется либо непосредственно полезная часть OFDM-символа (при идеальной синхронизации), либо полезная часть OFDM-символа, восстановленная с учетом циклического префикса.

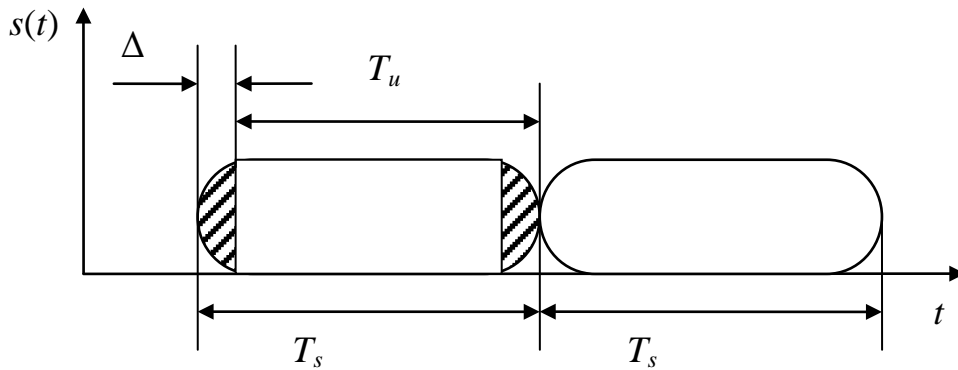


Рис. 2.8. Формирование циклического префикса

То, что вставка защитного интервала в виде циклического префикса не приводит к потере ортогональности нетрудно показать и аналитически. Действительно, для любого временного сдвига τ , лежащего в диапазоне от 0 до Δ , аналогично (2.3) имеем:

$$\begin{aligned} \langle s_k(t), s_l(t) \rangle &= \int_{-\tau}^{T_u - \tau} A_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) A_l \cos(2\pi f_l t + \varphi_l) dt = \\ &= \frac{A_k A_l}{2} \left[\frac{\sin(2\pi(f_k + f_l)(T_u - \tau) + \varphi_k + \varphi_l) - \sin(\varphi_k + \varphi_l)(-\tau)}{2\pi(f_k + f_l)} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sin(2\pi(f_k - f_l)(T_u - \tau) + \varphi_k - \varphi_l) - \sin(\varphi_k - \varphi_l)(-\tau)}{2\pi(f_k - f_l)} \right], \end{aligned}$$

и если на всем временном интервале $[-\tau; T_u - \tau]$ выполняется условие частотного разнеса $f_k - f_l = 1/T_u$, то скалярное произведение по-прежнему имеет нулевое значение.

Итак, введение в формируемую последовательность защитного интервала, например, в начале OFDM-символа, достигается добавлением к исходному блоку определенного числа G символов, так что

защищенная последовательность отсчетов ξ_n^g (g — guard, защитный) имеет вид

$$\xi_n^g \equiv \xi_{\text{sym}}^g(t_n) = \sum_{k=0}^{K-1} \delta_k \exp\left[\frac{j2\pi kn}{K}\right], \quad (n = 0, \dots, K + G - 1). \quad (2.10)$$

На рис. 2.9 показана структурная схема формирования сигнала с OFDM на основе цифровых устройств с использованием (программно или аппаратно реализованного) блока ОБПФ.

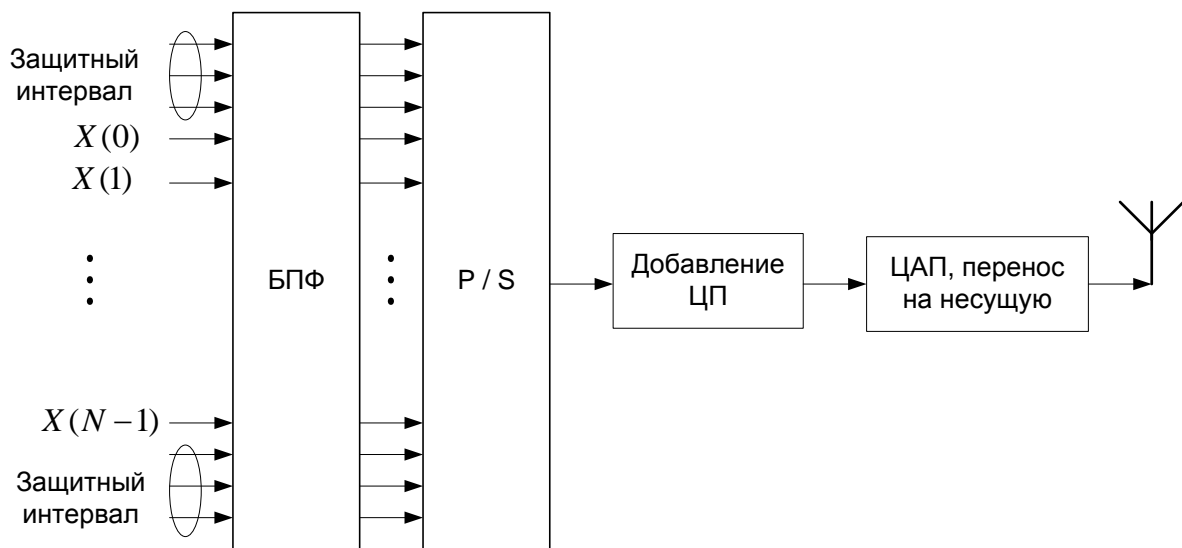


Рис. 2.9. Структурная схема прямого формирования OFDM-сигналов

N комплексных модуляционных символов δ_k (сигнальные отсчёты в частотной области), а также G “пустых” (нулевых) символов, предназначенных для защитных поднесущих, поступают параллельным образом на вход блока ОБПФ, на выходе которого образуются отсчёты ξ_n^g ($n = 0, \dots, N - 1$), представляющие собой отсчёты во временной области. После этого в пределах длительности интервала T_s к ним добавляется ещё G отсчётов последовательности $\{\xi_n^g\}$, образующие циклический префикс. Далее полученные отсчёты подаются на вход преобразователя частоты, реализующего на своём выходе высокочастотный радиосигнал. Наконец, после усиления в блоке усиления

мощности (на рис. 2.9 не показан) такой сигнал подаётся на вход антенной системы и излучается в эфир.

Операции формирования сигнала на основе блока ДПФ удобно описывать в матричной форме.

Введём матрицу \mathbf{F} размерности $K \times K$ элементов, участвующих в операциях БПФ:

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/K} & e^{-j4\pi/K} & \dots & e^{-j2\pi(K-1)/K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & e^{-j2\pi(K-2)/K} & e^{-j4\pi(K-2)/K} & \dots & e^{-j2\pi(K-1)(K-2)/K} \\ 1 & e^{-j2\pi(K-1)/K} & e^{-j4\pi(K-1)/K} & \dots & e^{-j2\pi(K-1)(K-1)/K} \end{pmatrix},$$

элементами которой являются числа

$$f_{kn} = \exp(-j2\pi kn / K), \quad k, n = 0, \dots, N-1.$$

Матрица \mathbf{F} является унитарной, т. е. для неё выполняется соотношение

$$\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{F}^H\mathbf{F} = \mathbf{I},$$

где \mathbf{I} — единичная матрица соответствующей размерности, а символ “ H ” означает операцию эрмитова сопряжения.

Напомним, что в конечномерном пространстве матрицу \mathbf{A}^H называют эрмитовосопряжённой (в честь французского математика Шарля Эрмита, Charles Hermite) к данной матрице \mathbf{A} , если она получена путём транспонирования и перехода к комплексно-сопряжённым значениям:

$$(A^H)_{ij} = A_{ji}^*.$$

Часто в литературе для обозначения операции эрмитового сопряжения употребляется знак \dagger , т. е. вместо \mathbf{A}^H пишут \mathbf{A}^\dagger .

Матрицу, равную своему эрмитову сопряжению, называют эрмитовой, или самосопряжённой. Собственные числа эрмитовой матрицы всегда вещественны, и для неё всегда существует ортонормированный базис из собственных векторов. При этом собственные векторы, соответствующие различным собственным числам, ортогональны между собой.

Из унитарности матрицы \mathbf{F} следует существование обратной к ней матрицы \mathbf{F}^{-1} , элементы которой получаются эрмитовым (сопря-

жённным) транспонированием элементов исходной матрицы \mathbf{F} . Очевидно,

$$f_{kn}^{-1} \equiv f_{kn}^H = \exp(j2\pi kn / K), \quad k, n = 0, \dots, N-1.$$

Тогда отсчёты ξ_n во временной области (без вставки защитных отсчётов) могут быть выражены через матричное произведение:

$$\xi_n = \mathbf{F}^H \delta_k, \quad k, n = 0, \dots, N-1.$$

Для формирования циклического префикса введём матрицу \mathbf{CP} размерности $(K+1) \times K$ вида

$$\mathbf{CP}_{(K+1) \times K} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{G \times (K-G)} & \mathbf{I}_G \\ & \mathbf{I}_K \end{pmatrix},$$

где \mathbf{I}_G и \mathbf{I}_K — единичные матрицы соответствующих размерностей $G \times K$ и $K \times K$, а $\mathbf{0}_{G \times (K-G)}$ — нулевая матрица указанной размерности. Теперь последовательность $\{\xi_n^g\}$, формируемую с учётом вставки защитных отсчётов, можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\xi}^g = \mathbf{CP} \xi_n &= \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{G \times (K-G)} & \mathbf{I}_G \\ & \mathbf{I}_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \xi_0 \\ \xi_1 \\ \dots \\ \xi_{K-1} \end{pmatrix} = \\ &= (\xi_{K-G} \quad \dots \quad \xi_{K-1} \quad \xi_0 \quad \dots \quad \xi_{K-1})^T. \end{aligned}$$

Последовательность $\{\xi_n^g\}$, как уже говорилось, воздействует на преобразователь частоты и далее в виде радиосигнала излучается через антенну в эфир. Распространение радиосигнала в канале связи, учитывающее ослабление, замирания и другие эффекты влияния физической среды, может быть описано результирующей частотной характеристикой канала $H(\omega)$ или, что эквивалентно, импульсной частотной характеристикой $h(t)$ некоторого эквивалентного фильтра [6, 7].

Пусть конечная импульсная характеристика содержит L отводов с коэффициентами h_0, h_1, \dots, h_L . Сформируем вектор коэффициентов отводов

$$\mathbf{h} = (h_0, h_1, \dots, h_L)^T.$$

Тогда отсчёты z_k сигнала на входе приёмного устройства могут быть выражены следующим образом:

$$z_k = \sum_{i=0}^L h_i \xi_{k-1}^g + n_k, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (2.11)$$

где n_k — отсчёты аддитивного канального шума, моделью которого, как правило, является аддитивный белый гауссовский шум, т. е. такой процесс, у которого временные отсчёты имеют гауссовское распределение, а энергетический спектр постоянен во всей области частот.

Соотношение (2.11) также можно записать на основе матричных операций с использованием матрицы

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & h_1 & h_0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ h_L & \dots & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & h_L & \dots & h_2 & h_1 & h_0 \end{pmatrix}$$

размерностью $(K+L) \times (K+L)$ в следующем виде:

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\boldsymbol{\xi}^g + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{C}\mathbf{P}\mathbf{F}\boldsymbol{\delta} + \mathbf{n},$$

где

$$\boldsymbol{\delta} = (\delta_0 \delta_1 \dots \delta_{K-1})^T$$

вектор комплексных модуляционных символов.

2.1.2. СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ С OFDM

В предыдущем разделе речь шла, главным образом, о временных характеристиках многочастотных сигналов, и их способностях противостоять вредному воздействию интерференционных помех рассматривалась во временной области. Задачей данного раздела является изучение спектральных свойств сигналов с OFDM.

Понятие спектра сигнала, несмотря на многолетние дискуссии и обилие научной и учебной литературы на данную тему, до сих пор вызывает ряд сложностей, касающихся и методик измерения различных спектральных параметров, и интерпретации требований и рекомендаций, налагаемых на спектральные параметры отечественными и международными контролирующими организациями (Государственная комиссия по радиочастотам, Международный союз электросвязи и др.). Во многом это связано с тем, что в реальной аппаратуре измеряются спектральные характеристики *отдельных реализаций* сигнала, в то время как в теоретических исследованиях, как правило, рассматривается *энергетический спектр* сигнала — характеристика, получаемая усреднением по всем реализациям. Разумеется, можно так подобрать и специальные тестовые сигналы, и параметры измерительного устройства (длительность реализации, время усреднения, форму и параметры окна усреднения и др.), чтобы спектральные характеристики, полученные по анализу отдельных реализаций, были бы близки к теоретическим. Однако в реальной работе ситуация далека от этого, и приходится предпринимать специальные меры, обеспечивающие удовлетворение заданным спектральным показателям.

Совокупность заданных значений спектральных составляющих в контрольных точках образует так называемую *спектральную маску*, и одной из задач разработчиков передающей аппаратуры является гарантированный *не выход* спектральных составляющих вещательного сигнала за пределы спектральной маски.

Рассмотрим, прежде всего, теоретические характеристики много-частотных сигналов.

Как известно, энергетический спектр $G(\omega)$ сигнала определяется как предельное соотношение (по времени наблюдения) средней спектральной плотности мощности отдельных усеченных реализаций [1]:

$$G(\omega) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \left\{ \mathbf{E} \left[|S_{\tau}(\omega)|^2 \right] \right\}, \quad (2.12)$$

где $S_\tau(\omega)$ — преобразование Фурье усеченной, рассматриваемой на интервале времени $[0; \tau]$ реализации $s_\tau(t)$, а символ E обозначает операцию математического ожидания, т. е. усреднения по ансамблю реализаций.

Понятно, что величина $G(\omega)$, определяемая соотношением (2.12), является идеализированной, поскольку в реальных условиях невозможно обеспечить полное усреднение по ансамблю реализаций. Приближением к $G(\omega)$ служит характеристика $G^*(\omega)$, получаемая посредством замены усреднения по ансамблю усреднением во времени одной (достаточно длительной) реализации. В пределе, при бесконечно большом времени усреднения $G(\omega)$ и $G^*(\omega)$ совпадают¹.

Найдем вид энергетического спектра многочастотных сигналов. При этом, для общности, будем предполагать произвольный (не обязательно прямоугольный) вид огибающей $A(t)$ элементарного сигнала. В качестве усеченной реализации сигнала выберем N -элементную последовательность OFDM-символов² на интервале наблюдения $[0; NT_s]$:

$$s_N(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{\text{sym}}^{(n)}(t - nT_s) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re} \left\{ \exp[j\omega_0(t - nT_s)] \times \right. \\ \left. \times \sum_{l=0}^{K_{\text{max}}-1} \delta_{ln} \exp[j2\pi l(t - nT_s - \Delta)/T_u] \right\} A(t - nT_s), \quad 0 \leq t \leq NT_s.$$

Поскольку длительность символа T_s фиксирована, обеспечить сколь угодно большое время наблюдения $\tau = NT_s$ можно лишь при $N \rightarrow \infty$ (при этом последующий предельный переход будет осуществляться по дискретным значениям, что не принципиально).

¹ Строго говоря, для того, чтобы $G(\omega)$ и $G^*(\omega)$ совпадали при бесконечном времени усреднения, на сигнал требуется наложить условие *эргодичности* [1]. Как правило, физические свойства используемых радиосигналов позволяют считать, что требуемые условия выполняются.

² В данном случае кадровая структура OFDM-символов игнорируется, ибо она не влияет на спектральные характеристики.

Спектр (преобразование Фурье) усеченной реализации имеет следующий вид:

$$S_{\tau}(\omega) \equiv S_N(\omega) = \int_0^{NT_s} s_N(t) \exp(-j\omega t) dt = \\ = \int_0^{NT_s} \sum_{n=0}^{N-1} s_{\text{sym}}^{(n)}(t - nT_s) \exp(-j\omega t) dt = S_{N+}(\omega) + S_{N-}(\omega),$$

где

$$S_{N+}(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{K_{\text{max}}-1} \delta_{ln} \exp\{-j[(\omega - \omega_0)nT_s]\} \exp\{-j2\pi l(nT_s + \Delta)/T_u\} \times \\ \times \int_0^{NT_s} A(t - nT_s) \exp[j2\pi lt/T_u] \exp[-j(\omega - \omega_0)t] dt, \\ S_{N-}(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{K_{\text{max}}-1} \delta_{ln}^* \exp\{-j[(\omega + \omega_0)nT_s]\} \exp\{j2\pi l(nT_s + \Delta)/T_u\} \times \\ \times \int_0^{NT_s} A(t - nT_s) \exp[-j2\pi lt/T_u] \exp[-j(\omega + \omega_0)t] dt.$$

Здесь символ “*” означает знак комплексного сопряжения.

Обозначая через

$$F_A(\omega) = \int_0^{T_s} A(t) \exp(-j\omega t) dt$$

преобразование Фурье заданной функции $A(t)$, определяющей огибающую элементарного сигнала, предыдущие соотношения можно записать как

$$S_{N+}(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{K_{\text{max}}-1} \delta_{ln} \exp\{-j[(\omega - \omega_0)nT_s]\} \exp\{-j2\pi l(nT_s + \Delta)/T_u\} \times \\ \times F_A(\omega - \omega_0 - 2\pi lt/T_u)$$

и

$$S_{N-}(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{K_{\text{max}}-1} \delta_{ln}^* \exp\{-j[(\omega + \omega_0)nT_s]\} \exp\{j2\pi l(nT_s + \Delta)/T_u\} \times$$

$$\times F_A(\omega + \omega_0 + 2\pi lt / T_u).$$

Теперь, при вычислении квадрата модуля комплексной функции $S_N(\omega)$ учтем свойство относительной узкополосности сигнала $s_N(t)$, из которого следует, что спектральные компоненты $S_{N+}(\omega)$ и $S_{N-}(\omega)$ локализованы вблизи значений ω_0 и $-\omega_0$ соответственно (рис. 2.10). Это означает, что при вычислении квадрата модуля

$$\begin{aligned} & |S_{N+}(\omega) + S_{N-}(\omega)|^2 = \\ & = |S_{N+}(\omega)|^2 + S_{N+}(\omega)S_{N-}^*(\omega) + S_{N+}^*(\omega)S_{N-}(\omega) + |S_{N-}(\omega)|^2 \end{aligned}$$

перекрестными членами можно пренебречь, и

$$|S_{N+}(\omega) + S_{N-}(\omega)|^2 \approx |S_{N+}(\omega)|^2 + |S_{N-}(\omega)|^2.$$

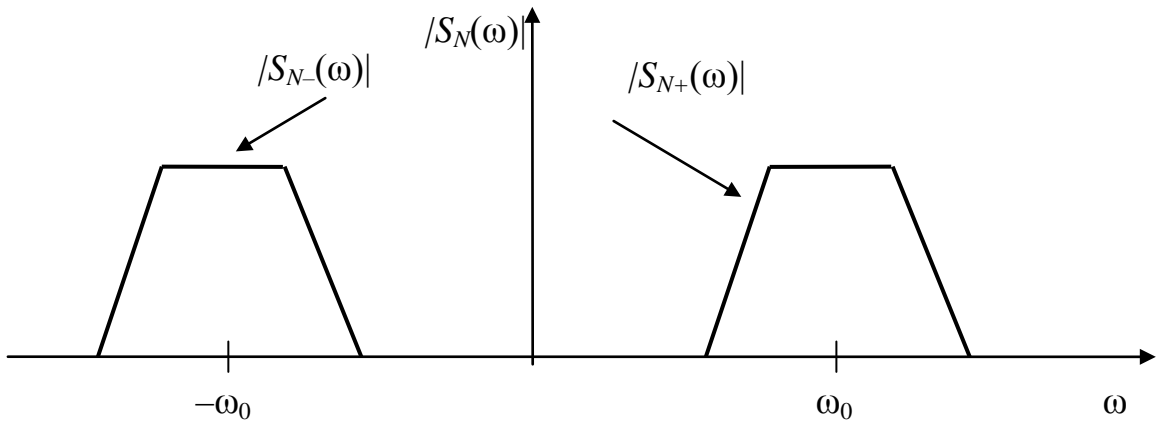


Рис. 2.10. К вычислению энергетического спектра

Математическое ожидание вычисляется посредством усреднения по всем возможным значениям модуляционных символов. Используя линейность математического ожидания, имеем:

$$\begin{aligned} \mathbf{E} \left[|S_N(\omega)|^2 \right] &= \mathbf{E} \left[|S_{N+}(\omega)|^2 \right] + \mathbf{E} \left[|S_{N-}(\omega)|^2 \right] = \\ &= \frac{1}{4} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{K_{\max}-1} \sum_{l'=0}^{K_{\max}-1} \mathbf{E} \left[\delta_{ln} \delta_{l'n'}^* \right] \exp \left\{ -j \left[(\omega - \omega_0)(n - n') T_s \right] \right\} \times \\ &\quad \times F_A(\omega - \omega_0 - 2\pi lt / T_u) F_A^*(\omega - \omega_0 - 2\pi l'kt / T_u) \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \times \exp\{-j2\pi(l-l')(nT_s + \Delta)/T_u\} + \\
& + \frac{1}{4} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{K_{\max}-1} \sum_{l'=0}^{K_{\max}-1} \mathbf{E}[\delta_{ln} \delta_{l'n'}^*] \exp\{-j[(\omega + \omega_0)(n-n')T_s]\} \times \\
& \times F_A(\omega + \omega_0 + 2\pi lt/T_u) F_A^*(\omega + \omega_0 + 2\pi l't/T_u) \times \\
& \times \exp\{-j2\pi(l-l')(nT_s + \Delta)/T_u\}. \tag{2.13}
\end{aligned}$$

При вычислении математического ожидания от произведения модуляционных символов необходимо учесть, что если $n = n'$ и $l = l'$, то позиции символов совпадают (фактически — это один и тот же символ на l -й поднесущей). В противном случае символы δ_{kn} и $\delta_{k'n'}^*$ различны, и, в предположении, что их значения формируются независимо (физически так оно и есть), математическое ожидание произведения значений символов можно рассматривать как произведение математических ожиданий соответствующих сомножителей:

$$\mathbf{E}[\delta_{ln} \delta_{l'n'}^*] = \begin{cases} \mathbf{E}[|\delta|^2], & n = n', l = l', \\ \mathbf{E}^2[\delta], & l \neq l'. \end{cases}$$

В силу симметричности используемых сигнальных созвездий (ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16, КАМ-64 и др.) нетрудно показать равенство нулю математического ожидания $\mathbf{E}[\delta_l]$ (графически это очевидно). Таким образом, из $N^2 K_{\max}^2$ слагаемых, входящих в четверную сумму в (2.13), ненулевыми остаются только те N элементов, в которых $n = n'$ и $l = l'$:

$$\begin{aligned}
\mathbf{E}[|S_N(\omega)|^2] &= \frac{N \mathbf{E}[\delta^2]}{4} \sum_{l=0}^{K_{\max}-1} |F_A(\omega - \omega_0 - 2\pi lt/T_u)|^2 + \\
& + \frac{\mathbf{E}[\delta^2]}{4} \sum_{l=0}^{K_{\max}-1} |F_A(\omega + \omega_0 + 2\pi lt/T_u)|^2. \tag{2.14}
\end{aligned}$$

Теперь остается лишь совершить предельный переход, который в силу независимости от N оказывается тривиальным:

$$G(\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NT_s} \left\{ \mathbf{E} \left[|S_N(\omega)|^2 \right] \right\} = G_+(\omega) + G_-(\omega), \quad (2.15)$$

где

$$G_+(\omega) = \frac{\mathbf{E}[\delta^2]}{4T_s} \sum_{l=0}^{K_{\max}-1} |F_A(\omega - \omega_0 - 2\pi lt / T_u)|^2, \quad (2.16)$$

$$G_-(\omega) = \frac{\mathbf{E}[\delta^2]}{4T_s} \sum_{l=0}^{K_{\max}-1} |F_A(\omega + \omega_0 + 2\pi lt / T_u)|^2.$$

Итак, энергетический спектр многочастотного сигнала состоит из двух симметричных компонент, локализованных вблизи ω_0 и $-\omega_0$. Отрицательные спектральные составляющие, конечно, не имеют физического смысла, однако учет их (фактически — удвоение результата) необходим при вычислении энергетических характеристик сигналов, поскольку средняя мощность (дисперсия) сигнала P_{cp} , согласно теореме Винера — Хинчина, вычисляется как

$$P_{\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega. \quad (2.17)$$

(Из соотношения (2.17) и проявляется физический смысл $G(\omega)$ как спектральной плотности средней мощности сигнала.)

Математические ожидания $\mathbf{E}[\delta^2]$ для различных сигнальных созвездий могут быть сосчитаны, например, для созвездия КФМ $\mathbf{E}[\delta^2] = 1$, однако это не имеет смысла с точки зрения определения спектра, поскольку для практических целей спектральные компоненты измеряются и представляются в нормированном виде.

Обратимся к виду энергетического спектра для традиционных сигналов с OFDM, использующих прямоугольную форму огибающей

$$A(t) = \begin{cases} A_0, & t \in [0; T_u], \\ 0, & t \notin [0; T_u]. \end{cases}$$

В этом случае спектральная функция огибающей $F_A(\omega)$ равна

$$F_A(f) = A_0 T_s \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s},$$

и энергетический спектр представляет собой последовательность спектральных составляющих вида

$$G_l(f) = \frac{\sin^2 \left[\pi (f - l/T_u) T_s \right]}{\left[\pi (f - l/T_u) T_s \right]^2}, \quad l = 0, \dots, K_{\max} - 1, \quad (2.18)$$

расположенных вблизи несущей $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Для удобства обычно производят перенумерацию поднесущих:

$$l' = l - K_{\max} / 2,$$

помещая f_0 в центр спектра.

На рис. 2.11 показан вид нормированного энергетического спектра сигнала с OFDM при $K_{\max} = 128$ и использовании квадратурной фазовой манипуляции (КФМ) на каждой из поднесущих.

Как видно из рис. 2.11, спектр имеет небольшие (около 4 дБ) колебания в основной полосе частот — в области примерно $|\Delta f T| \leq 13$ — и убывание за пределами этой полосы. При этом скорость убывания спектра оказывается достаточно слабой, а уровень внеполосных излучений — достаточно высоким. Такие далеко не самые хорошие характеристики традиционных сигналов с OFDM являются следствием использования прямоугольной формы огибающей, имеющей, как известно, наихудшие характеристики спектральной эффективности с точки зрения скорости спада внеполосных излучений.

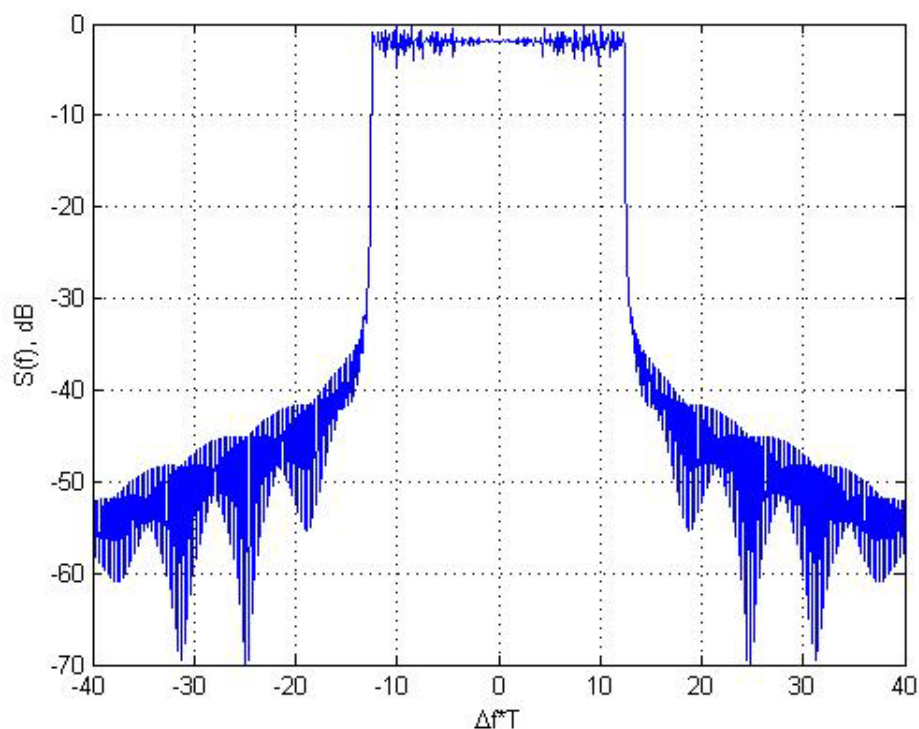


Рис. 2.11. Спектр сигнала с OFDM с КФМ и $N = 128$

Для практического использования в современных телекоммуникационных системах сигналы с OFDM с прямоугольной формой огибающей не являются удовлетворительными, поскольку выходят за пределы спектральной маски, устанавливаемой спецификацией на систему.

В качестве примера на рис. 2.12 и в табл. 2.4 представлены графический вид и значения в контрольных точках для спектральной маски.

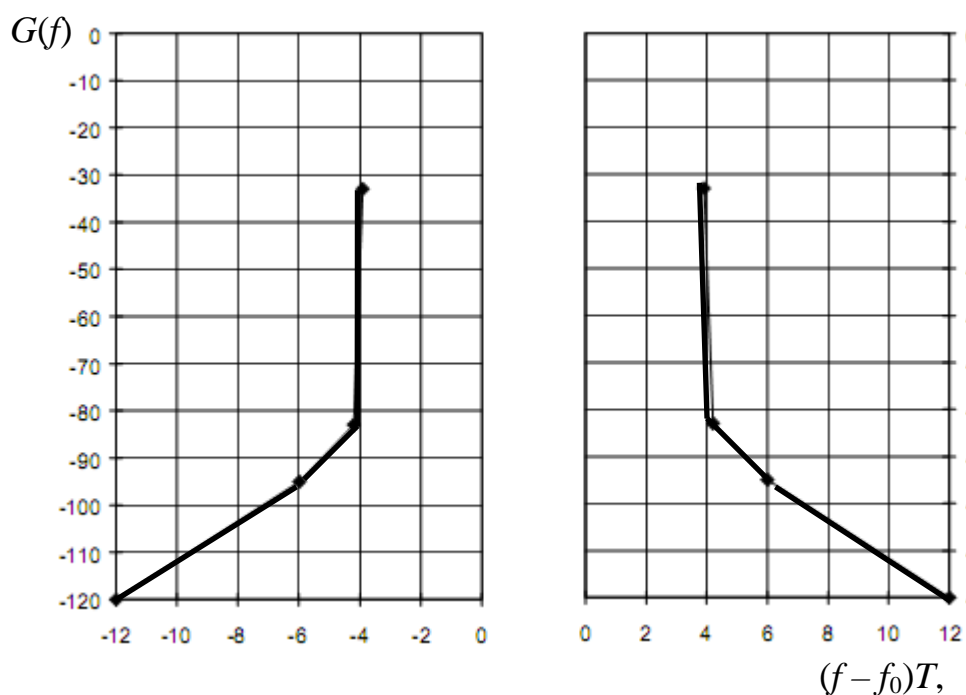


Рис. 2.12. Пример спектральной маски

Видно, что требуемые значения уровня внеполосных излучений (в данном случае — вне полосы $|\Delta f T| \leq 4$) существенно превосходят те, что имеют место на рис. 2.11: $-80 \dots -110$ дБ вместо $-40 \dots -50$ дБ.

Таблица 2.4

Контрольные точки спектральной маски

Расстройка от несущей $f - f_0$, МГц	Относительный уровень спектра $G(f)$, дБ
- 12,0	- 120,0
6,0	- 95,0
- 4,2	- 83,0
- 3,8	- 32,8
+ 3,8	- 32,8
+ 4,2	- 83,0
+ 6,0	- 95,0
+ 12,0	- 120,0

Одним из путей преодоления указанных трудностей является фильтрация сигналов, реализуемая в соответствии с заданной сквозной частотной характеристикой приёмо-передающего тракта.

2.1.3. ТЕХНОЛОГИЯ SC-FDMA

Для формирования группового сигнала восходящих каналов в сетях LTE используется схема мультиплексирования с частотным разнесением с передачей на одной несущей SC-FDMA. Эта схема может работать в системах, функционирующих как в режиме TDD с временным дуплексированием, так и в режиме FDD с частотным дуплексированием. Такие сигналы можно рассматривать как одночастотные с модуляцией КФМ или ФМ-2 и временным мультиплексированием, подобные тем сигналам, которые формируются в системе GSM.

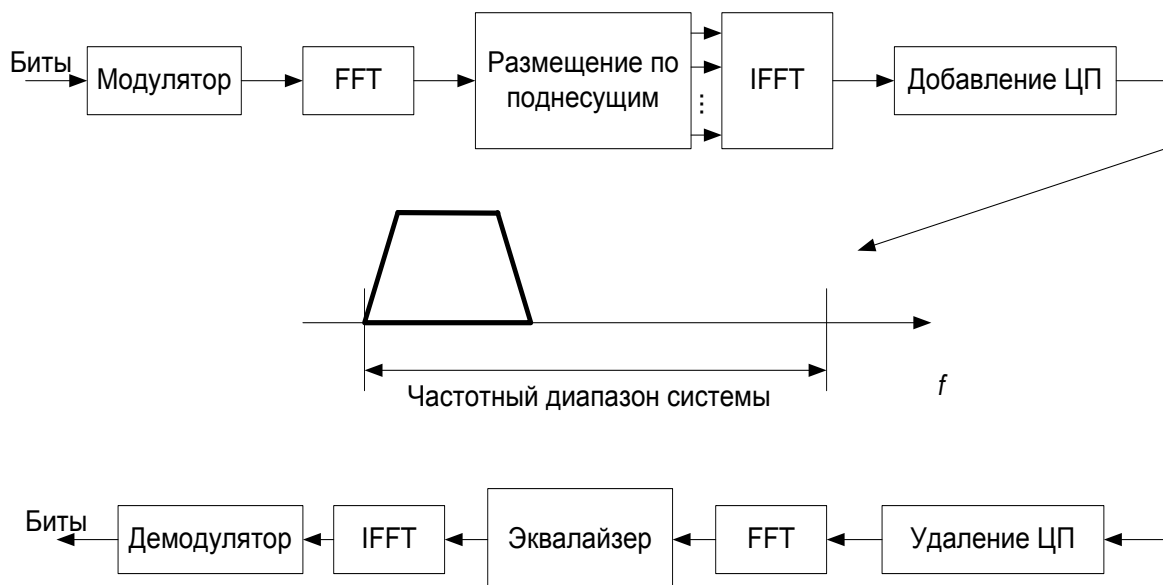


Рис. 2.12. Передача данных с использованием технологии SC-FDMA

Формирование сигнала в частотной области согласно схеме, представленной на рис. 2.12, в отличие от классической схемы формирования одночастотного сигнала с модуляцией КФМ (ФМ-2), позволяет использовать преимущество схемы с ортогональным частотным разнесением, которое заключается в эффективном использовании частотного ресурса. При этом защитный интервал в частотной

области между сигналами разных абонентов может быть опущен. Как и в системах с OFDM, во временной области периодически добавляется ЦП, но такая процедура проводится над блоком элементарных символов. Введение такого ЦП позволяет избежать МСИ между SC-FDMA символами или между блоками элементарных символов.

Передаваемый сигнал занимает некоторую область частот, выделенную данному абоненту, как это показано на рис. 2.12. Перераспределение частотного ресурса между абонентами может осуществляться при переходе к новому подкадру сигнала, каждый из которых имеет длительность 1 мс. Например, в какой-либо момент времени частотный ресурс, выделяемый абоненту, может быть удвоен, соответственно, удваивается и скорость передачи данных. Передаваемый сигнал будет занимать большую полосу частот, а длительность элементарного символа во временной области сократится (рис. 2.13).

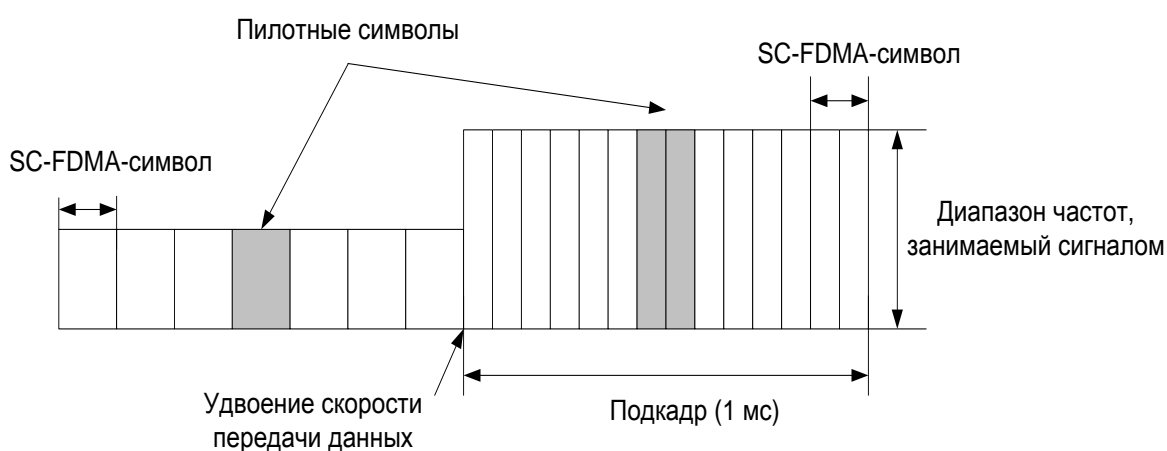


Рис. 2.13. К структуре сигналов с SC-FDMA

Распределение частотного ресурса между абонентами осуществляется *ресурсными блоками (РБ)*, каждому из которых соответствует полоса частот 180 кГц в частотной области, что при разносе между соседними поднесущими частотами в 15 кГц соответствует 12 поднесущим, и временной интервал 0,5 мс во временной области (1 слот). В режиме работы с нормальным циклическим префиксом ресурсный

блок содержит 7 SC-FDMA-символов, а в режиме работы с расширенным циклическим префиксом – 6 SC-FDMA-символов.

Максимальное количество доступных ресурсных блоков зависит от выделенного системе диапазона частот, значение которого может достигать до 20 МГц, однако на краях выделенного диапазона предусмотрены защитные интервалы, которые не используются для передачи информации. Так, при выделении системе LTE полосы в 10 МГц реально будет использоваться только 9 МГц, что соответствует 50 РБ.

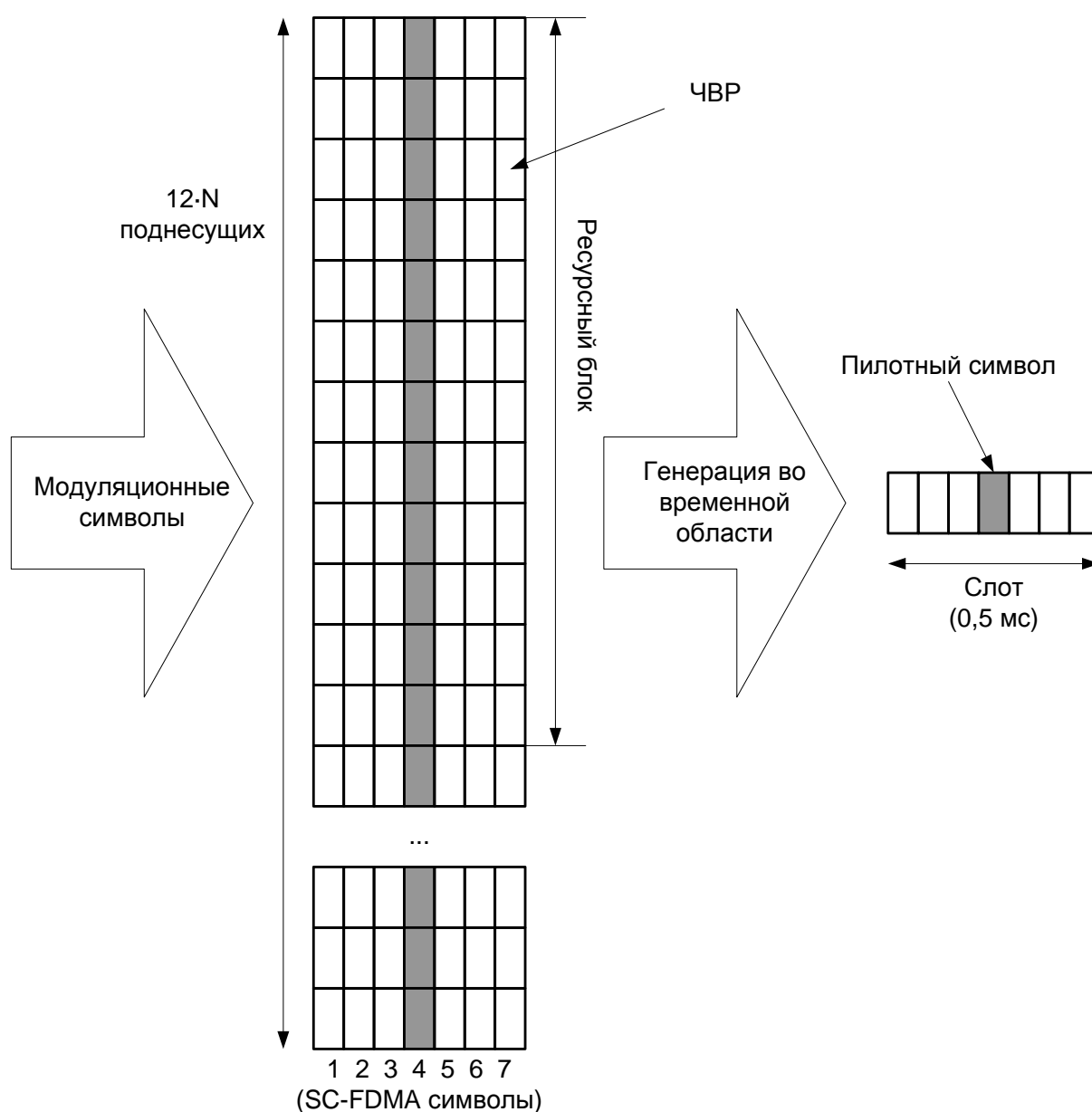


Рис. 2.14. Структура слота сигнала SC-FDMA

Несмотря на то, что используется схема мультиплексирования с передачей на одной несущей, при формировании такого сигнала для удобства, всё же, будем пользоваться понятием поднесущих. При формировании сигнала восходящих каналов комплексные модуляционные символы размещаются по доступным частотно-временным ресурсам (ЧВР), не занятым пилотными символами (рис. 2.14, где пилотные символы выделены тёмным цветом). Пилотные символы располагаются в середине слота, они используются на приемной стороне для оценки передаточной характеристики канала. После размещения данных по ЧВР генерируется SC-FDMA-сигнал с периодическим добавлением ЦП во временной области.

Выделяемый абоненту ресурс всегда кратен в частотной области полосе шириной 180 кГц, а во временной — интервалу длительностью 1 мс, что соответствует двум слотам радиосигнала или одному подкадру. Контроль за сигналами абонентов осуществляется БС таким образом, чтобы их сигналы не перекрывались по частоте или во времени. Изменяя номера используемых входов блока ОБПФ передатчика, ПТ может передавать свой сигнал в нужной полосе (рис. 2.15).

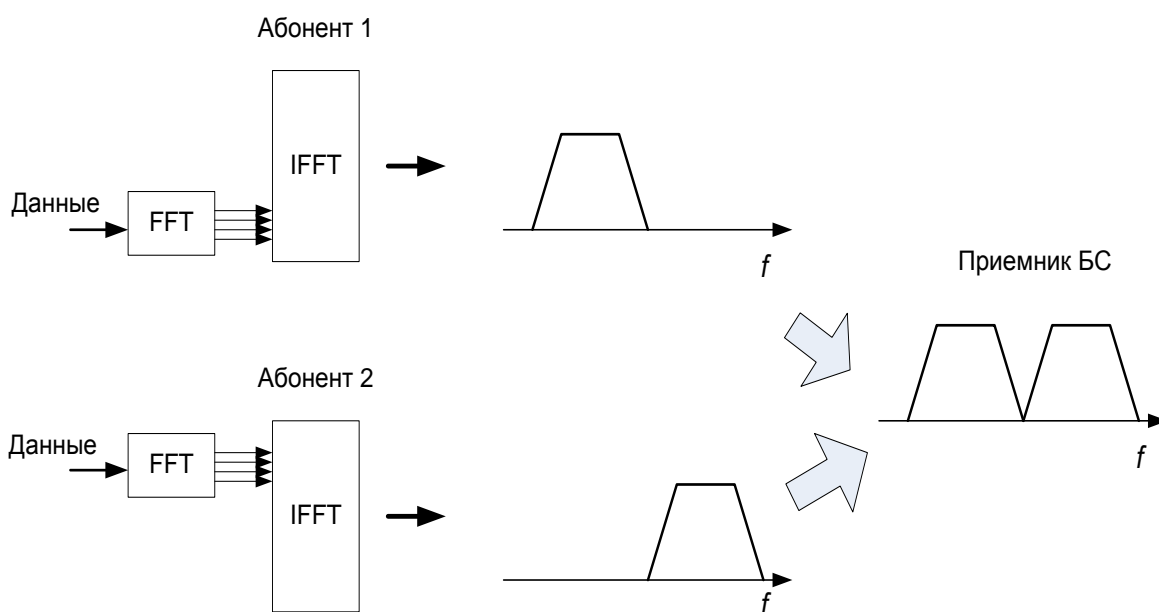


Рис. 2.15. Частотное разнесение сигналов различных абонентов

Сгенерированный SC-FDMA-сигнал обладает хорошими свойствами огибающей во временной области. Ввиду того, что в определенный момент времени идет передача только одного модуляционного символа, величина пик-фактора таких сигналов оказывается значительно меньше, чем в сигналах, сгенерированных по схеме OFDM, что позволяет упростить передающую аппаратуру ПТ и снизить расход энергии аккумулятора.

2.2. ОСНОВНЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ВОСХОДЯЩИЕ КАНАЛЫ

В данном разделе рассмотрим более подробно процедуры формирования сигналов восходящих физических каналов. Для удобства описания таких процедур введем следующие обозначения, заимствованные из спецификаций:

N_{sc}^{RB} — количество поднесущих в одном ресурсном блоке;

N_{RB}^{UL} — количество доступных ресурсных блоков в восходящем направлении;

N_{symb}^{UL} — количество SC-FDMA-символов в одном ресурсном блоке в восходящем направлении;

ЧВР (k, l) — элементарный частотно-временной ресурс (ячейка частотно-временной матрицы), расположенный на пересечении k -й поднесущей и l -го SC-FDMA-символа;

$a_{k,l}$ — передаваемый модуляционный символ, помещаемый в ЧВР (k, l) .

Под (физическим) ресурсным блоком (PRB, Physical Resource Block) будем понимать совокупность ЧВР из N_{sc}^{RB} поднесущих и N_{symb}^{UL} SC-FDMA-символов. Значения этих величин приведены в табл. 2.5.

Таблица 2.5

Возможные значения ресурсного блока

Режим	N_{sc}^{RB}	N_{symb}^{UL}
Нормальный ЦП	12	7
Расширенный ЦП	12	6

В общем случае доступный для восходящих каналов системы LTE частотный диапазон определяется количеством доступных ресурсных блоков N_{RB}^{UL} . Эта величина может лежать в интервале

$$6 \leq N_{RB}^{UL} \leq 110.$$

Так, минимальный диапазон частот, доступный для восходящих каналов системы LTE с учетом защитных интервалов, имеет значение 1,1 МГц, максимальный — 20 МГц.

n_{PRB} — количество физических ресурсных блоков.

n_{VRB} — количество виртуальных ресурсных блоков.

Перечислим физические восходящие каналы, основные этапы формирования которых рассмотрены ниже.

- Физический восходящий совместный канал PUSCH, используемый для передачи данных транспортного восходящего совместного канала UL-SCH.

- Физический канал случайного доступа PRACH, используемый для передачи транспортного канала случайного доступа RACH.

- Физический восходящий управляющий канал PUCCH, который используется физическим уровнем для передачи только управляющих команд.

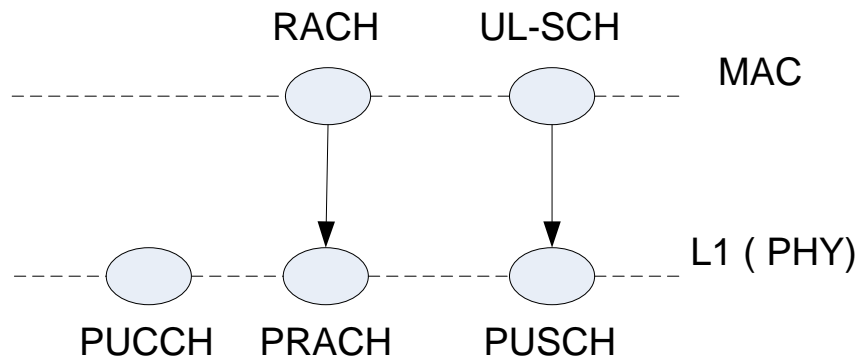


Рис. 2.16. Отображение транспортных восходящих каналов на физические каналы

Отображение восходящих транспортных каналов на физические каналы приведено на рис. 2.16 (полная структура взаимного отображения каналов в восходящем направлении представлена на рис. 1.9).

2.2.1. ФИЗИЧЕСКИЙ ВОСХОДЯЩИЙ СОВМЕСТНЫЙ КАНАЛ

При формировании сигналов восходящих физических каналов выполняются (однотипно для всех каналов, в том числе, нисходящих) следующие процедуры:

- скремблирование, в основе которого лежит сложение (по модулю два) бит кодового блока со скремблирующим кодом;
- модуляция — формирование комплексных модуляционных символов двоичной (ФМ-2) или квадратурной (КФМ) фазовой манипуляции, а также многоуровневой (КАМ-16, КАМ-64) квадратурной амплитудной манипуляцией;
- предварительное кодирование: последовательность модуляционных символов разбивается на некоторое число подпоследовательностей, каждая из которых будет размещена в одном SC-FDMA-символе;
- размещение данных по ЧВР с предварительным масштабированием модуляционных символов. Правила размещения по ЧВР достаточно громоздки, обычно содержат 3–4 параметра;
- генерация SC-FDMA сигнала.

Упрощенная структурная схема формирования сигнала канала PUSCH представлена на рис. 2.17.

Рассмотрим перечисленные этапы формирования сигнала более подробно.

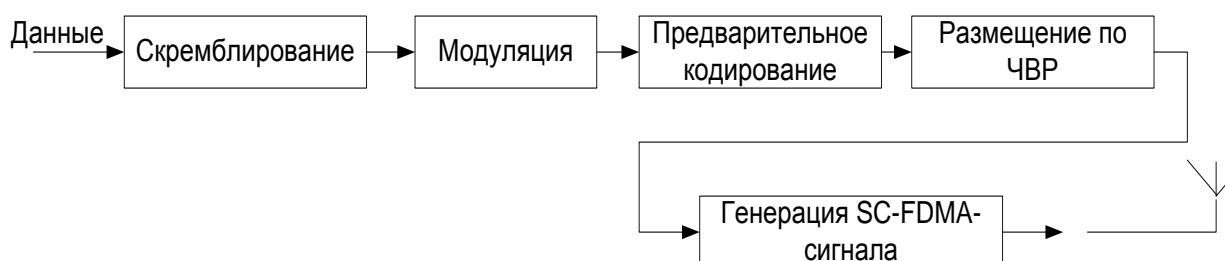


Рис. 2.17. Упрощенная структурная схема формирования сигнала канала PUSCH

Пусть по каналу PUSCH необходимо передать биты

$$b(0), b(1), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1),$$

где M_{bit} — количество бит, передаваемых по каналу PUSCH в одном подкадре радиосигнала. В результате скремблирования получается битовая последовательность

$$\tilde{b}(0), \tilde{b}(1), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$$

такого же размера, вычисляемая согласно алгоритму, приведенному ниже.

$i = 0;$

нц пока $(i < M_{\text{bit}})$

если $(b(i) = x)$ % Если i -й бит является служебным

$$\tilde{b}(i) = 1;$$

иначе если $b(i) = y$ % Если i -й бит — бит повторения

$$\tilde{b}(i) = \tilde{b}(i - 1)$$

иначе % Биты данных (биты кодового блока)

$$\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2;$$

все

$$i = i + 1;$$

кц

Скремблирующий код $c(n)$, $n = 0, 1, \dots, M_{\text{PN}} - 1$ (здесь можно полагать, что $M_{\text{PN}} = M_{\text{bit}}$) вычисляется в результате поэлементного суммирования по модулю 2 двух m -последовательностей x_1 и x_2 :

$$c(n) = (x_1(n + 1600) + x_2(n + 1600)) \bmod 2, \quad (2.19)$$

которые вычисляются рекуррентно при задании инициализирующих элементов.

Инициализирующие элементы последовательности x_1 имеют значения

$$x_1(0) = 1, x_1(n) = 0, n = 1, 2, \dots, 30;$$

последующие элементы вычисляются рекурсией:

$$x_1(n + 31) = (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2, n = 0, 1, \dots, M_{\text{PN}} - 32. \quad (2.20a)$$

Так, последовательность элементов с $x_1(31)$ по $x_1(61)$, очевидно, имеет следующий вид:

$$10000000000000000000000000000000100$$

Инициализирующие элементы последовательности x_2 определяются в виде коэффициентов двоичного представления целого числа c_{init} :

$$c_{\text{init}} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) 2^i,$$

а последующая рекурсия имеет вид

$$x_2(n + 31) = (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2. \quad (2.20б)$$

Само значение числа c_{init} спецификацией однозначно не определено; оно задаётся конкретным применением скремблирующих последовательностей в различных физических каналах.

Для канала PUSCH

$$c_{\text{init}} = n_{\text{RNTI}} 2^{14} + \lfloor n_s / 2 \rfloor 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}, \quad (2.21)$$

где $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ идентифицирует соту на физическом уровне, n_{RNTI} — временный идентификатор радиосети, n_s — номер слота в кадре ($n_s = 0, 1, \dots, 19$).

Скремблированная битовая последовательность

$$\tilde{b}(0), \tilde{b}(1), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$$

далее подвергается процедуре модуляции. При формировании сигнала канала PUSCH может использоваться одна из следующих схем манипуляции: КФМ, КАМ-16, КАМ-64.

Следующим этапом формирования сигнала восходящего физического совместного канала является процедура предварительного кодирования.

Положим, что в результате предыдущего этапа формирования сигнала получена последовательность комплексных модуляционных символов

$$d(0), d(1), \dots, d(M_{\text{symb}} - 1).$$

В результате процедуры предварительного кодирования данная последовательность разбивается на $M_{\text{symb}} / M_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}}$ подпоследовательностей, каждая из которых будет размещена в одном SC-FDMA-символе, при этом M_{symb} — общее количество сформированных модуляционных символов, $M_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}}$ — количество информационных поднесущих, доступных для канала PUSCH. Итогом данного этапа предварительного кодирования является комплексная последовательность

$$z(0), z(1), \dots, z(M_{\text{symb}} - 1),$$

формируемая следующим образом:

$$z(lM_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}} + k) = \frac{1}{\sqrt{M_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}}}} \sum_{i=0}^{M_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}} - 1} d(lM_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}} + i) \exp \left[-j \frac{2\pi ik}{M_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}}} \right],$$

$$k = 0, 1, \dots, M_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}} - 1; l = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}} / M_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}} - 1. \quad (2.22)$$

Количество поднесущих частот $M_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}}$, выделенных каналу PUSCH, можно выразить следующим образом:

$$M_{\text{SC}}^{\text{PUSCH}} = M_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} N_{\text{SC}}^{\text{RB}}, \quad (2.23)$$

где $N_{\text{SC}}^{\text{RB}}$ — количество поднесущих в одном ресурсном блоке (равное 12), а $M_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}}$ — количество ресурсных блоков, выделенных каналу PUSCH. Количество ресурсных блоков $M_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}}$ должно удовлетворять следующему соотношению:

$$M_{\text{RB}}^{\text{PUSCH}} = 2^{\alpha_2} 3^{\alpha_3} 5^{\alpha_5} \leq N_{\text{UL}}^{\text{RB}},$$

где $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_5$ являются целыми положительными числами.

Перед распределением модуляционных символов по ресурсным блокам производится умножение символов z на амплитудный масштабирующий множитель β_{PUSCH} с целью соответствия излучаемой мощности P_{PUSCH} . Требования, по которым выбирается уровень P_{PUSCH} , изложены в спецификации TS 36.213 и предполагают учёт достаточно большого числа параметров: конфигурируемый уровень мощности ПТ, полоса частот выделяемых ресурсных блоков, энергетические параметры, используемые в данной соте и др.

Далее осуществляется размещение масштабированных символов

$$z(0), z(1), \dots, z(M_{\text{symb}} - 1)$$

по ЧВР (k, l) последовательно, в порядке возрастания сначала первого индекса k (номера поднесущей), а затем второго индекса l (номера SC-FDMA-символа). Таким образом, сформированные на предыдущем этапе комплексные символы размещаются по всем доступным каналу PUSCH ресурсным блокам последовательно по поднесущим снизу вверх так, чтобы сначала заполнить все поднесущие первого SC-FDMA-символа, затем второго и т. д. Отметим, что комплексные символы помещаются только на те ЧВР, которые не используются для передачи пилотных сигналов.

Отображение символов на ЧВР в восходящем направлении возможно в двух режимах: без частотных скачков и с частотными скачками.

В отсутствие частотных скачков число n_{PRB} физических ресурсных блоков равно числу n_{VRB} так называемых *виртуальных ресурсных блоков* — понятие, раскрываемое в спецификации TS 36.213 в терминах индикаторного значения ресурса RIV (Resource Indication Value).

В режиме с частотными скачками номера используемых ресурсных блоков могут меняться при переходе к новому подкадру радиосигнала. Соотношения, по которым вычисляются количество и место-

положение ресурсных блоков, весьма громоздки; они подробно описаны в спецификациях TS 36.211 и TS 36.213.

2.2.2. ПЕРЕДАЧА СЛУЖЕБНОЙ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛЕ PUSCH

Рассмотрим отдельно процедуры передачи пользовательских данных и служебной информации. Передача служебной информации в восходящем направлении может производиться вместе с передачей пользовательских данных в восходящем направлении, а также в её отсутствии. В первом случае передача служебной информации осуществляется по восходящему физическому совместному каналу PUSCH, а во втором – по восходящему физическому управляющему каналу PUSCH.

Физический канал PUSCH никогда не формируется вместе с каналом PUSCH одного ПТ. Канал PUSCH может иметь несколько конфигураций, параметры которых представлены в табл. 2.6.

Формат 1 – скрытый (условный), не связанный явным образом с какой-либо модуляционной схемой; соответствующая ему информация представляет собой сам факт наличия или отсутствия передачи информации по каналу PUSCH. Условным показателем такого формата является равенство единице модуляционного символа $d(0)$.

Форматы 1a и 1b предполагают явную передачу одного (при модуляции ФМ-2) или двух (при модуляции КФМ) бит соответственно.

В форматах 2, 2a и 2b используется передача блоков служебной информации длительностью 20...22 бит. При этом в форматах 2a и 2b, в которых поддерживается только нормальный циклический префикс, применяется ФМ-2 для модуляции блоков данных служебной информации и КФМ для модуляции расширения данных подтверждения / отсутствия подтверждения доставки пакетов (Acknowledge / Negative Acknowledge, A / N).

Таблица 2.6

Возможные конфигурации канала PUSCH

Формат PUSCH	Модуляция	Количество бит в подкадре, M_{bit}
1	—	—
1a	ФМ-2	1
1b	КФМ	2
2	КФМ	20
2a	ФМ-2, КФМ (A/N)	21
2b	ФМ-2, КФМ (A/N)	22

Сигнал канала PUSCH занимает в частотной области один ресурсный блок, т. е. 12 поднесущих, а во временной — один подкадр. Сигналы рассматриваемого физического канала всегда занимают ресурсные блоки, расположенные “на краях” общего диапазона частот, выделенного системе LTE. При переходе к новому слоту радиосигнала расположение ресурсного блока может изменяться, т. е. может осуществляться “частотный скачок”. При этом ресурсные блоки канала PUSCH в соседних слотах располагаются симметрично относительно центральной частоты диапазона, как это показано на рис. 2.18.

Сигналы физического канала PUSCH, принадлежащие различным абонентам, могут разделяться по частоте (например, на рис. 2.18 каждый ресурсный блок PUSCH может принадлежать своему абоненту), или кодом, когда сигналы различных абонентов находятся в одном ресурсном блоке и разделены ортогональными последовательностями.

Кодовое разделение сигналов абонентов может осуществляться двумя способами:

- использованием последовательностей с постоянной амплитудой и нулевой автокорреляцией (Constant Amplitude Zero Autocorrelation Codes, CAZAC-последовательности) с различными циклическими сдвигами;
- использованием ортогональных последовательностей Уолша.

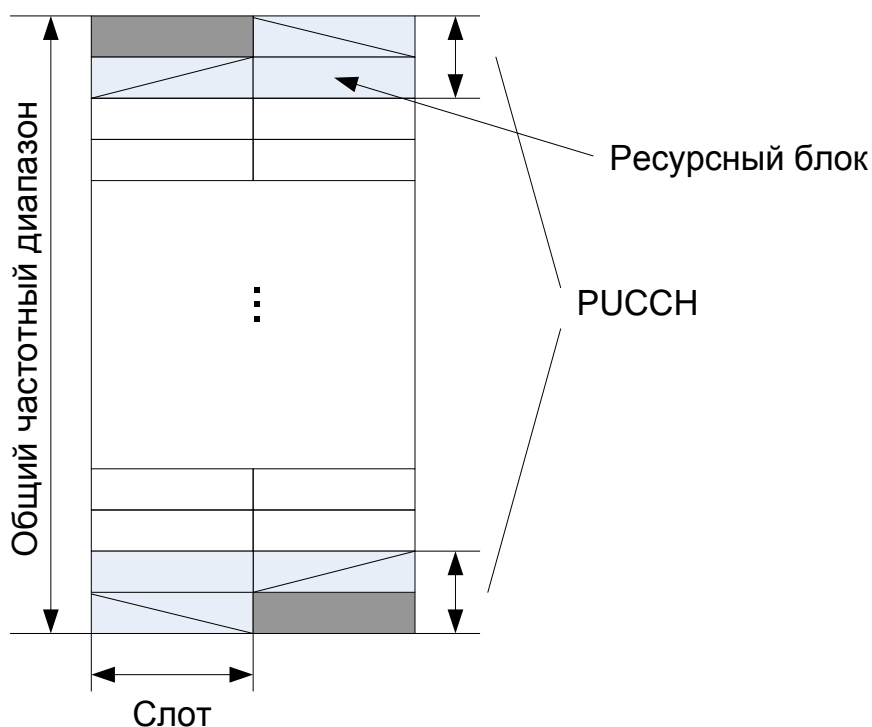


Рис. 2.18. Расположение ресурсных блоков канала PUSCH

Передача данных управления, к примеру, индикатора качества канала (Channel Quality Indicator, CQI), может осуществляться одновременной модуляцией всех элементов CAZAC-последовательности. В канале PUSCH используются CAZAC-последовательности длиной 12 элементов (каждый элемент помещается на свою поднесущую), которые могут модулироваться по схеме КФМ (в этом случае ПТ передает 2 бита CQI в одном ресурсном блоке) или по схеме ФМ-2 (1 бит в одном ресурсном блоке). Разные абоненты в случае использования одного и того же ресурсного блока должны использовать разные циклические сдвиги CAZAC-последовательностей. В канале PUSCH используются сдвиги только на четное число элементов; таким образом, в одном ресурсном блоке может содержаться индикаторы CQI от шести абонентов. Схема модулятора последовательности канала PUSCH представлена на рис. 2.19.

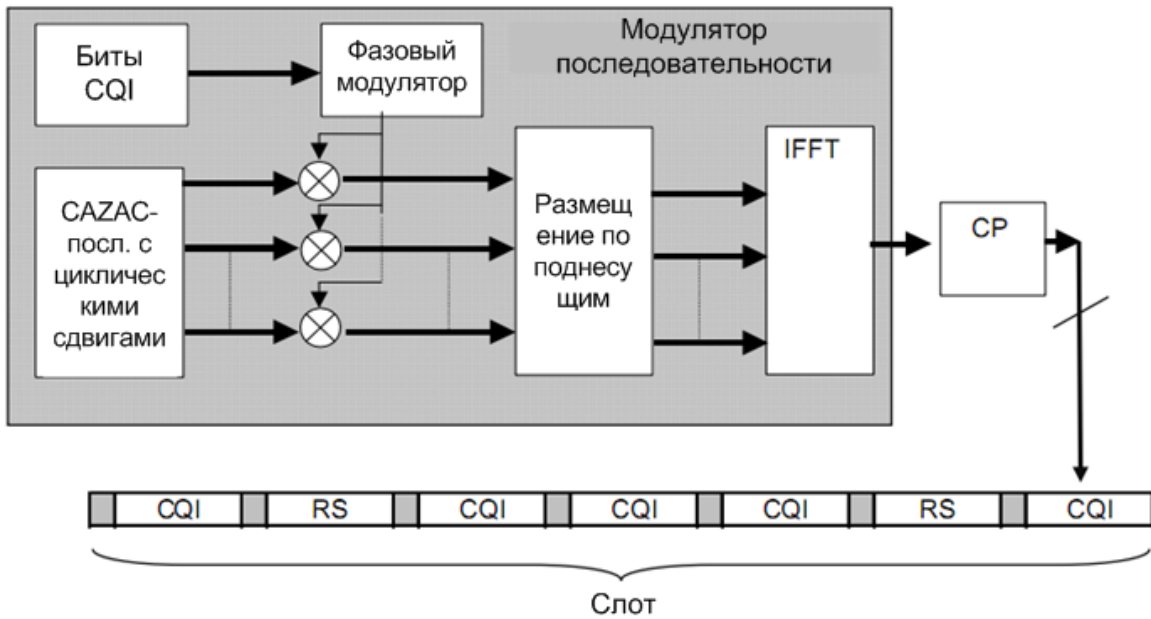


Рис. 2.19. Пример модулятора последовательности PUCCH

Ортогональные последовательности Уолша в канале PUCCH применяются для расширения данных подтверждения доставки пакетов A/N . К примеру, сформированная последовательность данных A/N размером 12 элементов, каждый из которых будет передаваться на одной поднесущей, может быть расширена ортогональной последовательностью Уолша с коэффициентом расширения $SF = 4$ так, чтобы эти данные распределить по всему слоту, как это показано на рис. 2.20.

Приведенные выше форматы 1, 1a и 1b канала PUCCH (далее для краткости будем использовать обозначения PUCCH 1/1a/1b и PUCCH 2/2a/2b) используют расширение CAZAC-последовательностями и последовательностями Уолша, в то время как форматы 2/2a/2b используют расширение только CAZAC-последовательностями. Таким образом, в каналах PUCCH 1/1a/1b может передаваться только один символ (1 или 2 бита, в зависимости от вида манипуляции) в одном слоте сигнала, в то время как в каналах PUCCH 2/2a/2b возможна передача 5 символов в одном слоте (20 кодовых бит + биты A/N в одном подкадре).

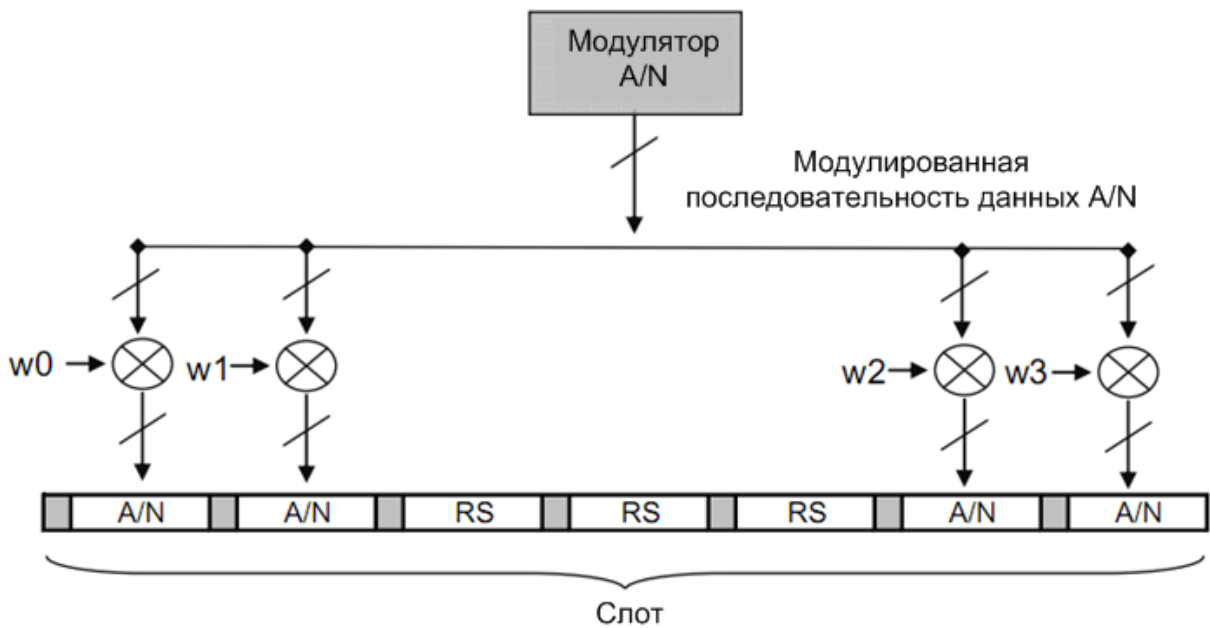


Рис. 2.20. Пример расширения данных A/N

Физический канал PUCCH 1 (т. е. канал PUCCH в формате 1) используется для отправки от ПТ запроса на выделение ресурсов (Scheduling Request Indicator, SRI). Эта процедура выполняется в режиме «RRC_CONNECTED» и иллюстрируется на рис. 2.21.

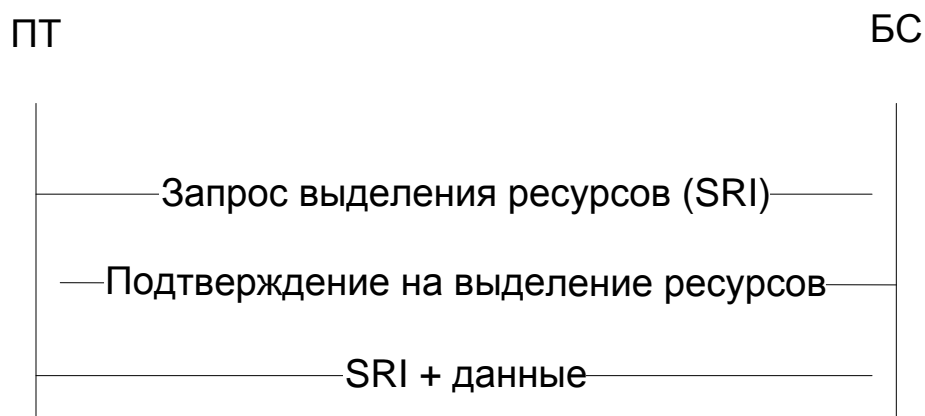


Рис. 2.21. Процедура запроса SRI с подтверждением

Сам по себе запрос SRI не несет никакой информации, поэтому в данном случае отсутствует какая-либо схема модуляции поднесущих. Запрос представляет собой набор логических единиц, передаваемых

так же, как и передаются данные A/N с той лишь разницей, что отсутствует модуляция на различных поднесущих. Преимущество такого способа передачи состоит в том, что данные A/N и запрос SRI могут передаваться на аналогичных физических ресурсах.

В системе LTE существует разделение ресурсных блоков для различных форматов канала PUSCH. Так, согласно обозначениям спецификации TS 36.211, максимальное количество ресурсных блоков в слоте, доступных каналу PUSCH, обозначает параметр N_{RB}^{HO} . Этот параметр передается в нисходящем управляющем канале индикатора формата PCFICH, и он может меняться со временем. Количество ресурсных блоков, предназначенных для периодической индикации качества канала CQI, обозначается параметром $N_{RB}^{(2)}$.

С одной стороны, представляется удобным разделение всех блоков, зарезервированных для канала PUSCH, отдельно на блоки, предназначенные форматам PUSCH 1/1a/1b, и на блоки, предназначенные форматам PUSCH 2/2a/2b. Однако, при таком подходе возникают затруднения в случае выделения узкой полосы для восходящих каналов, например, в режиме 1,4 МГц. Поэтому в спецификациях предлагается совместное использование ресурсных блоков различными форматами канала PUSCH.

Совместное использование ресурсных блоков осуществляется на основе параметра $N_{CS}^{(1)}$, который отображает количество циклических сдвигов CAZAC-последовательности, зарезервированных для форматов PUSCH 1/1a/1b

Количество ЧВР, выделенных для форматов PUSCH 2/2a/2b, отображается параметром $n_{PUSCH}^{(2)}$. Распределение ресурсных блоков между различными форматами канала PUSCH показано на рис. 2.22.

Далее опишем процедуру выделения ресурсов каналам PUSCH форматов 1, 1a и 1b.

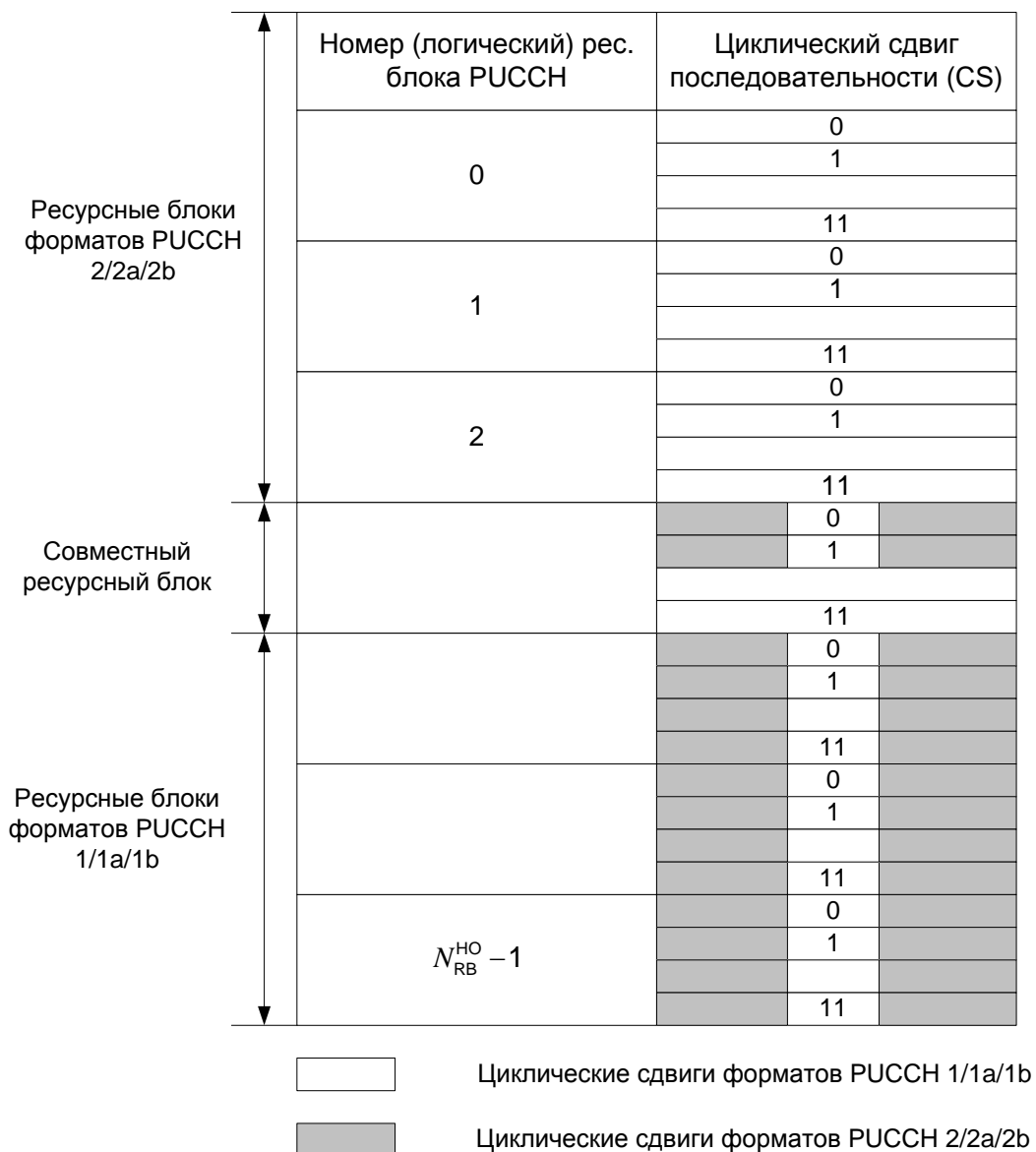


Рис. 2.22. Распределение ресурсных блоков между форматами канала PUSCH

Напомним, что модуляционный символ КФМ канала PUSCH помещается одновременно на все поднесущие ресурсного блока в виде CAZAC-последовательности с определенным циклическим сдвигом, поэлементно умноженной на данный модуляционный символ (рис. 2.19), также имеет место процедура расширения данных по слоту, как показано на рис. 2.20. Количество модуляционных символов, принадлежащих PUSCH 1/1a/1b, которые могут быть размещены в одном ресурсном блоке определяется следующим образом:

$$N_{\text{PUCCHFormat1}}^{\text{RB}} = \frac{12N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}}{\text{Delta_shift}}, \quad (2.24)$$

где Delta_shift представляет собой разность между ближайшими циклическими сдвигами, используемыми для сообщений A / N с одинаковыми расширяющими ортогональными последовательностями, а $N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}}$ — количество пилотных сигналов каналов PUCCH 1/1a/1b (для режима с нормальным ЦП $N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}} = 3$, для режима с расширенным ЦП $N_{\text{RS}}^{\text{PUCCH}} = 2$).

Параметр Delta_shift может принимать значения 1, 2 и 3, что в режиме нормального ЦП эквивалентно 36, 18 или 12 модуляционным символам PUCCH 1/1a/1b в одном ресурсном блоке. Пример размещения 18 модуляционных символов PUCCH 1/1a/1b (пример выделения циклических сдвигов) в одном ресурсном блоке показан в табл. 2.7.

Таблица 2.7

Выделение циклических сдвигов каналам PUCCH 1/1a/1b в одном ресурсном блоке в режиме нормального ЦП, Delta_shift = 2

Циклические сдвиги	Номер расширяющей ортогональной последовательности		
	0	1	2
0	0		12
1		6	
2	1		13
3		7	
4	2		14
5		8	
6	3		15
7		9	
8	4		16
9		10	
10	5		17
11		11	

Пример распределения ресурсов канала PUCCH 1/1a/1b показан на рис. 2.23.

Все доступные ресурсы PUCCH 1/1a/1b разделены на фиксированную и динамическую части, что проводится при использовании параметра $N_{PUCCH}^{(1)}$. Эти ресурсы используются для индикации запроса на выделение ресурсов SRI, а также для размещения данных подтверждения A/N, имеющих отношение к пакетам физического нисходящего совместного канала PDSCH, ресурсы для которого также фиксированы. Данные A/N, а также запросы SRI размещаются по фиксированным ресурсам.

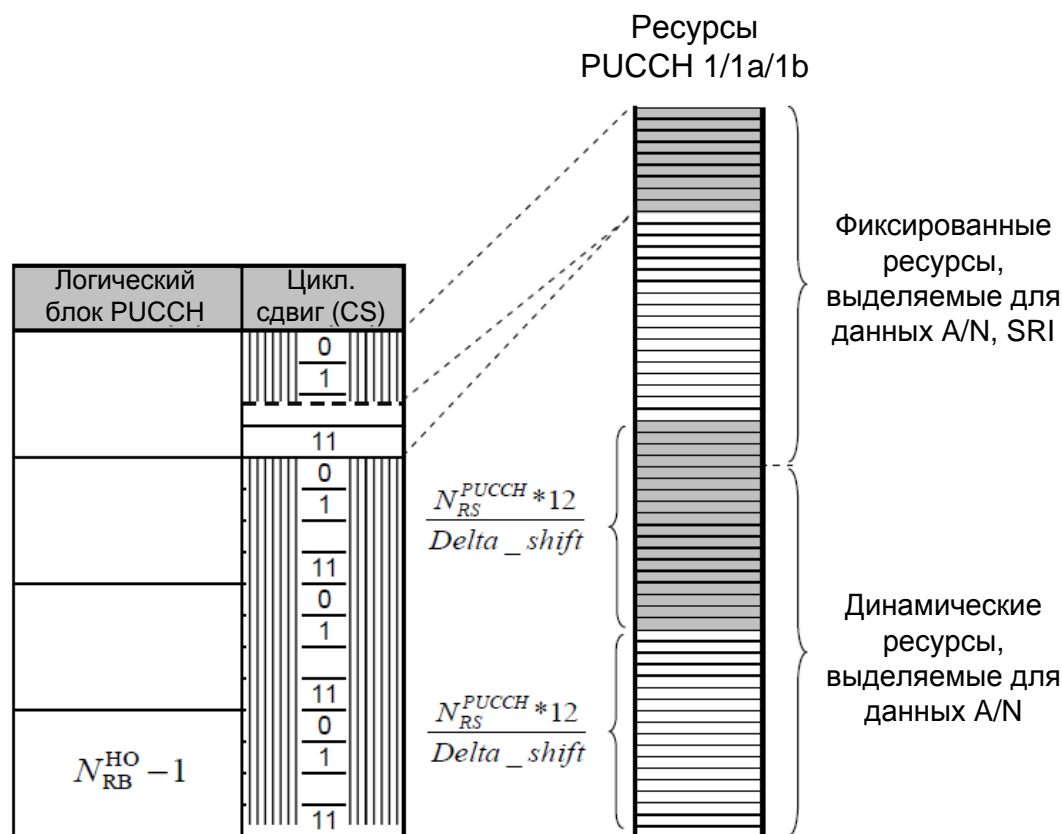


Рис. 2.23. Пример распределения ресурсов каналов PUCCH 1/1a/1b

Динамические ресурсы PUCCH 1/1a/1b размещаются в конце блока логических ресурсов канала PUCCH и используются для передачи данных подтверждения A/N, имеющих отношение к каналам PDSCH, ресурсы для которых выделяются динамически.

Принцип разделения ресурсов для данных A/N , имеющих отношение к фиксированным или динамическим каналам PDSCH, введен для получения однозначного соответствия между подтверждением A/N и номером управляющего элемента CCE (Control Channel Element) физического нисходящего канала управления PDCCH. Количество таких элементов CCE зависит от выделенного системе диапазона частот и от количества OFDM-символов в подкадре нисходящего сигнала, доступных для передачи служебной информации, которое передается для каждого подкадра в физическом управляющем канале индикации формата PCFICH: 1, 2 или 3 OFDM-символа на подкадр для диапазонов с шириной полосы выше 1,4 МГц; 2, 3, или 4 OFDM-символа на подкадр для диапазонов с шириной полосы 1,4 МГц. Таким образом удается обеспечить однозначное соответствие между ресурсом, на котором будут передаваться данные A/N , и номером элемента CCE канала PDCCH. К примеру, если система работает в диапазоне частот с шириной полосы 20 МГц, и если для передачи служебной информации в нисходящем направлении выделяется 3 OFDM-символа, то количество элементов CCE может достигать вплоть до 80.

Как уже было сказано выше, ресурсные блоки каналов PUSCH размещаются по краям частотного диапазона, выделенного восходящим каналам системы LTE (рис. 2.18). При этом ресурсные блоки каналов PUSCH 2/2a/2b всегда располагаются ближе к краям диапазона, затем располагаются блоки каналов PUSCH 1/1a/1b.

2.2.3. ПЕРЕДАЧА СЛУЖЕБНОЙ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛЕ PUSCH

В восходящем физическом совместном канале PUSCH передаются сигналы управления уровнями $L1/L2$ вместе с передачей пользовательских данных в восходящем направлении. Передача сигналов управления производится на выделенных частотно-временных ресурсах подкадра восходящего сигнала. Пользовательские и служебные данные — A/N , индикаторы качества CQI, индикаторы класса RI (Rank Indicator), индикаторы матрицы предварительного кодирования

PMI (Pre-coding Matrix Indicator) проходят процедуры кодирования и модуляции, причем данные процедуры различны для каждого вида данных, затем осуществляется процедура их мультиплексирования в блок SC-FDMA-символов (рис. 2.24).

Соотношение информационных и служебных символов может быть различным и меняться при переходе к следующему подкадру. Однако мультиплексирование служебных данных и пользовательского трафика всегда осуществляется таким образом, чтобы служебные данные были представлены в обоих слотах подкадра. Данные A / N помещаются в конце SC-FDMA-символов, рядом с пилотными сигналами.

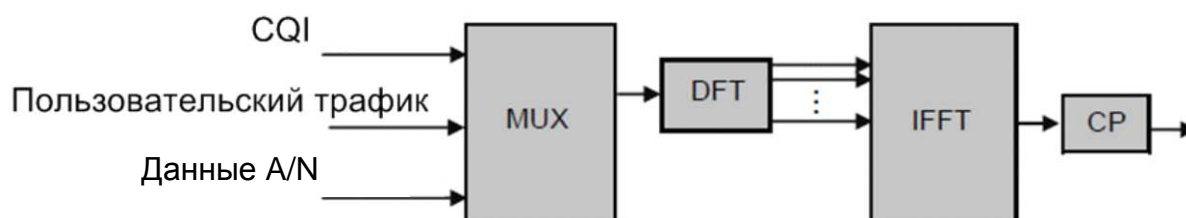


Рис. 2.24. Мультиплексирование данных восходящего канала PUSCH

В каждом слоте может выделяться не больше двух SC-FDMA-символов для данных A / N. Такие же требования предъявляются и к данным индикатора класса RI, символы которого располагаются рядом с символами A / N. Индикаторы матрицы предварительного кодирования PMI и индикаторы качества канала CQI размещаются по всем доступным SC-FDMA-символам и располагаются в начале символов (рис. 2.25).

Данные CQI, PMI всегда передаются с использованием той же схемы модуляции, что и пользовательские данные. Данные A / N, RI мультиплексируются таким образом, чтобы совокупность процедур кодирования, модуляции и скремблирования обеспечила максимальное значение евклидова расстояния между соседними SC-FDMA-символами. Таким образом, частотно-временной ресурс, отнесенный

к области данных A/N , может переносить не более двух бит информации, независимо от того, какая схема модуляции используется в канале PUSCH. Точки сигнальных созвездий QAM-16, QAM-64, наиболее удаленные от нуля, соответствуют максимальной мощности передаваемого сигнала, эти точки и используются для передачи данных A/N или RI.

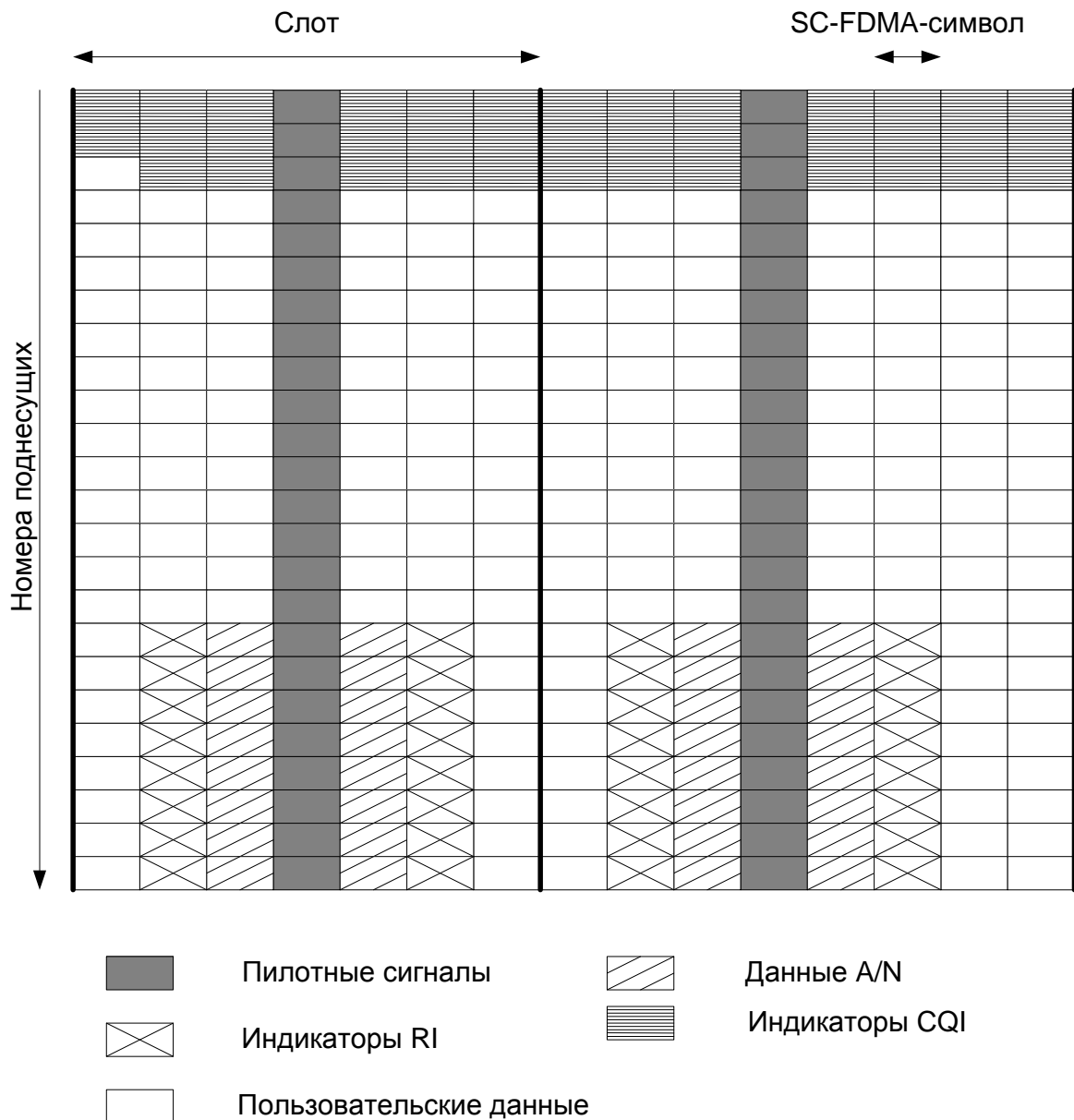


Рис. 2.25. Пример распределения ресурсов между пользовательскими и служебными данными

При передаче данных управления в канале PUSCH используются следующие способы кодирования:

- кодирование повторением (используется для однобитовых сообщений A / N);
- симплексное кодирование (2-битовые сообщения $A / N, RI$);
- $(32, N)$ -блочные коды Рида — Маллера (сообщения CQI / PMI размером меньше 11 бит);
- свёрточные коды со скоростью $1/3$ (сообщения CQI/PMI размером больше или равные 11 бит).

2.2.4. ПЕРЕДАЧА ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ ДАННЫХ В ВОСХОДЯЩЕМ НАПРАВЛЕНИИ

В восходящем направлении пользовательские данные передаются по физическому совместному каналу PUSCH. Передача сигнала канала PUSCH осуществляется кадрами, каждый из которых во временной области имеет длительность 10 мс. Распределение частотно-временных ресурсов между абонентами осуществляется ресурсными блоками, каждый из которых, как уже упоминалось выше, в частотной области занимает диапазон 180 кГц, а во временной области имеет длительность 1 мс, эквивалентную одному подкадру радиосигнала. Выделяемый абоненту ресурс должен быть непрерывен в частотной области; в любой фиксированный момент времени абонент может передавать только один SC-FDMA-символ. Распределение частотно-временных ресурсов осуществляется на базовой станции устройством частотно-временного планирования (scheduler) (рис. 2.26).

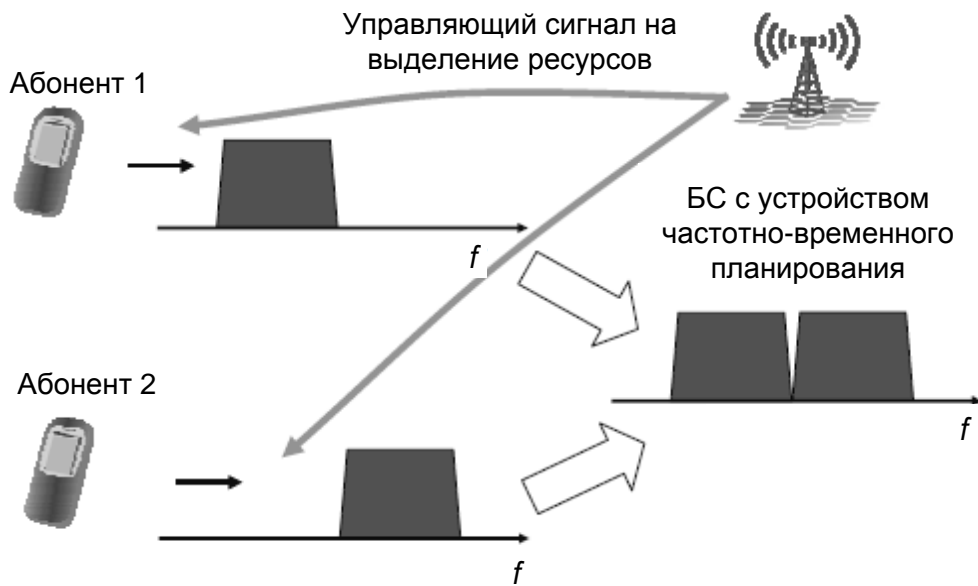


Рис. 2.26. Распределение частотно-временных ресурсов между абонентами

Таким образом, передача данных ПТ невозможна без предварительного запроса на выделение ресурсов. Предварительные запросы осуществляются по физическому каналу случайного доступа PRACH, о котором будет сказано позже.

Максимальное значение скорости передачи данных в восходящем направлении зависит от нескольких параметров. К ним относятся схема манипуляции (КАМ-4, КАМ-16, КАМ-64), количество выделенных в частотной области ресурсных блоков, количество служебной информации, которую необходимо передать вместе с пользовательскими данными, а также схема помехоустойчивого кодирования. Так, максимальная скорость передачи данных может принимать значения в диапазоне от 700 Кбит/с до 86 Мбит/с.

Перед размещением по ЧВР канала PUSCH пользовательские данные проходят следующие процедуры.

- Расчет CRC. Контрольная сумма рассчитывается для каждого транспортного блока и добавляется к нему с использованием одного из полиномов:

$$g_{\text{CRC24A}}(D) = [D^{24} + D^{23} + D^{18} + D^{17} + D^{14} + D^{11} + D^{10} + D^7 + D^6 +$$

$$\begin{aligned}
& + D^5 + D^4 + D^3 + D + 1]; \\
g_{\text{CRC24B}}(D) &= [D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1]; \\
g_{\text{CRC16}}(D) &= [D^{16} + D^{12} + D^5 + 1]; \\
g_{\text{CRC8}}(D) &= [D^8 + D^7 + D^4 + D^3 + D + 1].
\end{aligned}$$

- Сегментация по кодовым блокам. Эта процедура имеет место, если размер транспортного блока превышает максимально допустимый размер кодового блока. Тогда транспортный блок разбивается на кодовые блоки, и к каждому кодовому блоку добавляется поле контрольной суммы длиной 24 бита. Максимальный размер кодового блока составляет 6 144 бита. Если размер транспортного блока меньше или равен максимальному размеру кодового блока, то данная процедура не выполняется.

- Помехоустойчивое кодирование. В восходящем и нисходящем совместных каналах (UL-PUSCH, DL-PDSCH) используется турбокодирование со скоростью 1/3. Используемые при формировании сигналов кодеры будут рассмотрены далее.

- Выравнивание скоростей передачи данных. Суть этой процедуры заключается в том, чтобы исключить или повторить некоторые биты кодового блока, полученного на предыдущем шаге, и, таким образом, согласовать скорость передачи данных, требуемую транспортным каналом, и скорость передачи данных, которую может обеспечить физический канал. Как будет показано ниже, в результате канального кодирования образуется три потока данных $d_k^{(0)}$, $d_k^{(1)}$, $d_k^{(2)}$. Эти битовые потоки вначале поступают на блочные перемежители, после этого объединяются в блоке битового накопителя, после чего проводится процедура повторения или прореживания (рис. 2.27).

Отметим, что процедуры выравнивания скоростей различны для каналов, использующих сверточное помехоустойчивое кодирование и турбокодирование.

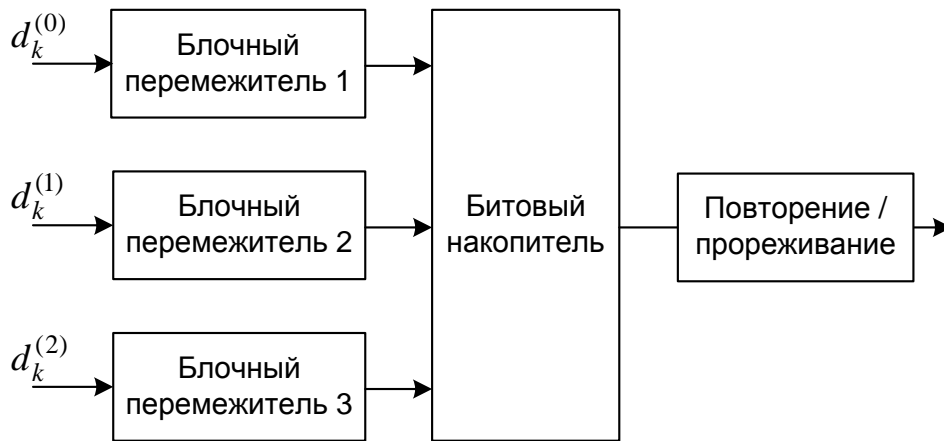


Рис. 2.27. Структурная схема процедуры выравнивания скоростей

- Конкатенация кодовых блоков. Данная процедура заключается в последовательном объединении кодовых блоков, прошедших процедуры выравнивания скоростей передачи данных и формирование единого потока данных.

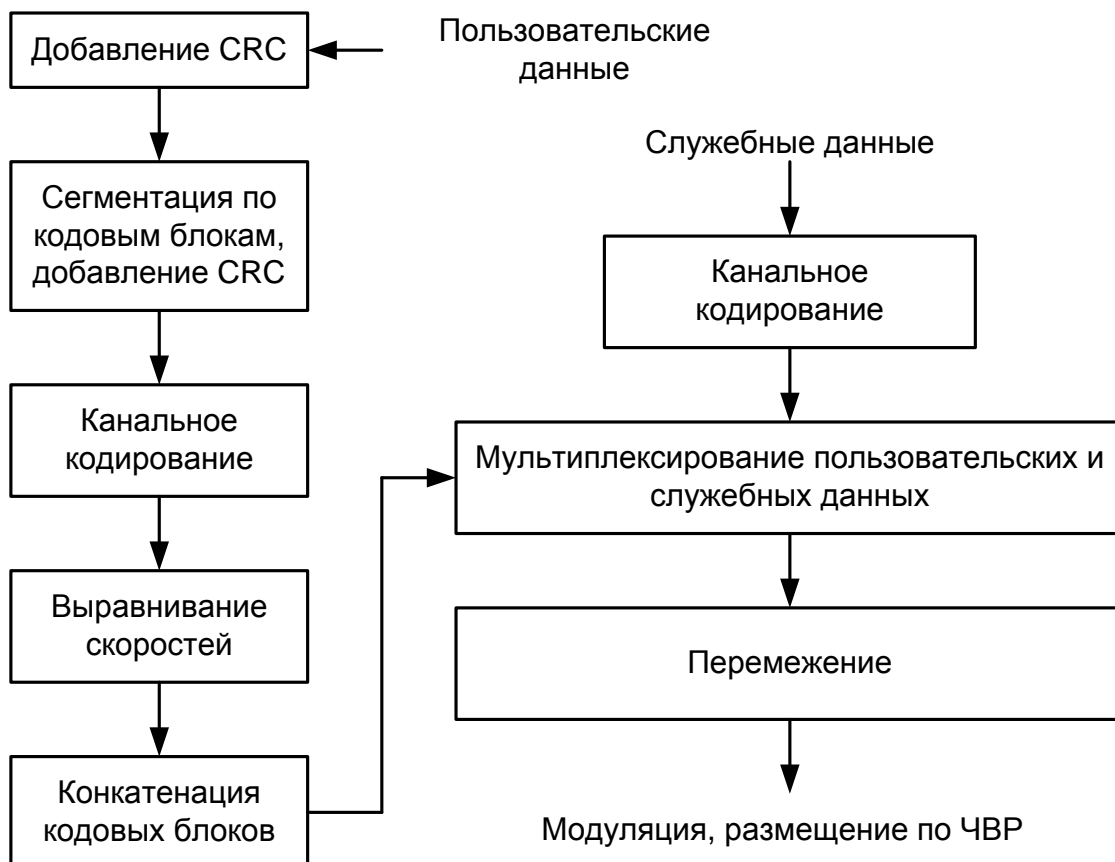


Рис. 2.28. Структурная схема кодирования данных канала PUSCH

Служебные данные, в отличие от пользовательских, проходят только процедуру канального кодирования. После этого осуществляется мультиплексирование пользовательских и служебных данных, перемежение, модуляция и размещение их по ЧВР канала PUSCH (рис. 2.28).

2.2.5. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ

В данном разделе будут кратко описаны процедуры помехоустойчивого кодирования, которые являются общими для восходящего и нисходящего направлений. Спецификация TS 36.212 предполагает два способа помехоустойчивого кодирования, используемых при формировании сигналов. Основным способом помехоустойчивого кодирования является турбокодирование со скоростью 1/3. Также приводится схема сверточного кодера со скоростью кодирования 1/3, которая используется при формировании сигнала широковещательного канала VCH. Рассмотрим данные схемы.

В качестве кодера турбокода используется схема двух параллельно связанных сверточных кодеров с внутренним перемежителем (рис. 2.29).

В начале кодирования в ячейки вспомогательных кодеров должны быть записаны нули. В процессе кодирования биты турбокода снимаются с выходов кодера в следующем порядке:

$$\begin{aligned}d_k^{(0)} &= x_k, \\d_k^{(1)} &= z_k, \\d_k^{(2)} &= z'_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, K - 1.\end{aligned}$$

где x_1, x_2, \dots, x_K представляют собой биты, поступающие на вход кодера турбокода, z_1, z_2, \dots, z_K — биты с выхода первого вспомогательного кодера, z'_1, z'_2, \dots, z'_K — биты с выхода второго вспомогательного кодера. Биты x_1, x_2, \dots, x_K будем называть систематическими, а биты, полученные с выходов вспомогательных кодеров — проверочными.

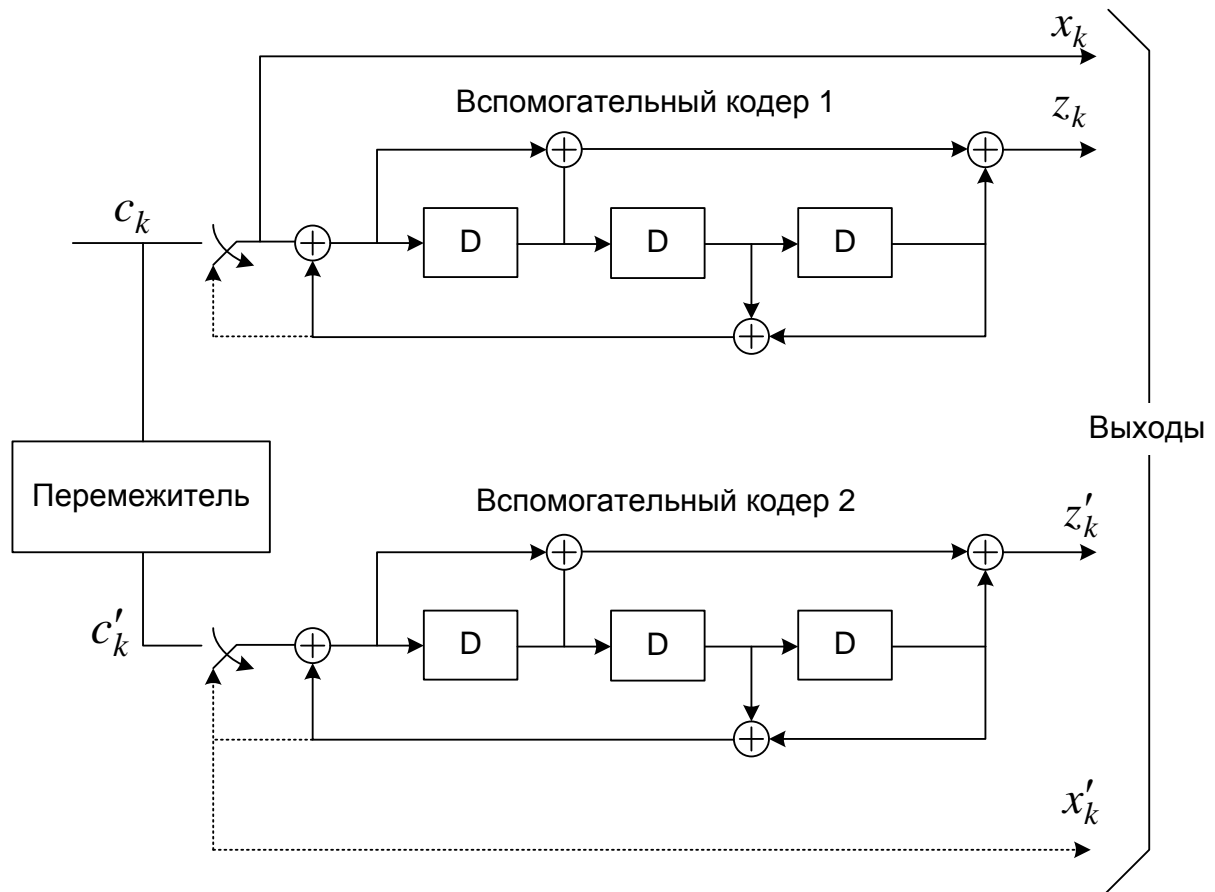


Рис. 2.29. Кодер турбокода со скоростью кодирования 1/3

После того, как на вход турбокодера поступает последний информационный бит, т. е. бит с номером K , к кодированному блоку добавляются окончательные биты. При этом сначала верхний переключатель турбокодера переключается в нижнее положение и, при тактировании только первого вспомогательного кодера, снимаются первые три окончательных бита. Далее, нижний переключатель турбокодера переключается в нижнее положение и, при тактировании только второго вспомогательного кодера, снимаются остальные три окончательных бита:

$$\begin{aligned}
 d_K^{(0)} &= x_K, d_{K+1}^{(0)} = z_{K+1}, d_{K+2}^{(0)} = x'_K, d_{K+3}^{(0)} = z'_{K+1}, \\
 d_K^{(1)} &= z_K, d_{K+1}^{(1)} = x_{K+2}, d_{K+2}^{(1)} = z'_K, d_{K+3}^{(1)} = x'_{K+2}, \\
 d_K^{(2)} &= x_{K+1}, d_{K+1}^{(2)} = z_{K+2}, d_{K+2}^{(2)} = x'_{K+1}, d_{K+3}^{(2)} = z'_{K+2}.
 \end{aligned}$$

Переключатель кодера турбокода осуществляет перестановку бит в следующем порядке. Если на его вход поступает последователь-

ность бит c_0, c_1, \dots, c_{K-1} , то на выходе перемежителя будет сформирована последовательность

$$c'_i = c_{\Pi(i)}, i = 0, 1, \dots, K - 1.$$

Последовательность номеров $\Pi(i)$, в соответствии с которой изменяется порядок следования бит, формируется согласно формуле

$$\Pi(i) = (f_1 i + f_2 i^2) \bmod K.$$

Параметры f_1, f_2 зависят от размера битовой последовательности K и определяются таблицей, приведенной в спецификации TS 36.212.

Структурная схема сверточного кодера показана на рис. 2.30.

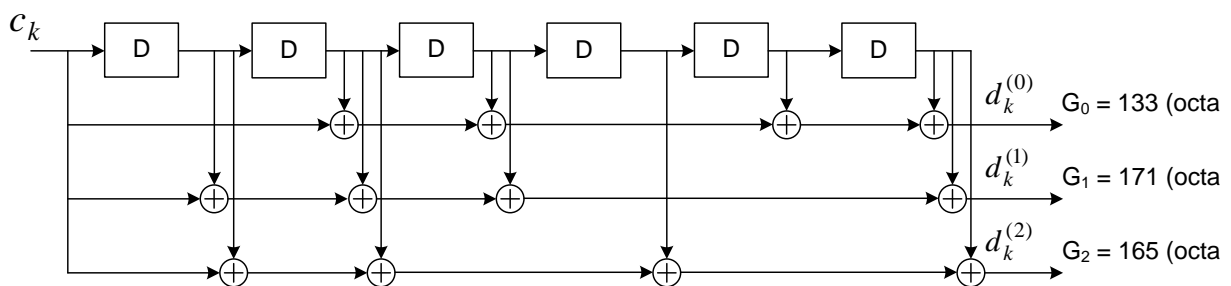


Рис. 2.30. Сверточный кодер со скоростью кодирования 1/3

Перед началом процедуры кодирования в ячейки регистра сдвига должны быть записаны последние 6 бит информационной последовательности c_k . Результат кодирования считывается последовательно с трех выходов кодера $d_0^{(0)}, d_0^{(1)}, d_0^{(2)}, d_1^{(0)}, d_1^{(1)}, d_1^{(2)}$ и т. д.

2.2.6. ПИЛОТНЫЕ СИГНАЛЫ ВОСХОДЯЩИХ КАНАЛОВ

Помимо служебных и пользовательских данных в восходящем направлении необходимо передавать заранее известные БС последовательности информационных символов для обеспечения условий когерентного приема сигналов. В системе UMTS это реализовывалось передачей пилотных символов в физическом выделенном восходящем управляющем канале PDCCH. В системе LTE пилотные сигналы передаются в физическом восходящем управляющем канале PUCCH и в физическом восходящем совместном канале PUSCH в качестве так

называемых демодулирующих пилотных сигналов (Demodulation Reference Signals, DMRS), также возможна передача зондирующих пилотных сигналов (Sounding Reference Signals, SRS).

Комплексные последовательности, используемые в качестве пилотных символов, должны обладать следующими свойствами:

- последовательности должны иметь хорошие автокорреляционные и взаимокорреляционные свойства;
- количество возможных пилотных последовательностей должно быть достаточным для распределения среди абонентов, работающих как в одной соте, так и в соседних;
- спектр пилотного сигнала должен быть, по возможности, широким и равномерным для упрощения оценки частотной характеристики радиоканала.

Таковыми последовательностями являются упомянутые в предыдущем разделе последовательности постоянной амплитуды с нулевой автокорреляцией (CAZAC-последовательности); примером таких последовательностей являются *комплексные последовательности Задова — Чу* (Zadoff — Chu sequences) .

Последовательностей Задова — Чу может быть сгенерировано достаточно много при условии, что длина последовательности есть простое число. Однако, для систем LTE необходимы пилотные последовательности длиной кратной 12 элементам (напомним, что в одном ресурсном блоке содержится 12 поднесущих), и при такой длине количество возможных последовательностей Задова — Чу сильно сокращается.

Последовательности Задова — Чу, длина которых есть простое число, обладают следующими свойствами:

- последовательности имеют постоянную амплитуду как во временной, так и в частотной областях;
- применение операции БПФ или ОБПФ к последовательности Задова — Чу дает также последовательность Задова — Чу, но с другим циклическим сдвигом;

- последовательность, образованная циклическим сдвигом элементов последовательности Задова — Чу, есть также последовательность Задова — Чу, ортогональная исходной;
- периодическая автокорреляционная функция последовательности Задова — Чу идеальна, т. е. является дельта-функцией;
- взаимная корреляционная функция двух последовательностей Задова — Чу, образованных разными корнями, имеет постоянное для всех сдвигов значение $1/\sqrt{N_{ZC}}$, где N_{ZC} — длина последовательностей.

Если при формировании сигнала требуется пилотная последовательность длиной, эквивалентной одному или двум ресурсным блокам (соответственно, 12 или 24 элементов), то для ее формирования используется упрощенный алгоритм. При этом формирование осуществляется в частотной области из точек сигнального созвездия КАМ-4. Базовая последовательность $\bar{r}_{u,v}(n)$ формируется следующим образом:

$$\bar{r}_{u,v}(n) = \exp[j\varphi(n)\pi/4], \quad n = 0, 1, \dots, M_{SC}^{RS}, \quad (2.25)$$

где последовательность $\varphi(n)$ зависит от номера u группы базовой последовательности, M_{SC}^{RS} — длина пилотной последовательности (12 или 24 элемента). Последовательности $\varphi(n)$ приведены в табл. П.2 и П.3 Приложения.

Различные пилотные последовательности формируются из базовой последовательности следующим образом:

$$r_{u,v}^{(\alpha)}(n) = \bar{r}_{u,v}(n) \exp(j\alpha n), \quad n = 0, 1, \dots, M_{SC}^{RS}, \quad (2.26)$$

где циклический сдвиг α определяется целым числом n_{cs} (cs — cyclic shift, циклический сдвиг):

$$\alpha = 2\pi n_{cs} / 12. \quad (2.27)$$

В случае, когда требуется пилотная последовательность большей длины, сначала генерируется последовательность Задова — Чу, длина которой есть простое число N_{ZC}^{RS} , наиболее близкое к требуемой длине пилотной последовательности M_{SC}^{RS} :

$$x_q = \exp\left[-j\pi qm(m+1) / N_{ZC}^{RS}\right], m = 0, 1, \dots, N_{ZC}^{RS} - 1, \quad (2.28)$$

где

$$q = \lfloor \bar{q} + 1/2 \rfloor + v(-1)^{\lfloor 2\bar{q} \rfloor}, \quad \bar{q} = N_{ZC}^{RS}(u+1) / 31,$$

параметр u определяет номер группы пилотной последовательности ($u = 0, 1, \dots, 29$), а v идентифицирует базовую пилотную последовательность внутри группы. Каждая группа содержит 3 базовых пилотных последовательности: одна последовательность может занимать от одного до пяти ресурсных блоков ($v = 0$), две другие имеют большую длину ($v = 0, 1$).

Затем формируются базовые пилотные последовательности циклическим повторением сгенерированной ранее последовательности Задова — Чу:

$$\bar{r}_{u,v}(n) = x_q(n \bmod N_{ZC}^{RS}), n = 0, 1, \dots, M_{SC}^{RS}. \quad (2.29)$$

Остальные пилотные последовательности данной группы формируются из базовой последовательности ее циклическим сдвигом на основе (2.26).

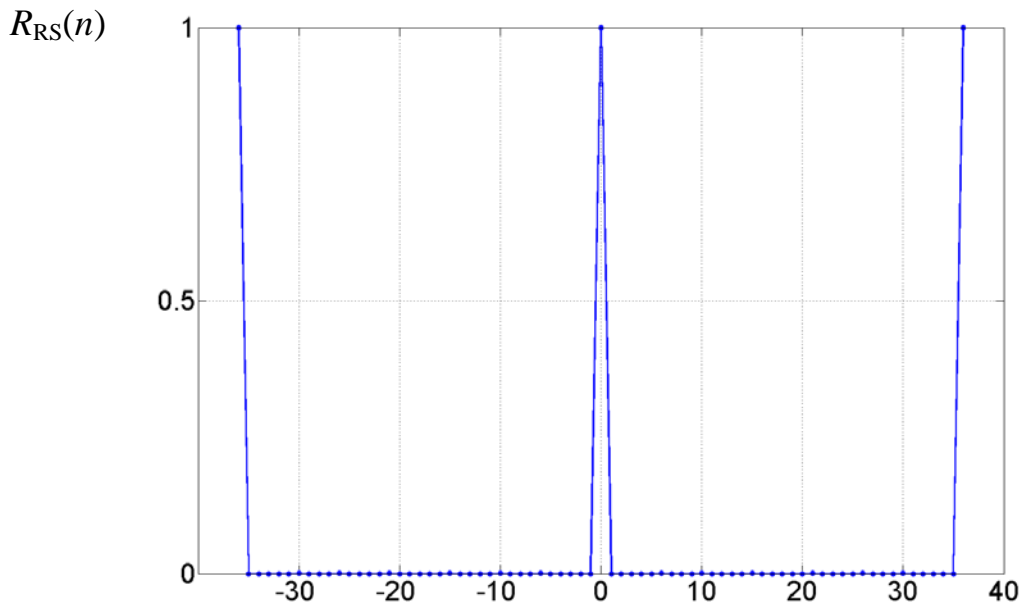


Рис. 2.31. Автокорреляционная функция пилотной последовательности

Обратим внимание, что сформированные пилотные последовательности размещаются по поднесущим SC-FDMA-символа, т. е. при формировании сигнала во временной области над ними будет осуществляться операция ОБПФ. Ввиду того что такие последовательности не являются последовательностями Задва — Чу, во временной области пилотные сигналы уже не будут иметь постоянной амплитуды, поэтому относить такие последовательности к классу CAZAC-последовательностей некорректно, однако используемые пилотные последовательности, всё же, обладают свойством нулевой автокорреляции. Под этим термином имеется в виду, что автокорреляционная функция такого сигнала $R_{RS}(n)$ представляет собой дельта-функцию (рис. 2.31). Поэлементное умножение сгенерированной последовательности на $\exp(jan)$ во временной области эквивалентно ее циклическому сдвигу на $n_{cs} M_{SC}^{RS} / 12$ элементов.

На рис. 2.32 показано семейство функций взаимной корреляции $R^{k,l}(n)$ пилотных последовательностей ($M_{SC}^{RS} = 36$), принадлежащих одной группе, т. е. полученных на основе одной и той же базовой последовательности, но с разными циклическими сдвигами.

Индексы k, l функции взаимной корреляции показывают циклические сдвиги n_{cs} базовой пилотной последовательности.

Как видно из рис. 2.32, в случае неравных сдвигов ($n_{cs1} \neq n_{cs2}$), функция взаимной корреляции имеет нулевое значение при нулевом сдвиге, т. е. такие последовательности оказываются ортогональными. Для реализации разделения пилотных сигналов по циклическому сдвигу необходимо выполнение условия, при котором задержка во времени между сигналами, пришедшими к БС от различных абонентов, не превышала бы длительности временного интервала, соответствующего минимальному циклическому сдвигу. В связи с этим в системе LTE принято 12 возможных циклических сдвигов ($n_{cs} = 0, 1, \dots, 11$) для демодулирующих пилотных сигналов и 8 возможных циклических сдвигов ($n_{cs} = 0, 1, \dots, 7$) для зондирующих пилотных сигналов.

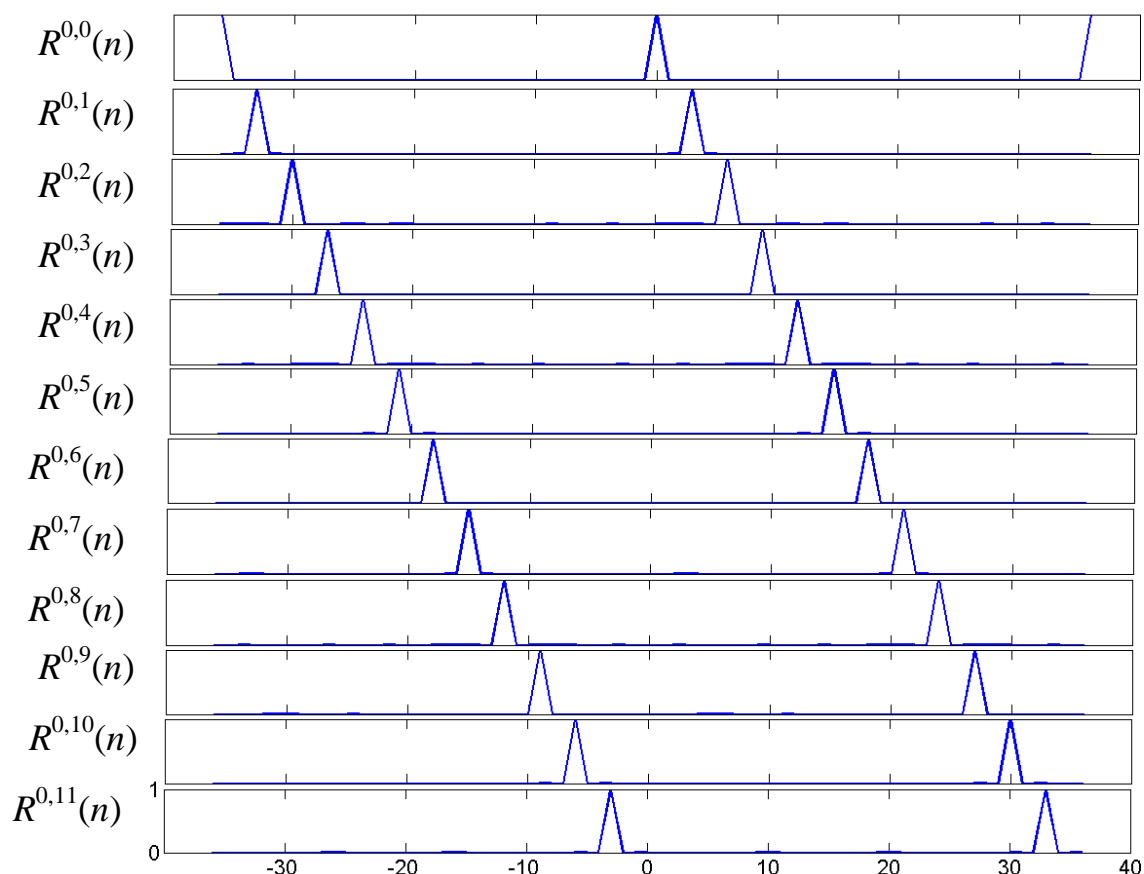


Рис. 2.32. Семейство функций взаимной корреляции пилотных последовательностей одной группы

Демодулирующие пилотные сигналы, как уже говорилось, необходимы для оценки передаточной характеристики канала, а также для реализации когерентного приема. Такой пилотный сигнал должен занимать в частотной области весь диапазон, доступный данному абоненту для передачи сигнала восходящего канала. В каждом слоте канала PUSCH может размещаться только один демодулирующий пилотный сигнал, а в слоте канала PUCCH их может быть 2 или 3 — это зависит от формата PUCCH. В слоте совместного канала PUSCH пилотный сигнал DMRS занимает 4 SC-FDMA символа, а длина пилотной последовательности всегда соответствует количеству выделенных пользователю поднесущих.

Для формирования демодулирующего пилотного сигнала пользователю необходимо определить следующие параметры:

- номер группы u (этот параметр определяется сотой, которая обслуживает данного пользователя);
- номер последовательности в пределах данной группы v (этот параметр также определяется сотой);
- циклический сдвиг выбранной последовательности, с которым будет формироваться сигнал DMRS (один из 12 возможных циклических сдвигов определяется как сотой, так и пользовательским оборудованием);
- количество элементов последовательности, которые будут размещены по соответствующим поднесущим.

Различные абоненты, находящиеся в обслуживании одной БС, должны использовать различные циклические сдвиги демодулирующей пилотной последовательности, а соседние соты, как правило, должны использовать разные группы пилотных последовательностей для правильного разделения сигналов абонентов. Пилотные последовательности, принадлежащие различным группам, обладают хорошими взаимными корреляционными свойствами. Другими словами, функция взаимной корреляции $R_{u_1, u_2}(n)$ таких сигналов имеет малые значения при любом сдвиге (рис. 2. 33). Однако свойство постоянства функции взаимной корреляции, которым обладают последовательности Задова — Чу, образованные разными корнями, для таких последовательностей уже не выполняется.

Для снижения влияния интерференции между сигналами абонентов, находящихся в соседних сотах, системой LTE предусмотрены следующие методы.

- Используемый абонентом циклический сдвиг изменяется при переходе к новому слоту канала PUSCH. Однако, в силу особенностей размещения данных канала PUSCH по ЧВР выделенного диапазона, в этом канале интерференция между сигналами различных абонентов оказывает большее влияние на качество приема. В связи с этим, при передаче сигнала канала PUSCH циклический сдвиг меняется в каждом SC-FDMA-символе.

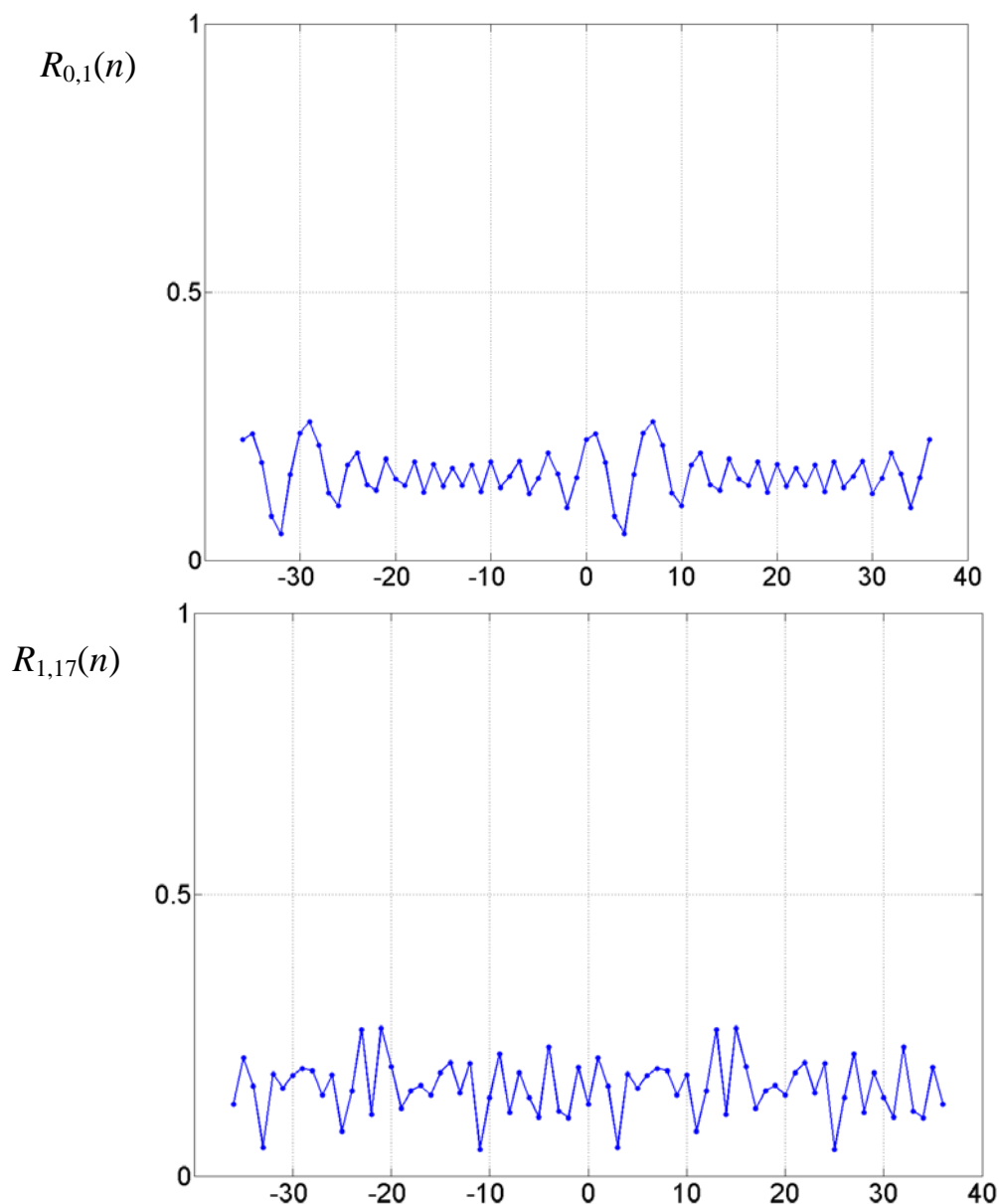


Рис. 2.33. Примеры функций взаимной корреляции между пилотными последовательностями разных групп

- Номер используемый группы пилотных последовательностей изменяется в каждом новом слоте сигнала. Изменение номера группы осуществляется согласно определенной таблице и начального смещения, выделенного данной соте.

- Если используются пилотные последовательности для размещения в диапазоне, занимающем больше пяти ресурсных блоков (в одной группе таких последовательностей две), то возможно изменение пилот-

ной последовательности в пределах одной группы. Понятно, что одновременное использование данного режима с предыдущим невозможно.

Зондирующие пилотные сигналы (сигналы SRS) необходимы для оценки качества канала базовой станцией во всей полосе частот восходящего канала, даже если передача канала PUSCH занимает не весь выделенный частотный диапазон или вовсе отсутствует. БС принимает сигнал SRS, производит оценку качества канала и использует информацию о качестве канала для оптимального решения о выделении частотного ресурса абоненту. Сигнал SRS всегда размещается в последнем SC-FDMA-символе подкадра, как показано на рис. 2.34



Рис. 2.34. Передача зондирующего пилотного сигнала

При передаче сигнала SRS используется режим распределенной по символу передачи, при котором символы пилотной последовательности помещаются на каждую вторую поднесущую SC-FDMA символа. Для зондирующего сигнала используются такие же пилотные последовательности, что и для демодулирующего пилотного сигнала. Длина пилотной SRS-последовательности всегда кратна 24, таким образом, диапазон сигнала SRS всегда кратен диапазону четырех ресурсных блоков.

Для разделения сигналов SRS в системе LTE предусмотрены следующие методы.

- Ввиду использования последовательностей Задова — Чу в качестве пилотных возможно разделение абонентов по циклическому сдвигу. Для сигналов SRS возможно 8 значений циклического сдвига.
- Временное разделение, при котором различные абоненты помещают свои сигналы SRS в конце разных подкадров радиосигнала.

На рис. 2.35 показан пример частотно-временной схемы разделения SRS-сигналов различных абонентов. В этом случае SRS-сигнал первого абонента занимает диапазон 0,72 МГц (4 ресурсных блока) и передается с периодом 10 мс (один раз для 5 подкадров). Зондирующий пилотный сигнал третьего абонента занимает 20 ресурсных блоков (полосу 3,6 МГц) и передается с периодом 5 мс.

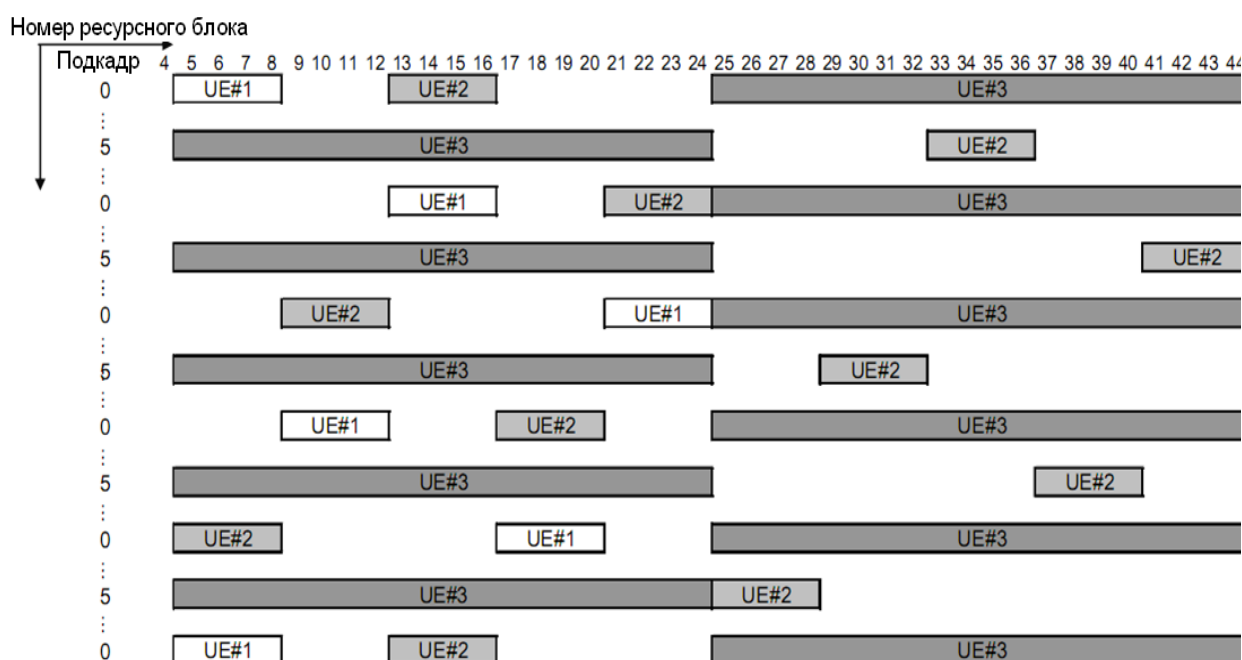


Рис. 2.35. Пример частотно-временной схемы разделения сигналов SRS, принадлежащих различным абонентам

2.2.7. ФИЗИЧЕСКИЙ КАНАЛ СЛУЧАЙНОГО ДОСТУПА

Передача сигнала канала случайного доступа PRACH может осуществляться в произвольный момент времени, в отличие от сигнала

лов рассмотренных выше физических каналов. Передача данных по этому каналу невозможна до выполнения процедуры синхронизации с БС. Более того, расстояние до БС остается неизвестной величиной даже после синхронизации, поэтому сигнал канала PRACH может приходиться от разных ПТ с различными значениями временной задержки, которая и оценивается на БС по сигналу канала PRACH.

В системах LTE, работающих в режиме FDD и использующих структуру кадра типа 1, передача по каналу PRACH может осуществляться только один раз в течение временного интервала, соответствующего одному подкадру радиосигнала. Частота, с которой может задействоваться данный канал, зависит от загруженности сети и от потребностей пользователя. Передачи могут осуществляться с частотой следования подкадров или один раз в 20 мс. Передача по каналу случайного доступа всегда представляет собой преамбулу и циклический префикс. Возможные структуры преамбул показаны на рис. 2.36.

Форматы преамбулы 1, 3, которые имеют большую длительность циклического префикса, могут использоваться в сотах, обслуживающих большие территории, где задержка распространения сигнала между ПТ и БС может принимать большие значения (радиус соты в системе LTE может достигать 100 км, при этом задержка распространения сигнала составит около 333 мкс). Форматы преамбул с повторяющимися последовательностями могут использоваться в условиях работы с большими потерями при распространении. В каждой соте возможно формирование 64 последовательностей преамбулы, которые могут быть распределены между абонентами. Передача данных по каналу PRACH всегда занимает полосу частот шириной 1,08 МГц, что соответствует шести ресурсным блокам.

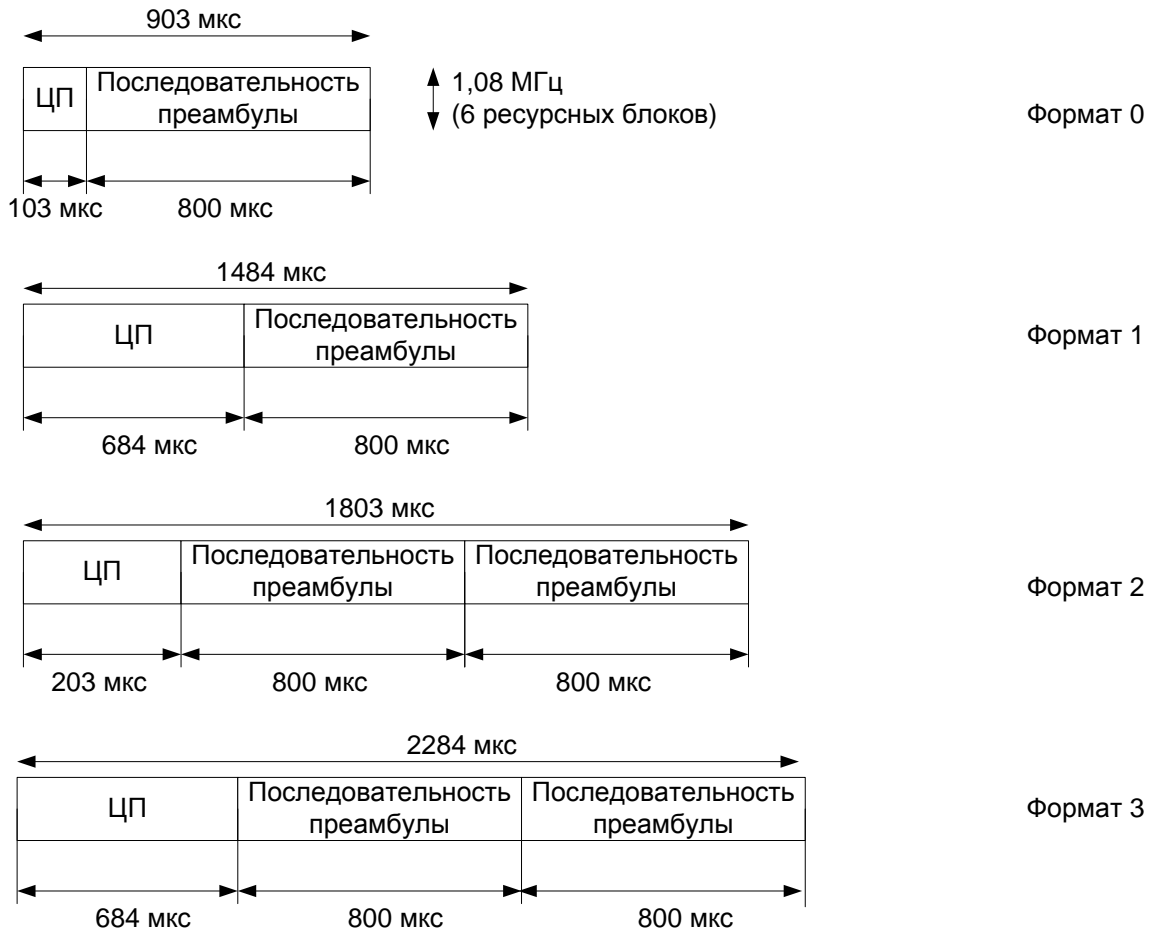


Рис. 2.36. Форматы преамбулы канала PRACH (режим FDD)

В качестве последовательностей преамбулы используются последовательности Задова — Чу длиной 839 элементов, свойства которых были описаны выше. Автокорреляционные свойства этих последовательностей позволяют точно обнаруживать сигнал канала PRACH и оценивать задержку его распространения. В одной соте используется одна последовательность Задова — Чу с 64 возможными значениями циклического сдвига. Такое малое по сравнению с длиной последовательности число возможных циклических сдвигов обеспечивает выполнение условия, при котором временной интервал, соответствующий возможным значениям задержки распространения, имеет длительность меньше, чем минимальный циклический сдвиг между возможными последовательностями преамбулы. Другими словами, данное условие исключает ситуацию, при которой задержанную на время

распространения сигнала от ПТ к БС преамбулу возможно спутать с преамбулой другого пользователя (рис. 2.37).

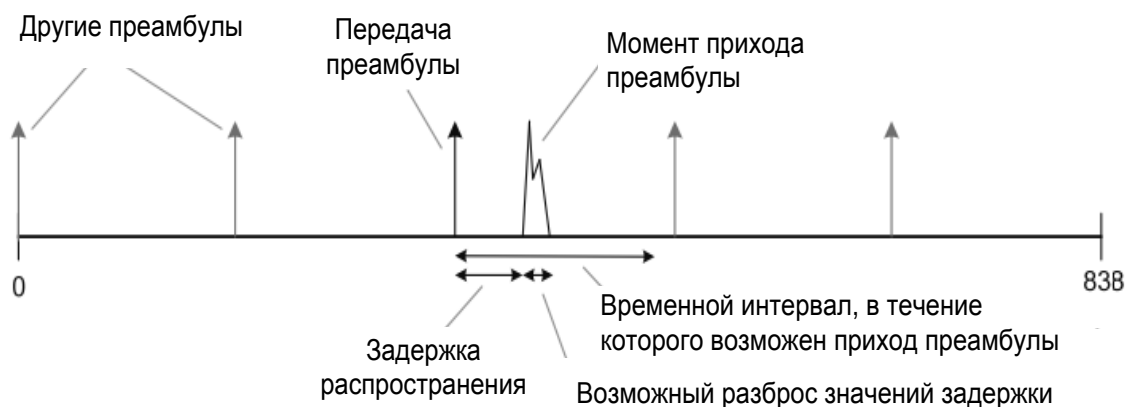


Рис. 2.37. Условие корректной оценки момента прихода преамбулы сигнала PRACH

Итак, в предыдущих разделах были рассмотрены физические восходящие каналы. Обратимся теперь к рассмотрению основных особенностей физических нисходящих каналов.

2.3. ОСНОВНЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ НИСХОДЯЩИЕ КАНАЛЫ

В разд. 2.1.1 была рассмотрена структура многочастотных ортогональных сигналов, используемых при передаче данных системы LTE в нисходящем направлении, позволяющих (при помощи защитного интервала) эффективно бороться с замираниями. Еще одним преимуществом таких сигналов является удобство мультиплексирования потоков данных, предназначенных различным абонентам. Действительно, при передаче одного OFDM-сигнала данные, поступающие от различных пользователей, можно размещать по разным поднесущим, или по группам поднесущих. Такой метод множественного доступа совмещает в себе идею OFDM-сигналов и принцип частотного разнесения. Метод получил название *множественного доступа с ортогональным частотным разнесением* (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA). Далее будем использовать понятие

OFDMA-символа, который, по сути, является набором отсчетов OFDM-сигнала во временной области, подчеркивая таким образом, что сигнал является групповым, т. е. несет данные нескольких пользователей.

Аналогично случаю восходящих каналов, выделение физических ресурсов пользователям осуществляется ресурсными блоками, каждый из которых занимает в частотной области полосу 180 кГц, что при разносе между соседними поднесущими в 15 кГц соответствует 12 поднесущим, а во временной – 0,5 мс (слот). Однако перераспределение частотно-временных ресурсов между пользователями может осуществляться только раз в 1 мс (подкадр). В режиме работы с нормальным циклическим префиксом один ресурсный блок включает 7 OFDMA-символов, а в режиме работы с расширенным циклическим префиксом – 6 OFDMA-символов.

2.3.1. ПЕРЕДАЧА ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ ДАННЫХ В НИСХОДЯЩЕМ НАПРАВЛЕНИИ

В нисходящем направлении пользовательские данные передаются в нисходящем физическом групповом канале PDSCH. БС производит оценку качества канала между пользователем и БС на основе индикаторов CQI, передаваемых пользовательскими терминалами, и в соответствии с результатом выделяет пользователям те или иные ресурсные блоки. Понятно, что если пользователю необходимо передавать данные на более высокой скорости, то ему должно быть выделено большее количество ресурсных блоков. Также, как и в случае восходящего канала, положение и параметры выделяемых пользователю ресурсов могут изменяться с течением времени (рис. 2.38).

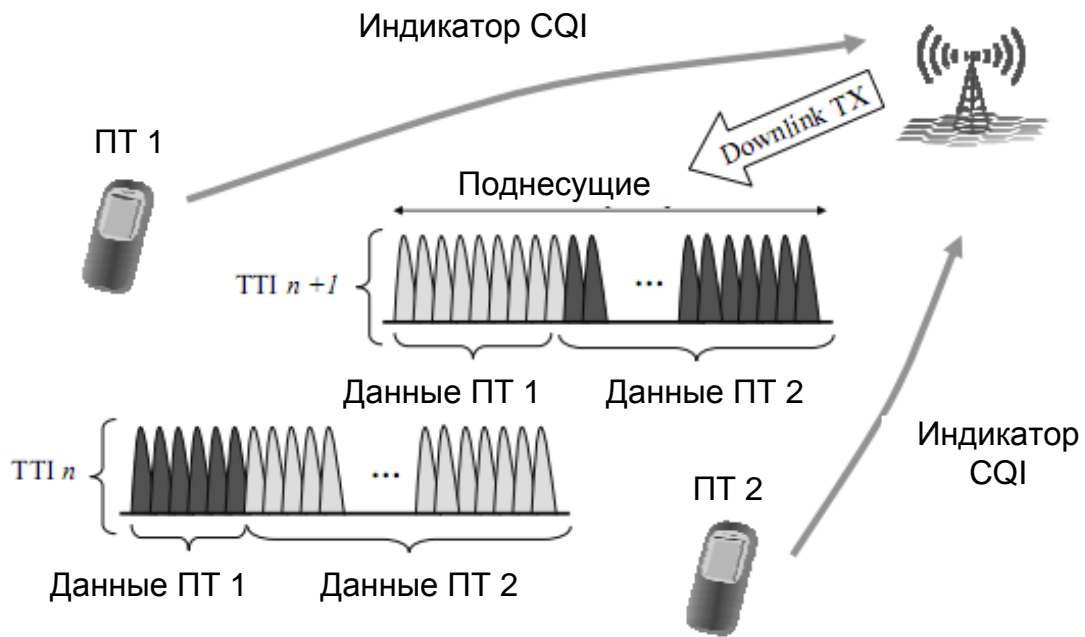


Рис. 2.38. Перераспределение ЧВР между пользователями

Служебные сообщения о том, какие ресурсные блоки назначаются данному пользователю, передаются в физическом нисходящем управляющем канале PDCCH. Данные канала PDSCH могут занимать от трех до шести OFDMA-символов в слоте в зависимости от конфигурации канала PDSCH и от используемого циклического префикса (нормальный или расширенный).

В каждом подкадре данные канала PDCCH могут содержаться только в первом слоте подкадра, в то время как второй слот подкадра содержит только данные PDSCH.

В примере, показанном на рис. 2.39, в первом слоте подкадра каналу PDCCH выделено 3 OFDMA-символа, но в общем случае данные этого канала могут занимать от одного до трех OFDMA-символов. В режиме работы, при котором системе выделен диапазон частот шириной 1,4 МГц, в первом слоте подкадра радиосигнала каналу PDCCH может выделяться от двух до четырех OFDMA-символов.

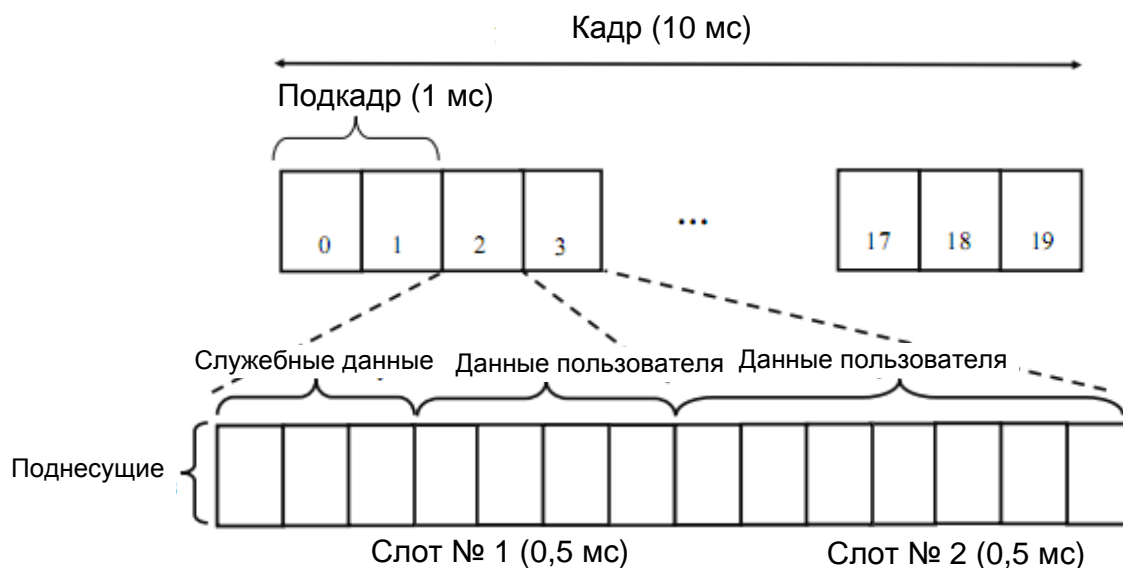


Рис. 2.39. Размещение служебных и пользовательских данных в подкадре

Вместе с данными каналов PDCCH и PDSCH в сигнале нисходящего канала необходимо размещение пилотных сигналов и данных широкополосного канала PUSCH. Для более эффективной оценки передаточной характеристики канала символы пилотной последовательности распределяются равномерно по ЧВР подкадра, как по частотному диапазону, так и во времени (по OFDMA-символам). Пример распределения пилотных символов по ЧВР подкадра показан на рис. 2.40.

В качестве схемы помехоустойчивого кодирования пользовательских данных используется турбокодирование со скоростью $1/3$, которая подробно рассматривалась для случая восходящих каналов (разд. 2.2.5). Максимальный размер блока данных, который может подаваться на кодер турбокода, составляет 6144 бита.

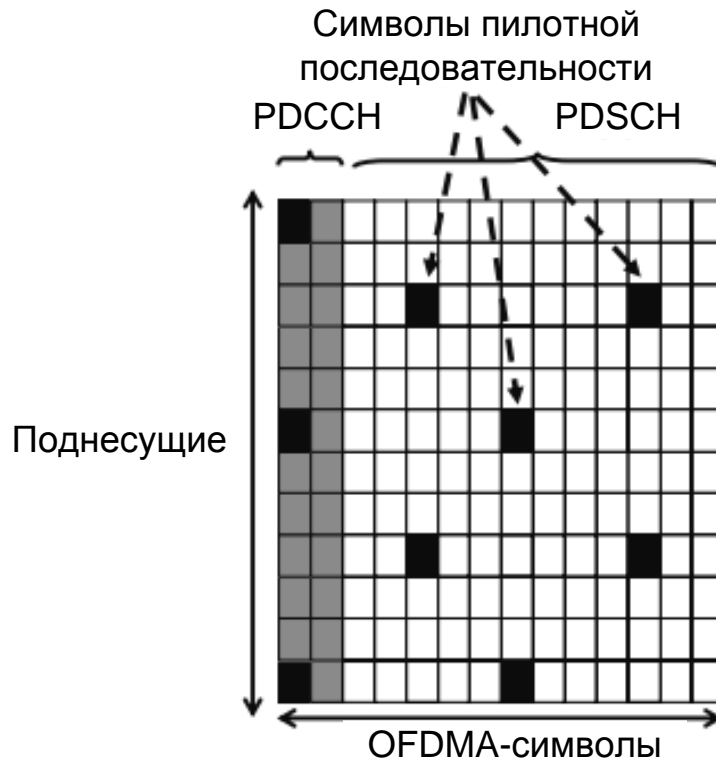


Рис. 2.40. Пример распределения ЧВР подкадра

Структурная схема процедуры кодирования пользовательских данных представлена на рис. 2.41. Обратим внимание, что в отличие от схемы кодирования пользовательских данных для восходящего канала PDSCH в данной схеме отсутствует процедура их мультиплексирования со служебными данными, так как служебные данные занимают другие OFDMA-символы.

Как показано на рис. 2.41, все процедуры, следующие после конкатенации кодовых блоков, могут выполняться параллельно для нескольких кодовых блоков (двух или четырех). Это необходимо для многоантенных систем (Multiple In Multiple Out, MIMO), построенных по принципу пространственного уплотнения. Принципы построения систем MIMO будут описаны ниже.

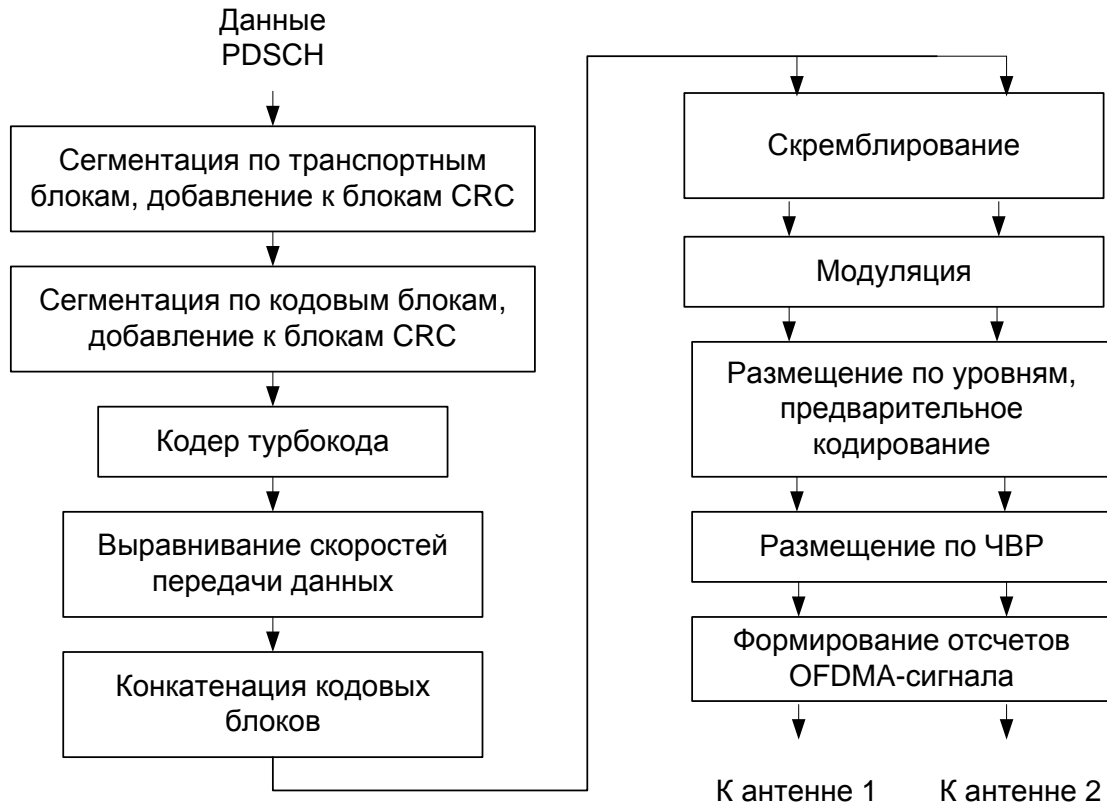


Рис. 2.41. Структурная схема кодирования данных канала PDSCH

Опишем подробнее процедуру скремблирования данных канала PDSCH. Пусть на вход скремблера поступает блок бит

$$b(0), b(1), \dots, b(M_{\text{bit}} - 1),$$

где M_{bit} — размер блока. Суть процедуры скремблирования заключается в поэлементном суммировании по модулю 2 битов блока с битами скремблирующего кода $c(i)$:

$$\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2.$$

Псевдослучайная последовательность скремблирующего кода $c(i)$ определяется последовательностью Голда на основании соотношений (2.19) и (2.20) с инициализирующим значением c_{init} , определяемым следующим образом:

$$c_{\text{init}} = n_{\text{RNTI}} 2^{14} + q 2^{13} + \lfloor n_s / 2 \rfloor 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{cell}}, \quad (2.30)$$

где n_s — номер слота в кадре радиосигнала, q — номер слота в подкадре (0 или 1), n_{RNTI} — временный идентификатор соединения, а

идентификатор соты $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ определяется номером группы $N_{\text{ID}}^{(1)} = 0, 1, \dots, 167$, которая предписывается каждой соте, и номером внутри группы $N_{\text{ID}}^{(2)} = 0, 1, 2$:

$$N_{\text{ID}}^{\text{cell}} = 3N_{\text{ID}}^{(1)} + N_{\text{ID}}^{(2)}. \quad (2.31)$$

Далее скремблированный блок данных

$$\tilde{b}(0), \tilde{b}(1), \dots, \tilde{b}(M_{\text{bit}} - 1)$$

поступает в блок модулятора, где осуществляется модуляция по одной из схем: КФМ, КАМ-16, КАМ-64. Результатом модуляции является блок комплексных информационных символов

$$d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symb}}^{(q)} - 1),$$

над которым далее выполняется процедура размещения по уровням.

Суть процедуры размещения по уровням заключается в формировании ν параллельных потоков комплексных символов, каждый из которых будет использоваться при формировании сигнала на отдельной антенне, причем количество антенн может быть меньше либо равно количеству уровней. Результатом данной процедуры является $M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ векторов

$$x(i) = \left[x^{(0)}(i) \quad \dots \quad x^{(\nu-1)}(i) \right]^T, \quad i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1.$$

В режиме работы с одной передающей антенной данная процедура не выполняется, т. е.

$$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i), \quad i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}} - 1.$$

Режим работы с большим числом передающих антенн может строиться по двум принципам: пространственное уплотнение (Spatial Multiplexing, SM) и пространственно-временное кодирование (Transmit Diversity, TD).

Предположим, что многоантенная система, построенная по принципу пространственного уплотнения, имеет P антенн, причем количество антенн может быть меньше либо равно количеству сформированных уровней. Суть принципа пространственного уплотнения за-

ключается в том, что различные блоки информационных символов или символы одного блока будут передаваться разными антеннами. Таким образом, при условии, что ПТ имеет 2 или 4 приемных антенны возможно увеличение максимальной скорости передачи данных в 2 или в 4 раза в зависимости от конфигурации системы ММО (система с 2 передающими и 2 приемными антеннами, либо с 4 передающими и 4 приемными). Пример процедуры размещения по уровням для таких систем приведен в табл. 2.8.

Таблица 2.8

Размещение по уровням по принципу SM

Количество уровней	Количество блоков информационных символов	Размещение по уровням $i = 0, 1, \dots, M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} - 1$
1	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ $M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)}$
2	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(1)}(i)$ $M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)} = M_{\text{sy mb}}^{(1)}$
2	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i + 1)$ $M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)} / 2$
3	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i + 1)$ $M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)} =$ $= M_{\text{sy mb}}^{(1)} / 2$
4	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i + 1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(2i + 1)$ $M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)} / 2 =$ $= M_{\text{sy mb}}^{(1)} / 2$

В многоантенных системах, построенных по принципу TD, число антенн всегда эквивалентно числу уровней, и все антенны передают части одного и того же блока информационных символов, т. е. в дан-

ном случае скорость передачи данных между ПТ и БС не изменяется. Пример процедуры размещения по уровням для таких систем приведен в табл. 2.9.

Таблица 2.9

Размещение по уровням по принципу TD

Кол-во уровней	Кол-во блоков инф. символов	Размещение по уровням $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$	
2	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i + 1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 2$
4	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(4i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(4i + 1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(4i + 2)$ $x^{(3)}(i) = d^{(0)}(4i + 3)$	<p>Если $M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 = 0$</p> $M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = M_{\text{symb}}^{(0)} / 4$ <p>иначе</p> $M_{\text{symb}}^{\text{layer}} = (M_{\text{symb}}^{(0)} + 2) / 4$ <p>Если $M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0$ к блоку инф. символов следует добавить два нулевых символа</p>

После процедуры размещения по уровням сформированные векторы символов

$$x(i) = [x^{(0)}(i) \quad \dots \quad x^{(v-1)}(i)]^T, \quad i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$$

должны пройти процедуру предварительного кодирования. Результатом данной процедуры является новый набор векторов

$$y(i) = [\dots \quad y^{(p)}(i) \quad \dots]^T, \quad i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1,$$

причем каждый p -й элемент вектора $y(i)$ будет использоваться для формирования сигнала на антенне с номером p (верхний индекс ap означает антенный порт, antenna port).

В случае, если передача должна осуществляться с одной передающей антенны, то процедура предварительного кодирования не выполняется, т. е.

$$y^{(p)}(i) = x^{(0)}(i), \quad i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1, \quad M_{\text{symb}}^{\text{ap}} = M_{\text{symb}}^{\text{layer}}.$$

Для многоантенных систем, построенных по принципу пространственного уплотнения, предусмотрено два способа предварительного кодирования: *кодирование без циклической задержки* и *кодирование с циклической задержкой*.

В первом случае вся процедура предварительного кодирования сводится к умножению ранее сформированных векторов на матрицу предварительного кодирования $\mathbf{W}(i)$ с числом строк P , равным количеству используемых передающих антенн (для систем SM могут быть использованы 2 или 4 антенны), и числом столбцов ν , равным количеству уровней:

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{W}(i) \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(\nu-1)}(i) \end{bmatrix},$$

$$i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{ap}} - 1, \quad M_{\text{symb}}^{\text{ap}} = M_{\text{symb}}^{\text{layer}}. \quad (2.32)$$

В случае кодирования с циклической задержкой кодирование осуществляется следующим образом:

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{W}(i)\mathbf{D}(i)\mathbf{U} \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(\nu-1)}(i) \end{bmatrix}, \quad (2.33)$$

где $\mathbf{W}(i)$ — матрица предварительного кодирования, $\mathbf{D}(i)$ — матрица циклических задержек, а матрица \mathbf{U} имеет размерность $\nu \times \nu$ элементов и определяется табл. 2.10.

Значения матриц \mathbf{U} и $\mathbf{D}(i)$

Количество уровней ν	\mathbf{U}	$\mathbf{D}(i)$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/3} & e^{-j4\pi/3} \\ 1 & e^{-j4\pi/3} & e^{-j8\pi/3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/3} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/3} \end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/4} & e^{-j4\pi/4} & e^{-j6\pi/4} \\ 1 & e^{-j4\pi/4} & e^{-j8\pi/4} & e^{-j12\pi/4} \\ 1 & e^{-j6\pi/4} & e^{-j12\pi/4} & e^{-j18\pi/4} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j6\pi/4} \end{bmatrix}$

Элементы матрицы предварительного кодирования приведены в табл. 2.11, индекс матрицы предварительного кодирования закреплен за базовой станцией.

В случае использования двух передающих антенн индекс, как правило, имеет нулевое значение.

В случае использования четырех передающих антенн элементы матрицы предварительного кодирования определяются столбцами матрицы

$$\mathbf{W}_n = \mathbf{I} - 2\mathbf{u}_n \mathbf{u}_n^H / \mathbf{u}_n^H \mathbf{u}_n, \quad (2.34)$$

где \mathbf{I} представляет собой единичную матрицу размерностью 4×4 , элементы вектора \mathbf{u} зависят от номера матрицы предварительного кодирования и приведены в табл. П.4 Приложения 3. Сама матрица предварительного кодирования формируется из столбцов матрицы \mathbf{W}_n , взятых в порядке следования, указанном верхним индексом s матриц $\mathbf{W}^{(s)}$ табл. П.4.

Таблица 2.11

Элементы матрицы предварительного кодирования для систем с двумя передающими антеннами

Индекс матрицы предварительного кодирования	Количество уровней ν	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-

В многоантенных системах SM с 4 передающими антеннами возможен режим работы, при котором для каждого ν векторов $x(i)$ используется новая матрица предварительного кодирования. При этом изменение индекса матрицы предварительного кодирования осуществляется следующим образом:

$$k = \left(\left\lfloor \frac{i}{\nu} \right\rfloor \bmod 4 \right) + 12 \in \{12, 13, 14, 15\}. \quad (2.35)$$

В многоантенных системах, работающих по принципу пространственно-временного кодирования, передача сигнала может осуществляться также с двух или с четырех антенн. В случае передачи с двух антенн результатом предварительного кодирования является набор векторов

$$y(i) = \left[y^{(0)}(i) \quad y^{(1)}(i) \right]^T, \quad i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1,$$

вычисляемый в результате следующей операции:

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(2i) \\ y^{(1)}(2i) \\ y^{(0)}(2i+1) \\ y^{(1)}(2i+1) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & -1 & 0 & j \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \operatorname{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \operatorname{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \operatorname{Im}(x^{(1)}(i)) \end{bmatrix},$$

$$i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1, \quad (2.36)$$

и в данном случае $M_{\text{symp}}^{\text{ap}} = 2M_{\text{symp}}^{\text{layer}}$.

Для систем с четырьмя передающими антеннами результатом предварительного кодирования будет вектор

$$y(i) = \left[y^{(0)}(i) \quad y^{(1)}(i) \quad y^{(2)}(i) \quad y^{(3)}(i) \right]^T, \quad i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{ap}} - 1,$$

вычисляемый следующим образом:

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(4i) \\ y^{(1)}(4i) \\ y^{(2)}(4i) \\ y^{(3)}(4i) \\ y^{(0)}(4i+1) \\ y^{(1)}(4i+1) \\ y^{(2)}(4i+1) \\ y^{(3)}(4i+1) \\ y^{(0)}(4i+2) \\ y^{(1)}(4i+2) \\ y^{(2)}(4i+2) \\ y^{(3)}(4i+2) \\ y^{(0)}(4i+3) \\ y^{(1)}(4i+3) \\ y^{(2)}(4i+3) \\ y^{(3)}(4i+3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \operatorname{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \operatorname{Re}(x^{(2)}(i)) \\ \operatorname{Re}(x^{(3)}(i)) \\ \operatorname{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \operatorname{Im}(x^{(1)}(i)) \\ \operatorname{Im}(x^{(2)}(i)) \\ \operatorname{Im}(x^{(3)}(i)) \end{bmatrix},$$

$$i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1, \quad (2.37)$$

и в данном случае

$$M_{\text{symb}}^{\text{ap}} = \begin{cases} 4M_{\text{symb}}^{\text{layer}}, & M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 = 0; \\ (4M_{\text{symb}}^{\text{layer}}) - 2, & M_{\text{symb}}^{(0)} \bmod 4 \neq 0. \end{cases}$$

2.3.2. ПЕРЕДАЧА СЛУЖЕБНОЙ ИНФОРМАЦИИ В НИСХОДЯЩЕМ НАПРАВЛЕНИИ

Помимо пользовательского трафика в нисходящем канале также необходимо осуществлять передачу служебных сообщений. В нисходящем канале осуществляется передача служебных сообщений трех типов.

- Управляющий индикатор формата (Control Format Indicator, CFI) используется для передачи служебной информации о том, какое количество ресурсов в нисходящем направлении выделено для служебной информации. Сообщение CFI передается в физическом управляющем канале индикатора формата PCFICH.

- Сообщения HARQ (HARQ Indicator, HI) являются подтверждением успешного приема БС пакетов, переданных абонентом в восходящем направлении. Данное сообщение передается в физическом канале HARQ-сообщений PHICH.

- Управляющие сообщения нисходящего канала (Downlink Control Information, DCI), в которых пользователям передается информация о том, какие им выделены ресурсы в нисходящем и восходящем каналах. Передача данных сообщений осуществляется в физическом нисходящем управляющем канале PDCCH.

Сообщения канала PCFICH информируют пользователей о том, сколько OFDMA-символов выделено каналу PDCCH. Как уже упоминалось выше, управляющему каналу PDCCH может быть выделено от одного до трех OFDMA-символов в каждом подкадре радиосигнала. Перед осуществлением передачи данные проходят процедуру скремблирования, затем осуществляется модуляция.

Модуляция в канале PCFICH всегда осуществляется по схеме КФМ. Сформированные комплексные символы размещаются по

группам ЧВР, каждая из которых соответствует четырем поднесущим OFDMA-символа в первом OFDMA-символе подкадра радиосигнала.

Управляющие сообщения DCI передаются в канале PDCCH и несут информацию о распределении частотно-временных ресурсов между абонентами как в нисходящем, так и в восходящем каналах. В зависимости от размера сообщения DCI возможно несколько конфигураций канала PDCCH, как это показано в табл. 2.12.

Таблица 2.12

Конфигурации канала PDCCH

Конфигурация	Количество управляющих элементов	Количество групп ЧВР	Количество бит сообщения DCI
0	1	9	72
1	2	18	144
2	4	36	288
3	8	72	576

Размещение информационных символов, полученных в результате модуляции, по ЧВР осуществляется управляющими канальными элементами (Control Channel Element, CCE), каждый из которых включает в себя 9 групп ЧВР, т. е. 36 поднесущих. Модуляция в канале PDCCH всегда осуществляется по схеме КФМ.

Сообщения DCI могут быть сформированы в одном из четырех форматов:

- сообщение о размещении канала PUSCH (формат 0);
- сообщение о размещении канала PDSCH с одним дескриптором (формат 1);
- сообщение о размещении канала PDSCH с двумя дескрипторами (формат 2);
- сообщение процедуры управления мощностью (формат 3).

Сообщения DCI о размещении канала PDSCH должны содержать следующую информацию.

Идентификаторы ресурсных блоков, выделенных данному пользователю. В нисходящем групповом канале, в отличие от восходящего, выделенные конкретному абоненту ресурсные блоки могут быть распределены по всему частотному диапазону нисходящего канала. В этом случае в сообщении DCI формата 1 или 2 пользователю сообщаются номера выделенных для него ресурсных блоков. В случае, если выделяемые блоки расположены рядом друг с другом, в сообщении DCI передается номер первого блока и общее количество выделенных ресурсных блоков.

Информация об используемой схеме модуляции и помехоустойчивого кодирования. Данная часть сообщения DCI имеет размер 5 бит и сообщает пользователю, какая схема модуляции используется для передачи данных канала PDSCH и размеру транспортного блока. Зная размер транспортного блока, количество выделенных ресурсных блоков и схему модуляции, пользователь может определить используемую скорость помехоустойчивого кодера.

Идентификатор процесса, для которого требуется передача индикатора HI. Данный идентификатор необходим для предотвращения ситуации, при которой в ПТ может произойти объединение пакетов данных, относящихся к разным процессам. Для нисходящего и восходящего канала максимальное число процессов фиксировано и равно 8.

Индикатор новых данных, который показывает, является ли передаваемый пакет повторной передачей или содержит новые данные.

Номер повторной передачи. Если передаваемый пакет является повторной передачей, то данный параметр указывает, какой по счету раз осуществляется повторная передача.

Команды управления мощностью канала PUSCH. Для этих команд в сообщении DCI выделяется 2 бита, таким образом, одной такой командой можно регулировать мощность PUSCH на два шага в сторону увеличения или снижения мощности.

Сообщения DCI о размещении канала PUSCH содержат следующую информацию.

Идентификаторы ресурсных блоков, выделенных данному пользователю в совместном канале PUSCH. В восходящем канале одному пользователю всегда выделяются смежные ресурсные блоки, поэтому в сообщении DCI передается номер первого ресурсного блока и общее количество выделенных ресурсных блоков.

Информация об используемой схеме модуляции и схеме помехоустойчивого кодирования.

Индикатор новых данных.

Информация о мощности сигнала канала PUSCH, для которого выделяются частотно-временные ресурсы.

Циклический сдвиг, который следует использовать при формировании последовательности демодулирующего пилотного сигнала.

Индикатор качества канала CQI или запрос CQI.

Помимо перечисленных выше сообщений, которые могут передаваться в канале PDCCH, данный канал может передавать информацию управления мощностью всем абонентам. Предусмотрены команды управления мощностью размером 1 и 2 бита.

Схема кодирования данных канала PDCCH представлена на рис. 2.42.

Для вставки информации о том, какому из пользователей предназначено данное сообщение PDCCH, предусмотрен специальный метод пересчета контрольной суммы с учетом идентификатора пользователя.

К транспортному блоку служебных данных производится добавление контрольной суммы, расчет которой производится для каждого транспортного блока с использованием полинома $g_{CRC16}(D)$ (см. разд. 2.2.4). В результате данной процедуры формируется последовательность бит b_k ($k = 0, 1, \dots, A + 15$), где биты с номерами $0, 1, \dots, A - 1$ соответствуют битам транспортного блока служебных данных, а биты с номерами $A, A + 1, \dots, A + 15$ являются проверочными. Пересчет контрольной суммы заключается в поэлементном сложении по модулю 2 проверочных бит с битами временного идентификатора пользователя:

$$c_k = (b_k + x_{\text{RNTI},k-A}) \bmod 2, k = A, A + 1, A + 2, \dots, A + 15,$$

где $x_{\text{RNTI},0}$ соответствует старшему биту временного идентификатора, а $x_{\text{RNTI},15}$ — младшему.

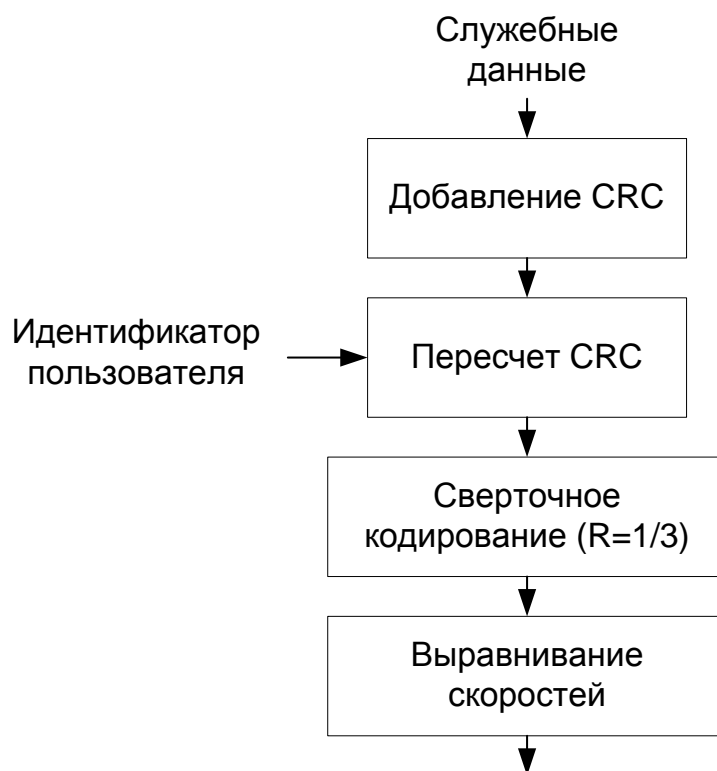


Рис. 2.42. Структурная схема кодирования данных PDCCH

Далее над полученной битовой последовательностью проводятся процедуры сверточного помехоустойчивого кодирования и выравнивания скоростей передачи данных. Модуляция данных в канале PDCCH осуществляется по схеме КФМ.

Помимо приведенных выше каналов, используемых для передачи служебной информации, в нисходящем канале также осуществляется передача служебных данных в физическом широкополосном канале PDSCH, необходимая для получения пользователем доступа к системе LTE. Например, в сообщениях канала PDSCH содержатся параметры сигнала PDSCH, который будет формироваться ПТ. Для передачи данных широкополосного канала выделяется 6 ресурсных

блоков, что соответствует диапазону частот шириной 1,08 МГц или 72 поднесущим. Данные канала РВСН проходят процедуру сверточного помехоустойчивого кодирования, затем осуществляется их скремблирование с параметром $c_{\text{init}} = N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$, после чего проводится модуляция по схеме КФМ и размещение данных по ЧВР. Передача данных канала РВСН осуществляется в начале кадра радиосигнала на тех же поднесущих, на которых осуществляется передача синхронизирующих последовательностей (рис. 2.43), о которых будет сказано ниже.

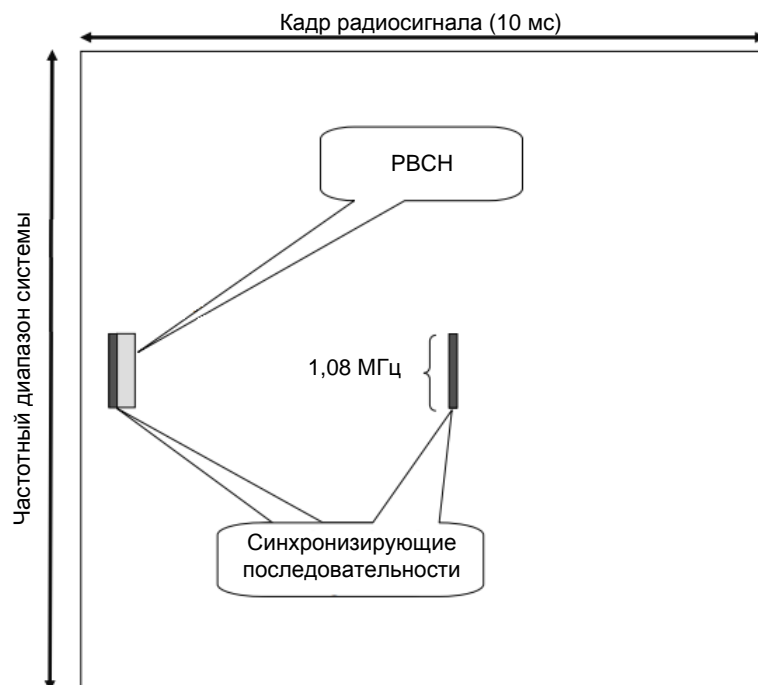


Рис. 2.43. Размещение сигнала канала РВСН и синхронизирующих сигналов

Синхронизирующие последовательности необходимы для осуществления процедуры тактовой синхронизации при приеме сигнала. В каждом кадре радиосигнала типа 1, который используется в режиме FDD, первичная синхропоследовательность должна быть размещена в последних OFDMA-символах слотов с номерами 0, 10.

Первичная последовательность $d(n)$, длина которой составляет 62 элемента, помещается на ЧВР (k, l) так, чтобы занять поднесущие в середине общего диапазона частот, выделенного нисходящему групповому сигналу:

$$\begin{aligned} a_{k,l} &= d(n), \quad n = 0, \dots, 61, \\ k &= n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2}, \end{aligned} \quad (2.38)$$

где $N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$ — количество ресурсных блоков, которые занимает нисходящий групповой сигнал, $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ — количество поднесущих, соответствующих одному ресурсному блоку, k — номер поднесущей, l — номер OFDMA-символа.

Формирование элементов синхропоследовательностей осуществляется на основе идентификатора соты

$$N_{\text{ID}}^{\text{cell}} = 3N_{\text{ID}}^{(1)} + N_{\text{ID}}^{(2)},$$

который, в свою очередь, определяется номером группы $N_{\text{ID}}^{(1)} = 0, 1, \dots, 162$ и номером внутри группы $N_{\text{ID}}^{(2)} = 0, 1, 2$. Элементы первичной синхропоследовательности определяются только номером внутри группы $N_{\text{ID}}^{(2)}$:

$$d_u(n) = \begin{cases} \exp\left[-j \frac{\pi u n(n+1)}{63}\right], & n = 0, 1, \dots, 30, \\ \exp\left[-j \frac{\pi u (n+1)(n+2)}{63}\right], & n = 31, 32, \dots, 61, \end{cases} \quad (2.39)$$

где параметр u определяется номером внутри группы по табл. 2.13.

Таблица 2.13

**Значения параметра u
в зависимости от номера внутри группы**

$N_{\text{ID}}^{(2)}$	u
0	25
1	29
2	34

Элементы вторичной синхропоследовательности размещаются в слотах с номерами 0, 10 по тем же самым поднесущим, что и элементы первичной последовательности согласно (2.38), но в других OFDMA-символах слота:

$$l = N_{\text{syml}}^{\text{DL}} - 2 \text{ (для кадров типа 1).}$$

Значения элементов вторичной синхропоследовательности $d(0), \dots, d(61)$ определяются следующим образом:

$$d(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{(subframe 0),} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{(subframe 5),} \end{cases}$$

$$d(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n) & \text{(subframe 0),} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) & \text{(subframe 5),} \end{cases}$$

$$0 \leq n \leq 30. \quad (2.40)$$

Для вычисления элементов вторичной последовательности необходимо определить индексы m_0, m_1 последовательностей $s_0(n), s_1(n)$. Данные индексы вычисляются из номера группы $N_{\text{ID}}^{(1)}$:

$$m_0 = m' \bmod 31,$$

$$m_1 = (m_0 + \lfloor m'/31 \rfloor + 1) \bmod 31, \quad (2.41)$$

где

$$m' = N_{\text{ID}}^{(1)} + q(q+1)/2, \quad q = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{(1)} + q'(q'+1)/2}{30} \right\rfloor, \quad q' = \lfloor N_{\text{ID}}^{(1)}/30 \rfloor.$$

Последовательности $s_0(n), s_1(n)$ получают циклическим сдвигом m -последовательности $\tilde{s}(n)$ соответственно на m_0 и m_1 элементов:

$$\begin{aligned}
s_0^{(m_0)}(n) &= \tilde{s}((n + m_0) \bmod 31), \\
s_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{s}((n + m_1) \bmod 31), \\
n &= 0, 1, \dots, 30.
\end{aligned} \tag{2.42}$$

где элементы m -последовательности $\tilde{s}(n)$ вычисляются из элементов последовательности $x(i)$:

$$\tilde{s}(i) = 1 - 2x(i), \quad i = 0, 1, \dots, 30, \tag{2.43}$$

а последовательность $x(i)$ вычисляется по следующему правилу:

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \tag{2.44}$$

с начальными значениями

$$x(0) = 0, \quad x(1) = 0, \quad x(2) = 0, \quad x(3) = 0, \quad x(4) = 1.$$

Скремблирующие последовательности $c_0(n)$ и $c_1(n)$ представляют собой последовательность $\tilde{c}(n)$ с разными циклическими сдвигами:

$$\begin{aligned}
c_0(n) &= \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)}) \bmod 31), \\
c_1(n) &= \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)} + 3) \bmod 31);
\end{aligned} \tag{2.45}$$

элементы последовательности $\tilde{c}(n)$ вычисляются следующим образом:

$$\begin{aligned}
\tilde{c}(i) &= 1 - 2x(i), \quad i = 0, 1, \dots, 30, \\
x(\bar{i} + 5) &= (x(\bar{i} + 3) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad \bar{i} = 0, 1, \dots, 25,
\end{aligned} \tag{2.46}$$

где последовательность $x(i)$ инициализируется начальными значениями

$$x(0) = 0, \quad x(1) = 0, \quad x(2) = 0, \quad x(3) = 0, \quad x(4) = 1.$$

Скремблирующие последовательности $z_1^{(m_0)}(n)$, $z_1^{(m_1)}(n)$ представляют собой циклически сдвинутую m -последовательность $\tilde{z}(n)$:

$$\begin{aligned}
z_1^{(m_0)}(n) &= \tilde{z}((n + (m_0 \bmod 8)) \bmod 31), \\
z_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{z}((n + (m_1 \bmod 8)) \bmod 31),
\end{aligned} \tag{2.47}$$

где значения m_0 , m_1 определяются номером группы $N_{\text{ID}}^{(1)}$ и приведены в табл. П.5 Приложения.

Наконец, элементы m -последовательности $\tilde{z}(n)$ вычисляются следующим образом:

$$\begin{aligned} \tilde{z}(i) &= 1 - 2x(i), \quad i = 0, 1, \dots, 30, \\ x(\bar{i} + 5) &= (x(\bar{i} + 4) + x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i} + 1) + x(\bar{i})) \bmod 2, \quad \bar{i} = 0, 1, \dots, 25, \end{aligned} \quad (2.48)$$

где $x(i)$ инициализируется начальными значениями

$$x(0) = 0, \quad x(1) = 0, \quad x(2) = 0, \quad x(3) = 0, \quad x(4) = 1.$$

При помощи синхронизирующих сигналов ПТ осуществляет поиск сигнала обслуживающей БС. Вначале осуществляется грубая синхронизация с началом OFDMA-символа во временной области при помощи ЦП. Затем следует произвести поиск первичной синхропоследовательности. Как уже упоминалось выше, возможно три варианта первичной синхропоследовательности в зависимости от номера $N_{\text{ID}}^{(2)}$ БС внутри группы. Поиск первичной синхропоследовательности осуществляется вычислением функции корреляции отсчетов принятого сигнала в частотной области, расположенных в середине общего диапазона, и элементов первичной синхропоследовательности (одной из трех). Для одной из трех последовательностей в определенный момент времени значение функции корреляции превысит пороговое значение и ПТ примет решение о наличии в принятом сигнале синхронизирующей последовательности и определит номер БС внутри группы $N_{\text{ID}}^{(2)}$.

Далее следует осуществить поиск вторичной синхропоследовательности. После того, как первичная последовательность была обнаружена, порядковый номер OFDMA-символа, в котором должна находиться вторичная синхропоследовательность, становится известен. Отсчеты сигнала, расположенные на поднесущих данного OFDMA-символа, соответствующие поднесущим синхропоследовательности, поэлементно перемножаются с элементами вторичной синхропоследовательности с последующим суммированием. Всего возможно 164 вторичных синхропоследовательностей в зависимости от номера группы $N_{\text{ID}}^{(1)}$ БС. Для одной из таких последовательностей результат

будет максимален, и ПТ примет решение о номере группы $N_{ID}^{(1)}$, после чего идентификатор соты N_{ID}^{cell} становится известным.

Идентификатор соты определяет демодулирующий пилотный сигнал, и, таким образом, возможно осуществить прием данных широкополосного канала РВСН.

2.3.3. ПОДДЕРЖКА МНОГОАНТЕННЫХ СИСТЕМ MIMO

Как уже отмечалось выше, в системах LTE предусмотрены различные режимы работы с несколькими передающими и принимающими антеннами. Работа таких систем может быть организована по двум принципам: по принципу пространственного уплотнения и по принципу пространственно-временного кодирования.

Суть первого принципа заключается в том, что различные передающие антенны будут передавать различные части блока информационных символов или различные информационные блоки. Передача данных ведется параллельно с двух или с четырех антенн. На приемной стороне производится прием и разделение сигналов различных антенн, и становится возможным увеличение максимальной скорости передачи данных в 2 или в 4 раза.

В системах, построенных по принципу пространственно-временного кодирования, со всех передающих антенн осуществляется передача одного и того же потока данных с использованием схем предварительного кодирования с целью обеспечения лучшего качества приема. Так, например, при формировании сигнала с двух передающих антенн поток комплексных модуляционных символов, которые будут модулировать одну из поднесущих OFDMA-сигнала, разбивается на нечетные (x_1) и четные (x_2) символы, т. е. данные модуляционные символы соответствуют одной поднесущей, но разным OFDMA-символам. Тогда, с учетом процедуры предварительного кодирования, первая антенна на двух тактовых интервалах, соответствующих нечетному и четному модуляционным символам, на одной из поднесущих будет передавать символы x_1 и x_2 , в то время как вторая

антенна будет передавать символы $-x_2^*$ и x_1^* . На данных временных интервалах и на данной поднесущей на приемной антенне будет присутствовать сигнал со следующими значениями отсчетов:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 x_1 - h_2 x_2^*; \\ r_2 &= h_1 x_2 + h_2 x_1^*, \end{aligned} \quad (2.49)$$

где h_1 и h_2 – комплексные коэффициенты, определяемые значением передаточной характеристики канала в текущий момент времени для каждой из антенн.

После оценки коэффициентов h_1 и h_2 декодирование пары модуляционных символов осуществляется следующим образом:

$$x_1 = \frac{r_1 h_1^* + r_2^* h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}, \quad x_2 = \frac{r_2 h_1^* - r_1^* h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}. \quad (2.50)$$

В системах ММО, построенных по принципу ТД с четырьмя передающими антеннами, в какой-либо момент времени ведется передача сигнала только с двух антенн. При этом последовательность комплексных модуляционных символов разбивается на «четверки» символов x_1, x_2, x_3 и x_4 , которые будут передаваться в порядке, показанном на рис. 2.44.

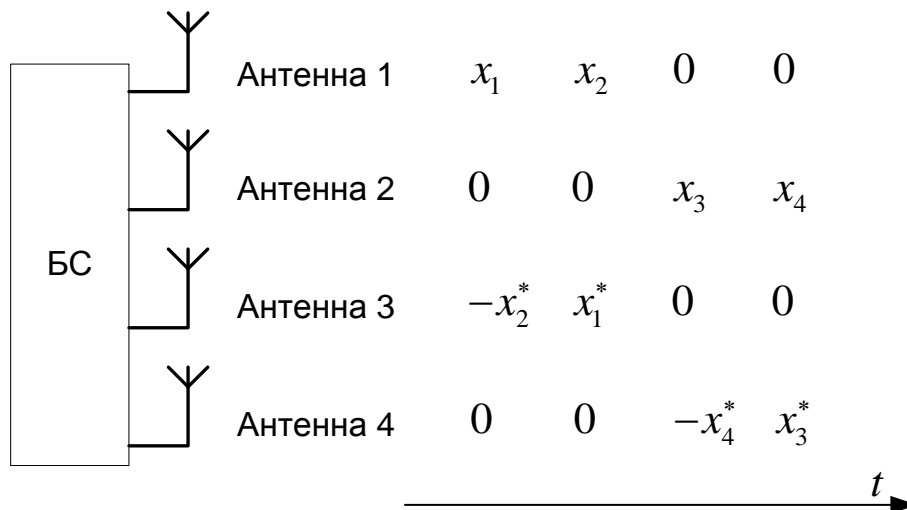


Рис. 2.44. Сигналы антенн многоантенной системы, работающей по принципу ТД

На рис. 2.45 показана структурная схема ММО-системы с двумя передающими и двумя принимающими антеннами. Такая система, построенная по принципу пространственного уплотнения, позволяет повысить максимальное значение скорости передачи данных в 2 раза.

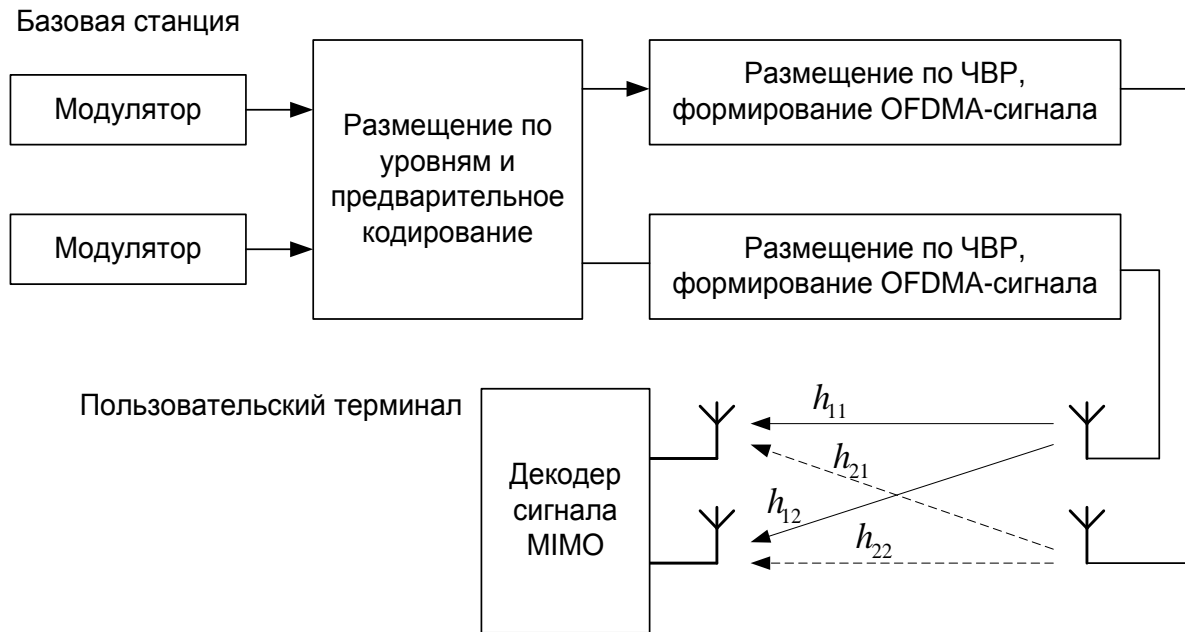


Рис. 2.45. Система ММО с двумя передающими и двумя принимающими антеннами

Действительно, пусть в какой-либо момент времени на одной из поднесущих первая антенна передает комплексный модуляционный символ x_1 , а вторая антенна в этот же момент времени на этой же поднесущей — символ x_2 . Тогда, аналогично (2.49) на первой и второй приемных антеннах в данный момент времени на данной поднесущей будет присутствовать сигнал с отсчетными значениями

$$\begin{aligned} r_1 &= h_{11}x_1 + h_{21}x_2, \\ r_2 &= h_{12}x_1 + h_{22}x_2. \end{aligned} \quad (2.51)$$

Если оценочные значения коэффициентов передаточной характеристики известны, то передаваемые параллельно символы x_1 и x_2 можно вычислить, решив систему из двух линейных уравнений.

Таким образом, в системах MIMO, работающих по принципам TD и SM, на приемной стороне необходима оценка комплексных коэффициентов передаточной характеристики от каждой из передающих антенн к каждой приемной. Оценка этих коэффициентов производится по пилотным символам, причем, в тот момент времени, когда одна из передающих антенн передает OFDMA-символ, содержащий на одной из поднесущих пилотный символ, сигналы других антенн на данной поднесущей должны отсутствовать. Порядок размещения пилотных символов для систем MIMO по поднесущим определяется спецификацией TS 36.211. Пример такого размещения приведен на рис. 2.46.

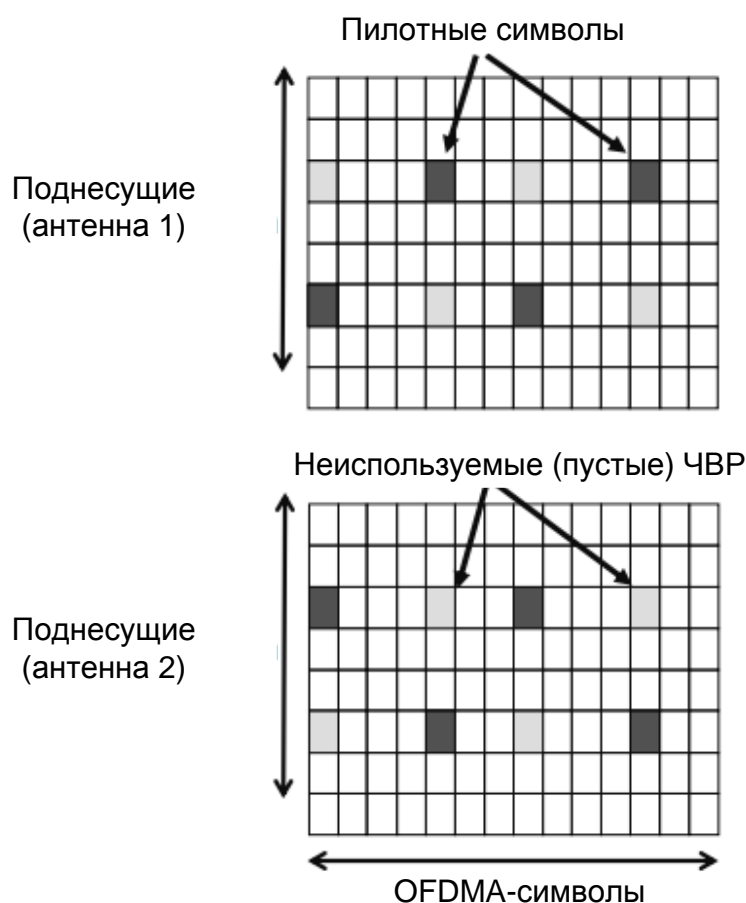


Рис. 2.46. Пример размещения пилотных символов по поднесущим для системы с двумя передающими антеннами

2.3.4. ПРИЁМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СЕТЕЙ LTE

Данный раздел посвящен рассмотрению алгоритмов первичной обработки сигналов сетей LTE, которую производят ПТ при поиске сигнала сети.

При изготовлении ПТ в его память закладываются значения частот, которые в соответствии со спецификациями могут быть выбраны центральными частотами для сигналов сетей LTE. С целью ускорения процедуры поиска сигнала домашней сети в SIM-карте (выдаваемой оператором связи) помимо идентификаторов сети MCC (Mobile Country Code) и MNC (Mobile Network Code) может быть предусмотрена установка значений частот, выделенных домашней сети. Тем не менее, в случае выхода с территории обслуживания домашней сети ПТ будет вынужден производить перебор всех возможных частот для поиска сигнала дружественной сети (имеющей договор роумингового обслуживания с домашней сетью). Таким образом, актуальным является вопрос разработки по возможности простого и эффективного алгоритма поиска сигнала БС сети LTE и получения данных об операторе.

Учитывая, что обработка OFDM-сигналов ведется в частотной области, на трудоемкость алгоритма обработки, в том числе, влияет размер блока преобразования Фурье (РБПФ). Рассчитаем РБПФ для сигналов LTE. Учитывая, что частота дискретизации равна

$$F_d = 1/T_s = 30,72 \text{ МГц},$$

а разнос между поднесущими

$$\Delta f = 15 \text{ кГц},$$

получим размер блока преобразования Фурье

$$N_{FT} = F_d / \Delta f = 2048.$$

Обратим теперь внимание на то, сколько фактически может быть использовано поднесущих, и какую полосу частот они будут занимать (табл. 2.14).

Таблица 2.14

Частотные ресурсы сигналов LTE

Кол-во ресурсных блоков	6	15	25	50	75	100
Кол-во поднесущих	72	180	300	600	900	1200
Занимаемая полоса частот, МГц	1,08	2,7	4,5	9,0	13,5	18,0

Как следует из представленных в табл. 2.14 данных, частота дискретизации $F_d = 30,72$ МГц является избыточной для всех случаев выбора числа ресурсных блоков. Таким образом, имеется возможность уменьшения частоты дискретизации и, следовательно, РБПФ. При этом необходимо лишь заботиться о том, чтобы получаемый РБПФ превосходил число используемых поднесущих.

Учитывая, что в ПТ обязательно должна быть предусмотрена возможность работы АЦП с частотой дискретизации $30,72$ МГц, понятно, что наиболее простым способом снижения частоты дискретизации является равномерное прореживание с определённым коэффициентом КП. Например, выбирая с выхода АЦП лишь каждый третий отсчет, т. е. используя $КП = 3$, получим трехкратное снижение частоты дискретизации. Отметим, что важным условием прореживания является предварительная фильтрация последовательности на исходной частоте дискретизации $F_d = 30,72$ МГц. С одной стороны, фильтрация необходима для устранения возможных помех, а с другой — даже шумовые высокочастотные (относительно полосы фильтра) составляющие, не будучи отфильтрованными, приведут к сильному искажению спектра прореженного сигнала.

Итак, прореживая последовательность отсчетов с выхода АЦП, можно снизить частоту дискретизации и, следовательно, РБПФ. Теперь обратим внимание на то, что, во-первых, алгоритм быстрого преобразования Фурье рассчитан на РБПФ, равный целой степени двойки, во-вторых, длительности OFDM-символа и ЦП после снижения частоты дискретизации должны быть кратны временным интервалам между отсчетами прореженного сигнала. Нетрудно видеть, что

указанные ограничения приводят к отказу от прореживания в число раз, не равное целой степени двойки.

В табл. 2.15 приведены значения частоты дискретизации, РБПФ, а также длительности ЦП в зависимости от величины коэффициента прореживания.

Таблица 2.15

Значения F_d , РБПФ и длительности ЦП в зависимости от коэффициента прореживания

КП	16	8	4	2	1
Частота дискретизации, МГц	1,92	3,84	7,68	15,36	30,72
РБПФ	128	256	512	1024	2048
Нормальный ЦП первого OFDM-символа в слоте	10	20	40	80	160
Нормальный ЦП всех кроме первого OFDM-символов в слоте	9	18	36	72	144
Расширенный ЦП для разноса между поднесущими $\Delta f = 15\text{кГц}$	32	64	128	256	512
Расширенный ЦП для разноса между поднесущими $\Delta f = 7,5\text{кГц}$	64	128	256	512	1024

Обратим внимание на то, что среди частот дискретизации в табл. 2.15 присутствует значение 3,84 МГц, т. е. частота дискретизации сигналов сетей UMTS. Очевидно, это не случайно и сделано для упрощения построения ПТ, поддерживающих одновременную работу в сетях разных стандартов мобильной связи.

По значениям РБПФ в табл. 2.15 можно определить максимальный допустимый коэффициент прореживания исходного сигнала при использовании того или иного числа ресурсных блоков (табл. 2.14). Очевидно, что в качестве такого коэффициента необходимо выбирать

максимальное значение КП, при котором РБПФ еще превосходит число используемых поднесущих.

В табл. 2.16 приведены возможные значения числа используемых поднесущих и соответствующие им РБПФ и КП.

Таблица 2.15

Возможные значения числа используемых поднесущих, РБПФ и КП

Кол-во поднесущих	72	180	300	600	900	1200
РБПФ	128	256	512	1024	1024	2048
КП	16	8	4	2	2	1

Учитывая, что определенные в LTE для синхронизации первичный и вторичный синхросигналы, а также сигналы физического вещательного канала передаются в шести центральных ресурсных блоках, т. е. на 72-х поднесущих, процедуру синхронизации независимо от числа используемых ресурсных блоков рационально проводить на прореженной в 16 раз последовательности отсчетов с выхода АЦП.

На рис. 2.47 представлена упрощенная структурная схема устройства обработки сигналов LTE.

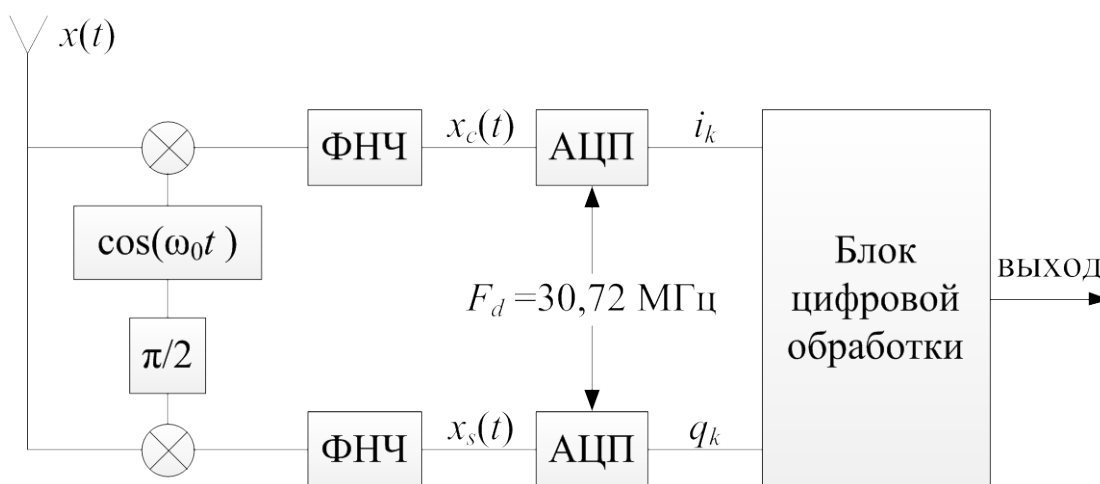


Рис. 2.47. Упрощенная структурная схема устройства обработки сигналов LTE

Принятый из эфира сигнал $x(t)$ преобразуется на нулевую частоту (на рис. 2.47 показан только один преобразователь частоты; реально таких преобразователей может быть несколько), фильтрами нижних частот ФНЧ выделяются низкочастотные синфазная и квадратурная компоненты $x_c(t)$ и $x_s(t)$. Далее в аналого-цифровых преобразователях АЦП происходит их дискретизация и квантование на заданное количество уровней. Оцифрованные отсчеты i_k и q_k подаются на блок цифровой обработки. Результатом такой обработки являются битовые информационные последовательности, передаваемые БС в различных транспортных каналах. В данном разделе блок цифровой обработки будет рассмотрен лишь в части синхронизации и считывания данных логического вещательного канала ВСН, передаваемых в физическом широковещательном канале РВСН. Также ограничимся рассмотрением режима полного частотного дуплекса с использованием нормальной длительности ЦП. Алгоритм синхронизации в остальных режимах будет не сильно отличаться от рассмотренного ниже.

Алгоритм поиска сигнала БС и считывания основных параметров может быть разделен на следующие основные этапы:

1. Грубая временная синхронизация с началом слота и оценка дробной частотной отстройки по корреляционной кривой циклического префикса.
2. Временная синхронизация с началом 0-го либо 10-го слота, определение второй составляющей идентификатора соты $N_{\text{ID}}^{(2)}$ и целой частотной отстройки по корреляционной кривой первичного синхросигнала.
3. Временная синхронизация с началом кадра, определение первой составляющей идентификатора соты $N_{\text{ID}}^{(1)}$ по корреляционной кривой вторичного синхросигнала.
4. Выравнивание частотной характеристики (эквалайзинг) в слотах, передающих физический широковещательный канал.
5. Считывание данных логического широковещательного канала, передаваемых в физическом широковещательном канале.

Разберем подробнее все указанные пункты. При этом будем считать, что в распоряжении имеется последовательность комплексных чисел $z[k] = (i_{16k} + j q_{16k})$, $k = 1, 2, \dots$, полученная путем 16-кратного прореживания исходной последовательности с выхода АЦП. Еще раз напомним, что предварительно исходная последовательность должна была быть отфильтрована ФНЧ с полосой пропускания $(1,08/2)$ МГц.

Как и в большинстве других систем, использующих OFDM, в сетях LTE первичную грубую временную синхронизацию представляется целесообразным проводить по корреляционной кривой ЦП. Учитывая неодинаковость длительности ЦП для разных OFDM-символов в слоте, построим периодическую корреляционную кривую ЦП первого (т. е. с номером ноль) OFDM-символа в слоте. Напомним, что его длительность для $F_d = 1,92$ МГц составляет 10 отсчетов против 9 для ЦП остальных OFDM-символов в слоте. Понятно, что такая корреляционная кривая должна содержать 7 пиков по числу OFDM-символов в слоте. При этом, если амплитуда максимального из них равна МАХ, то, во-первых, при построении нормированной корреляционной кривой и достаточном отношении сигнал/шум $МАХ \approx 1$, а во-вторых, амплитуды остальных пиков должны быть $\approx 0,9$ МАХ.

Период корреляционной кривой выбирается равным длительности одного слота. Накопление корреляционной кривой предлагается проводить на 10 подряд идущих слотах, что, с одной стороны, повышает точность выделения истинного максимального пика, с другой — позволит произвести усреднение по всему периоду данных, с которым предстоит дальнейшая работа. Запишем выражение для вычисления нормированной корреляционной функции ЦП:

$$\text{Cor}_{\text{CP}}[k] = \sum_{n=0}^9 \sum_{k=0}^{959} \frac{2 \sum_{r=0}^9 z[960n + k + r] z^*[960n + k + r + 128]}{\sum_{r=0}^9 |z[960n + k + r]|^2 + \sum_{r=0}^9 |z[960n + k + r + 128]|^2}, \quad (2.51)$$

где $n = 0, \dots, 9$ — номер учитываемого слота, $k = 0, \dots, 959$ — номер отсчета в слоте, $r = 0, \dots, 9$ — номер отсчета ЦП, а символ “*” обозначает операцию комплексного сопряжения.

На рис. 2.48 приведен возможный вид модуля корреляционной функции, рассчитанной по (2.51).

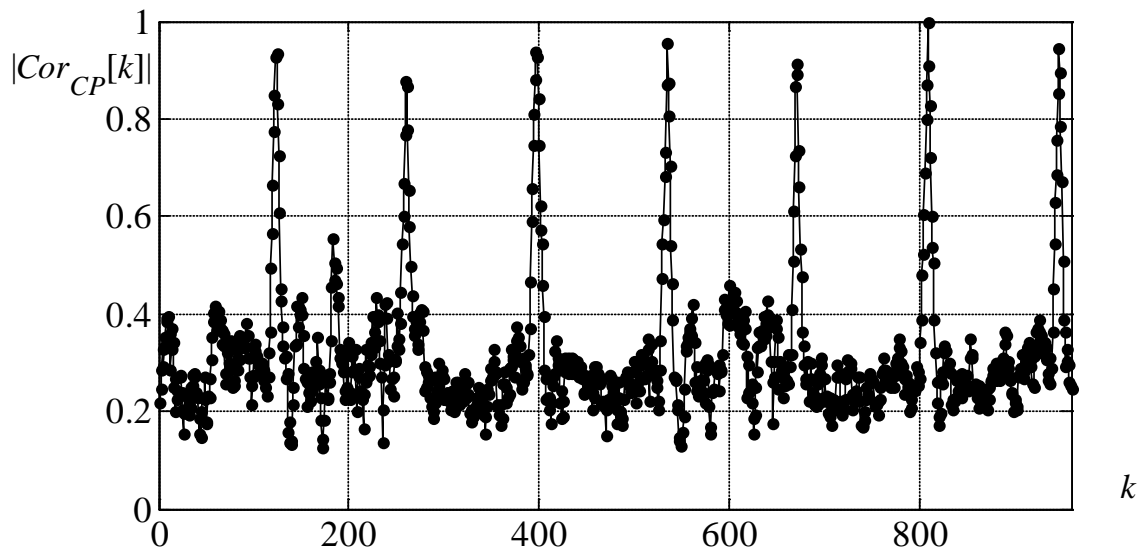


Рис. 2.48. Модуль нормированной корреляционной функции ЦП

Из анализа представленной кривой наглядно следует возможность получения лишь грубой временной синхронизации: в области пиков кривая имеет треугольный вид. Число отсчетов Slot_Offset, которые надо пропустить в последовательности z до первого отсчета в слоте, определяется как

$$\text{Slot_Offset} = 10 + \arg \left(\max_k |Cor_{CP}[k]| \right). \quad (2.52)$$

Помимо грубой временной синхронизации функция Cor_{CP} позволяет оценить дробную часть частотной отстройки, т. е. с точностью до целого числа минимальных частотных разносов между поднесущими (15 кГц). В самом деле, наличие частотной отстройки приводит к повороту фазы всех комплексных отсчетов, причем значение поворота фазы линейно увеличивается с увеличением номера отсчета:

$$z[k] = z_0[k] \exp(j2\pi\Delta f \Delta tk), \quad (2.53)$$

где z_0 — последовательность отсчетов с выхода АЦП при идеальной синхронизации по частоте, Δf — отстройка опорного генератора по частоте, Δt — временной интервал между соседними отсчетами АЦП, т. е. величина, обратная частоте дискретизации F_d . Из (2.53) следует, что набег фазы $\Delta\varphi$ между отсчетами $z[k]$ и $z[n]$ составляет

$$\Delta\varphi = 2\pi\Delta f \Delta t(k - n),$$

т. е. определяется лишь разницей значений k и n . Учитывая, что в числителе (2.51) вычисляется произведение комплексно сопряженных значений отсчетов сигнала, фаза Cor_{CP} в точках экстремумов определяется частотной отстройкой Δf :

$$\Delta f = \frac{1}{128} \frac{F_d}{2\pi} \text{angle} \left\{ Cor_{CP}[\arg(\max_k |Cor_{CP}[k]|)] \right\}, \quad (2.54)$$

где angle — операция определения фазы комплексного числа, причем $|\text{angle}| < \pi$. Отметим, что (2.54) корректно только в том случае, если модуль набег фазы на длительности OFDM-символа не превосходит π , т. е. это выражение определяет дробную часть частотной отстройки, и оно верно при условии

$$|\Delta f| \leq 7,5 \text{ кГц}. \quad (2.55)$$

Подставив в (2.54) $F_d = 1,92 \text{ МГц}$ и учитывая (2.55), введем корректировку оценки частотного сдвига в килогерцах:

$$\begin{aligned} \Delta f &= \Delta f_z + \Delta f_q = \\ &= \left(15n_f + 7,5 \text{angle} \left\{ Cor_{CP}[\arg(\max_k |Cor_{CP}[k]|)] \right\} / \pi \right), \text{ [кГц]}, \end{aligned} \quad (2.56)$$

где $n_f = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $\Delta f_z = 15n_f$ — определяемая далее целая часть частотной отстройки, а Δf_q — дробная часть частотной отстройки.

Итак, при вычислении корреляционной функции ЦП возможно оценить грубую временную синхронизацию с началом слота и дробную часть частотной отстройки опорного генератора от центральной частоты принимаемого сигнала.

Все дальнейшие процедуры подразумевают обработку в частотной области, поэтому введем в рассмотрение массив спектров слотов SP:

$$\begin{aligned}
SP[n, \text{mod}(k + N_{\text{FT}} / 2, N_{\text{FT}})] &= \sum_{r=0}^{N_{\text{FT}}-1} z[\text{Symb_Offset}[n] + r] \times \\
&\times \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_{\text{FT}}} kr - j \frac{2\pi}{F_d} \Delta f_q r\right).
\end{aligned} \tag{2.57}$$

В выражении (2.57) $n = 0, 1, \dots$ — номер слота (строки) в массиве SP; $k = 0, 1, \dots, 128$ — номер частотного отсчета, причем k -й элемент соответствует отсчету на частоте

$$f = (-1,92/2 + 0,015k) \text{ [МГц]};$$

N_{FT} — РБПФ, и для $F_d = 1,92$ МГц имеем $N_{\text{FT}} = 128$; Symb_Offset — массив значений числа отсчетов, которые необходимо пропустить в исходной последовательности z до начала очередного слота, определяемых согласно выражению

$$\text{Symb_Offset}[n] = \text{Slot_Offset} + \lfloor n / 7 \rfloor 960 + \text{mod}(n, 7) 137, \tag{2.57}$$

где $\lfloor x \rfloor$ — наименьшее целое, не превосходящее x ; значение 960 определяет длительность слота в отсчетах, а $137 = 128 + 9$ — длительность OFDM-символа с ЦП.

Для упрощения дальнейших выкладок удалим в массиве SP колонку с номером $N_{\text{FT}}/2$, поскольку на этой позиции содержатся отсчеты нулевой частоты, которая не используется при формировании сигнала.

Как известно, первичный синхросигнал передается в последнем OFDM-символе нулевого и десятого слота каждого кадра. Причем в зависимости от номера идентификатора соты возможны три различных первичных синхросигнала, что соответствует $N_{\text{ID}}^{(2)} = 0, 1, 2$. Учитывая сказанное, запишем корреляционную функцию Cor_{PSS} для определения идентификатора соты $N_{\text{ID}}^{(2)}$ (индекс PSS обозначает Primary Synchronization Signal):

$$\begin{aligned}
\text{Cor}_{\text{PSS}}[n, k, p] &= \frac{\left| \sum_{r=-31}^{30} SP[n, r + 129 + p] \text{PSS}^*[k, r + 31] \right|}{\sum_{r=-31}^{30} |SP[n, r + 129 + p]|^2 + \sum_{r=-31}^{30} |\text{PSS}^*[k, r + 31]|^2},
\end{aligned} \tag{2.58}$$

где $n = 0, 1, \dots$ — номер слота в массиве SP; $k = 0, 1, 2$ — номер первичного синхросигнала; $p = -N/2, -N/2 + 1, \dots, N/2$ — коэффициент, учитывающий наличие целой части частотной отстройки; $N/2$ — значение модуля максимального учитываемого p ; $PSS[k,r]$ — массив (матрица), в строках которого записаны комплексные значения на поднесущих синхросигналов.

Вычисление позиции максимума кривой (2.58) позволяет получить оценку SN номера нулевого слота в кадре с точностью до десяти, значение идентификатора $N_{ID}^{(2)}$ и оценку целой части частотной отстройки:

$$[SN, N_{ID}^{(2)}, n_f] = \arg \left\{ \max_{n=0, \dots, 9, k, p} (\text{Cor}_{PSS}[n, k, p]) \right\}. \quad (2.59)$$

На рис. 2.49 представлена развертка зависимости (2.59) от k , причем значения следуют в следующем порядке: $\text{Cor}_{PSS}[0, 0, -N/2]$, $\text{Cor}_{PSS}[0, 0, N/2]$, \dots , $\text{Cor}_{PSS}[0, 1, -N/2]$, \dots .

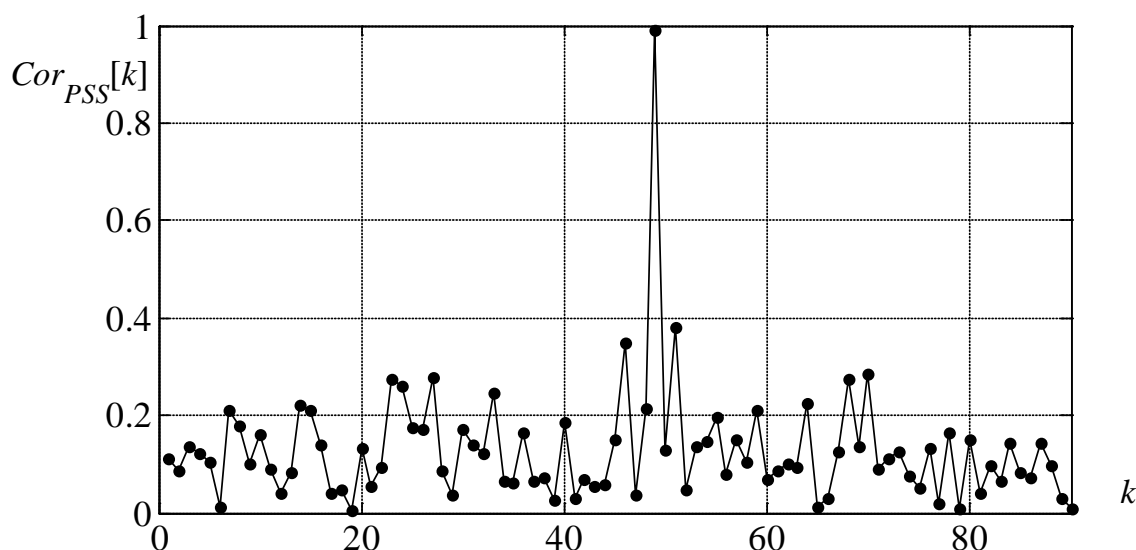


Рис. 2.49. Развертка корреляционной кривой первичного синхросигнала для $N = 2$

Далее можно переходить к определению идентификатора соты $N_{ID}^{(1)}$ и синхронизации с началом кадра. Для этого учтем, что в каждом шестом (т. е. с номером пять) OFDM-символе нулевого и десятого слота передаются вторичные синхросигналы, причем разные даже для

общего $N_{ID}^{(1)}$ — это обстоятельство и позволит уточнить нумерацию слотов в кадре и, следовательно, определить положение начала кадра. Запишем корреляционную функцию вторичного синхросигнала (индекс SSS обозначает Secondary Synchronization Signal):

$$\text{Cor}_{\text{SSS}}[n, k] = \frac{\left| \sum_{r=-31}^{30} \text{SP}[\text{SN}+10n, r+129+n_f] \text{SSS}^*[n, k, r+31] \right|}{\sum_{r=-31}^{30} \left| \text{SP}[\text{SN}+10n, r+129+n_f] \right|^2 + \sum_{r=-31}^{30} \left| \text{SSS}^*[n, k, r+31] \right|^2}, \quad (2.60)$$

где $n = 0, 1$ — коэффициент учета сдвига на 10 слотов; $k = 0, 1, \dots, 167$ — номер вторичного синхросигнала.

Вычисление позиции максимума кривой (2.60) позволяет уточнить номер нулевого слота в кадре и определить $N_{ID}^{(1)}$.

$$[n_1, k_1] = \arg \left\{ \max_{n, k} (\text{Cor}_{\text{SSS}}[n, k]) \right\}, \quad \text{SN} = \text{SN}+10n_1, \quad N_{ID}^{(1)} = k_1. \quad (2.60)$$

На рис. 2.50 представлена развертка (2.60) в зависимости от k , причем значения следуют в следующем порядке: $\text{Cor}_{\text{SSS}}[0, 0], \dots, \text{Cor}_{\text{SSS}}[0, 167], \text{Cor}_{\text{SSS}}[1, 0], \dots$.

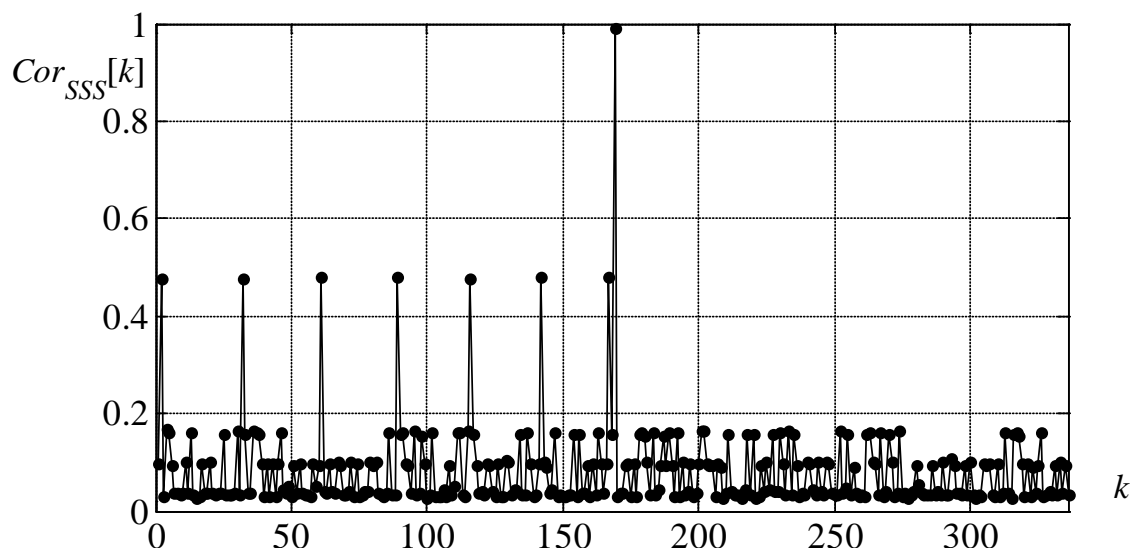


Рис. 2.50. Развертка корреляционной кривой для вторичного синхросигнала

Теперь, имея в распоряжении грубую временную и точную частотную синхронизации, можно переходить к следующему этапу — считыванию данных, передаваемых в физическом вещательном канале РВСН, сигнал которого передается в первых четырех OFDM-символах второго по порядку слота каждого кадра. Один блок данных передается в четырех кадрах, при этом вся информация передается в каждом кадре. Для демодуляции необходимо выполнить выравнивание АЧХ канала. Учитывая значительную помехозащищенность данных канала РВСН, на этом этапе можно воспользоваться простейшим линейным эквалайзером, и в случае большого отношения сигнал/шум в принятом сигнале декодирование блока данных можно произвести лишь по одному кадру.

После считывания вещательного сообщения становится известным количество ресурсных блоков, выделенных системе, количество антенн, используемых для передачи нисходящего сигнала (1, 2 или 4), номер кадра системы и информация о конфигурации канала подтверждения успешного приема базовой станцией пакетов, переданных абонентом в восходящем направлении.

ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. В чём различие кадров Типа 1 и Типа 2?
2. С какой целью в структуру сигналов с OFDM вводится циклический префикс? Чем различаются нормальный и расширенный циклические префиксы в сетях LTE?
3. Что такое точка переключения в структуре сигналов сетей LTE? С какой целью она вводится?
4. Что такое ресурсный блок, каковы его параметры во временной и спектральной областях?
5. Перечислите основные процедуры формирования сигналов восходящих физических каналов.
6. Какие схемы помехоустойчивого кодирования используются в восходящих и нисходящих физических каналах?
7. Чем отличаются различные форматы представления данных в канале PUSCH?
8. Опишите схему кодирования данных канала PUSCH. Какими параметрами она определяется?
9. Каковы основные свойства последовательностей Задова — Чу? С какой целью такие последовательности используются в физических каналах сетей LTE?
10. Опишите структуру канала PRACH.
11. Укажите вид скремблирующей последовательности, используемой в восходящих и нисходящих физических каналов. Чем определяются её инициализирующие параметры?
12. Какие технологии многоантенной обработки используются в сетях LTE? Каковы их основные характеристики и отличия?
13. Опишите алгоритм поиска сигнала БС. Какие при этом зависимости необходимо анализировать?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Биккенин Р. Р.* Теория электрической связи : учебное пособие для студ. высших учебных заведений / Р. Р. Биккенин, М. Н. Чесноков. — М. : Издательский центр “Академия”, 2010. — 336 с.
2. *Макаров С. Б.* Телекоммуникационные технологии: введение в технологии GSM : учеб. пособие для высш. учеб. заведений / С. Б. Макаров, Н. В. Певцов, Е. А. Попов, М. А. Сиверс. — М. : Издательский центр “Академия”, 2006. — 256 с.
3. *Волков А. Н.* UMTS. Стандарт сотовой связи третьего поколения / А. Н. Волков, А. Е. Рыжков, М. А. Сиверс. — СПб. : Издательство “Линк”, 2008. — 224 с.
4. *Кааринен Х.* Сети UMTS. Архитектура, мобильность, сервисы / Х. Кааринен, А. Ахтиайнен, Л. Лаитинен, С. Найан, В. Ниemi. — М. : Техносфера, 2007. — 464 с.
5. *Попов Е. А.* Технология GPRS пакетной передачи данных в сетях GSM : учеб. пособие / Е. А. Попов. — СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2008. — 182 с.
6. *Солонина А. И.* Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций / А. И. Солонина, Д. А. Упахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьёва. — СПб. : БХВ — Петербург, 2005. — 768 с.
7. *Сергиенко А. Б.* Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. — СПб. : БХВ — Петербург, 2011. — 768 с.

**ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ЧАСТОТНЫЙ ПЛАН
ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ LTE**

В табл. П.1 представлен частотный план работы сетей LTE: номера частотных диапазонов, соответствующие полосы частот в восходящем и нисходящем направлениях и вид дуплексного разнесения в каждом из диапазонов.

Таблица П.1

Частотный план работы сетей LTE

№ частотного диапазона	Полоса частот в восходящем канале, МГц	Полоса частот в нисходящем канале, МГц	Вид дуплексного разнесения
1	1920–1980	2110–2170	FDD
2	1850–1910	1930–1990	FDD
3	1710–1785	1805–1880	FDD
4	1710–1755	2110–2155	FDD
5	824–849	869–894	FDD
6	830–840	875–885	FDD
7	2500–2570	2620–2690	FDD
8	880–915	925–960	FDD
9	1749,9–1784,9	1844,9–1879,9	FDD
10	1710–1770	2110–2170	FDD
11	1427,9–1447,9	1475,9–1495,9	FDD
12	698–716	728–746	FDD
13	777–787	746–756	FDD
14	788–798	758–768	FDD
15	Зарезервировано	Зарезервировано	FDD
16	Зарезервировано	Зарезервировано	FDD
17	704–716	734–746	FDD
18	815–830	860–875	FDD
19	830–845	875–890	FDD
20	832–862	791–821	FDD

Продолжение табл. П.1

№ частотного диапазона	Полоса частот в восходящем канале, МГц	Полоса частот в нисходящем канале, МГц	Вид дуплексного разнесения
21	1447,9–1462,9	1495,9–1510,9	FDD
33	1900–1920	1900–1920	TDD
34	2010–2025	2010–2025	TDD
35	1850–1910	1850–1910	TDD
36	1930–1990	1930–1990	TDD
37	1910–1930	1910–1930	TDD
38	2570–2620	2570–2620	TDD
39	1880–1920	1880–1920	TDD
40	2300–2400	2300–2400	TDD
Примечание: диапазон 6 не используется			

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ФАЗ СИВОЛОВ ПИЛОТНЫХ СИГНАЛОВ

В табл. П.2 и П.3 представлены последовательности фаз $\varphi(n)$ символов пилотных сигналов длиной $M_{SC}^{RS} = 12$ и $M_{SC}^{RS} = 24$ соответственно.

Таблица П.2

Последовательности фаз $\varphi(n)$ символов пилотных сигналов, $M_{SC}^{RS} = 12$

u	$\varphi(0), \varphi(1), \dots, \varphi(11)$											
0	-1	1	3	-3	3	3	1	1	3	1	-3	3
1	1	1	3	3	3	-1	1	-3	-3	1	-3	3
2	1	1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-3	1	-1
3	-1	1	1	1	1	-1	-3	-3	1	-3	3	-1
4	-1	3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	-1	1	3
5	1	-3	3	-1	-1	1	1	-1	-1	3	-3	1
6	-1	3	-3	-3	-3	3	1	-1	3	3	-3	1
7	-3	-1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	-3	3	1
8	1	-3	3	1	-1	-1	-1	1	1	3	-1	1
9	1	-3	-1	3	3	-1	-3	1	1	1	1	1
10	-1	3	-1	1	1	-3	-3	-1	-3	-3	3	-1
11	3	1	-1	-1	3	3	-3	1	3	1	3	3
12	1	-3	1	1	-3	1	1	1	-3	-3	-3	1
13	3	3	-3	3	-3	1	1	3	-1	-3	3	3
14	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	3	3	-1	1
15	3	-1	1	-3	-1	-1	1	1	3	1	-1	-3
16	1	3	1	-1	1	3	3	3	-1	-1	3	-1
17	-3	1	1	3	-3	3	-3	-3	3	1	3	-1
18	-3	3	1	1	-3	1	-3	-3	-1	-1	1	-3
19	-1	3	1	3	1	-1	-1	3	-3	-1	-3	-1
20	-1	-3	1	1	1	1	3	1	-1	1	-3	-1
21	-1	3	-1	1	-3	-3	-3	-3	-3	1	-1	-3
22	1	1	-3	-3	-3	-3	-1	3	-3	1	-3	3
23	1	1	-1	-3	-1	-3	1	-1	1	3	-1	1
24	1	1	3	1	3	3	-1	1	-1	-3	-3	1
25	1	-3	3	3	1	3	3	1	-3	-1	-1	3
26	1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	3	-1	-3
27	-3	-1	-3	-1	-3	3	1	-1	1	3	-3	-3
28	-1	3	-3	3	-1	3	3	-3	3	3	-1	-1
29	3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	3	-3	3	1	-1

Таблица П.3

Последовательности фаз $\varphi(n)$ символов пилотных сигналов, $M_{SC}^{RS} = 24$

u	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$\varphi(0), \varphi(1), \dots, \varphi(23)$	-3	-3	3	-1	-1	1	-3	1	-3	1	3	1	-1	3	3	-1
	-1	1	3	-3	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-3	-3	-3	1	-3
	-3	1	1	-1	-3	-3	3	-1	-3	-3	1	1	-1	-1	1	-3
	3	3	-1	-3	1	-3	-1	-3	-3	1	-1	-1	-3	3	3	-3
	-3	1	-1	1	-3	-3	1	3	-3	1	3	3	3	1	-1	-1
	3	-3	-3	1	-3	3	-1	1	1	-1	3	-3	-3	-3	-3	-1
	1	-3	-1	3	-1	-3	-3	-1	-3	1	1	-1	-1	1	1	-3
	-1	3	1	-1	1	-1	-1	1	-3	-3	-1	3	3	1	-3	-3
	1	-1	1	1	-3	3	1	3	-3	1	1	3	3	-1	-1	-1
	1	1	-1	3	-1	-1	1	-1	1	1	-3	-3	-3	3	-1	1
	3	3	3	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-3	3	1	3	3	3
	-3	1	-1	3	-1	1	1	1	-1	3	-1	3	1	3	3	1
	3	1	1	1	3	1	-1	3	-1	3	-3	-3	-1	1	1	3
	1	1	3	-1	-1	-3	-1	1	-1	3	-3	-3	3	-1	1	-1
	3	-1	3	-1	3	1	1	3	3	-3	-3	-3	-3	1	3	-3
	-3	3	3	-3	3	-3	-3	1	-3	3	-1	-1	1	3	1	-1
	3	-3	3	1	1	1	3	3	3	-1	-1	1	-1	3	3	1
	1	-3	-3	1	1	3	-3	-1	-3	-3	3	3	-1	-1	-3	-3
	-1	1	1	-3	-1	1	-3	-3	-1	-1	-1	1	1	-3	1	3
	3	-3	1	3	-3	-1	3	-1	1	3	3	-3	1	-1	3	1
	-3	-3	3	1	-3	3	-1	-1	-3	3	-3	-3	1	-1	1	-3
	1	-3	3	1	-1	1	-1	3	3	-3	-3	3	3	-1	3	1
	3	3	-1	-3	-1	1	1	3	1	1	1	3	3	-1	-3	-1
	-1	-3	3	-1	-1	-3	1	-3	-3	1	-1	1	1	3	-3	-1

Последовательности фаз $\varphi(n)$ символов пилотных сигналов, $M_{SC}^{RS} = 24$

u	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
	-1	-1	-3	-3	-1	-3	-3	3	3	-1	1	-1	-1	3
	-3	-1	1	-3	1	1	-1	3	-1	-1	1	-3	-1	1
	1	-1	1	3	-3	-1	3	-1	-3	-3	1	-1	3	-1
	1	3	3	-1	3	-3	3	1	-1	-3	-3	-3	-1	-1
	-3	-1	-3	3	-1	3	1	3	-1	1	1	-1	1	1
	1	-3	-3	1	1	3	-3	-3	1	1	-1	-3	1	-3
	-3	-1	1	-1	-1	-1	1	3	1	-3	1	3	3	-3
	1	3	1	-3	3	-1	3	3	1	3	-3	-1	-3	3
	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	3	-3	-3	1
	1	1	-3	1	-3	-1	-1	3	-1	-3	-3	-3	1	3
	3	-1	1	-1	3	1	-3	-1	-1	1	1	1	-3	-1
	3	3	-3	1	1	-1	3	3	3	1	3	3	1	1
	1	3	3	-3	3	-3	-3	1	-1	-3	-3	-1	1	3
	3	3	1	3	-3	1	3	-3	3	-1	3	-1	-3	1
	-3	-3	1	3	-1	3	-3	3	-1	-1	-3	-1	-1	-1
	1	-1	-3	3	-3	-1	-3	3	-1	1	-1	-3	1	3
	1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-3	1	-1	-1	-1	-1
	-1	-3	3	3	-1	-1	-3	3	3	3	-3	3	-1	3
	-1	-1	-1	-3	-3	1	-1	3	-3	-1	1	1	-3	-1
	-1	3	1	-1	-3	-1	1	3	-1	3	1	1	1	-3
	-1	3	1	1	-3	1	3	-1	3	-1	3	3	-1	-1
	3	-1	1	3	3	1	-3	-1	3	1	1	3	-1	-1
	-3	3	1	3	-3	-3	-1	-1	-1	-1	-3	-3	-3	1
	-1	1	1	1	-1	-3	-3	-1	1	1	-3	-1	-1	1

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. ОБРАЗУЮЩИЕ ВЕКТОРЫ И МАТРИЦЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ

В табл. П.4 представлены значения образующих векторов \mathbf{u} и матрицы \mathbf{W} предварительного кодирования для систем с четырьмя передающими антеннами.

Таблица П.4

Образующие векторы матрицы предварительного кодирования

Индекс матрицы	Образующие векторы \mathbf{u}	Количество уровней ν			
		1	2	3	4
0	$\mathbf{u}_0 = [1 \quad -1 \quad -1 \quad -1]^T$	$\mathbf{W}_0^{\{1\}}$	$\frac{\mathbf{W}_0^{\{14\}}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_0^{\{124\}}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_0^{\{1234\}}}{2}$
1	$\mathbf{u}_1 = [1 \quad -j \quad 1 \quad j]^T$	$\mathbf{W}_1^{\{1\}}$	$\frac{\mathbf{W}_1^{\{12\}}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_1^{\{123\}}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_1^{\{1234\}}}{2}$
2	$\mathbf{u}_2 = [1 \quad 1 \quad -1 \quad 1]^T$	$\mathbf{W}_2^{\{1\}}$	$\frac{\mathbf{W}_2^{\{12\}}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_2^{\{123\}}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_2^{\{3214\}}}{2}$
3	$\mathbf{u}_3 = [1 \quad j \quad 1 \quad -j]^T$	$\mathbf{W}_3^{\{1\}}$	$\frac{\mathbf{W}_3^{\{12\}}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_3^{\{123\}}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_3^{\{3214\}}}{2}$
4	$\mathbf{u}_4 = \left[1 \quad \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \quad -j \quad \frac{1-j}{\sqrt{2}} \right]^T$	$\mathbf{W}_4^{\{1\}}$	$\frac{\mathbf{W}_4^{\{14\}}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_4^{\{124\}}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_4^{\{1234\}}}{2}$
5	$\mathbf{u}_5 = \left[1 \quad \frac{1-j}{\sqrt{2}} \quad j \quad \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \right]^T$	$\mathbf{W}_5^{\{1\}}$	$\frac{\mathbf{W}_5^{\{14\}}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_5^{\{124\}}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_5^{\{1234\}}}{2}$
6	$\mathbf{u}_6 = \left[1 \quad \frac{1+j}{\sqrt{2}} \quad -j \quad \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \right]^T$	$\mathbf{W}_6^{\{1\}}$	$\frac{\mathbf{W}_6^{\{13\}}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_6^{\{134\}}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_6^{\{1324\}}}{2}$
7	$\mathbf{u}_7 = \left[1 \quad \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \quad j \quad \frac{1+j}{\sqrt{2}} \right]^T$	$\mathbf{W}_7^{\{1\}}$	$\frac{\mathbf{W}_7^{\{13\}}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_7^{\{134\}}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_7^{\{1324\}}}{2}$
8	$\mathbf{u}_8 = [1 \quad -1 \quad 1 \quad 1]^T$	$\mathbf{W}_8^{\{1\}}$	$\frac{\mathbf{W}_8^{\{12\}}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_8^{\{124\}}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_8^{\{1234\}}}{2}$

Окончание табл. П.4

Индекс матрицы	Образующие векторы \mathbf{u}	Количество уровней ν			
		1	2	3	4
9	$\mathbf{u}_9 = [1 \ -j \ -1 \ -j]^T$	$\mathbf{W}_9^{(1)}$	$\frac{\mathbf{W}_9^{(14)}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_9^{(134)}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_9^{(1234)}}{2}$
10	$\mathbf{u}_{10} = [1 \ 1 \ 1 \ -1]^T$	$\mathbf{W}_{10}^{(1)}$	$\frac{\mathbf{W}_{10}^{(13)}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_{10}^{(123)}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_{10}^{(1324)}}{2}$
11	$\mathbf{u}_{11} = [1 \ j \ -1 \ j]^T$	$\mathbf{W}_{11}^{(1)}$	$\frac{\mathbf{W}_{11}^{(13)}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_{11}^{(134)}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_{11}^{(1324)}}{2}$
12	$\mathbf{u}_{12} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]^T$	$\mathbf{W}_{12}^{(1)}$	$\frac{\mathbf{W}_{12}^{(12)}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_{12}^{(123)}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_{12}^{(1234)}}{2}$
13	$\mathbf{u}_{13} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$	$\mathbf{W}_{13}^{(1)}$	$\frac{\mathbf{W}_{13}^{(13)}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_{13}^{(123)}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_{13}^{(1324)}}{2}$
14	$\mathbf{u}_{14} = [1 \ 1 \ -1 \ -1]^T$	$\mathbf{W}_{14}^{(1)}$	$\frac{\mathbf{W}_{14}^{(13)}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_{14}^{(123)}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_{14}^{(3214)}}{2}$
15	$\mathbf{u}_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$\mathbf{W}_{15}^{(1)}$	$\frac{\mathbf{W}_{15}^{(12)}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\mathbf{W}_{15}^{(123)}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\mathbf{W}_{15}^{(1234)}}{2}$

ПРИЛОЖЕНИЕ 4. ЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СКРЕМБЛИРУЮЩИХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

В табл. П.5 представлены значения элементов m_0 , m_1 для скремблирующих последовательностей $z_1^{(m_0)}(n)$ и $z_1^{(m_1)}(n)$ в зависимости от номера группы $N_{ID}^{(1)}$.

Таблица П.5

Значения элементов m_0 , m_1 в зависимости от номера группы $N_{ID}^{(1)}$

$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1
0	0	1	34	4	6	68	9	12	102	15	19	136	22	27
1	1	2	35	5	7	69	10	13	103	16	20	137	23	28
2	2	3	36	6	8	70	11	14	104	17	21	138	24	29
3	3	4	37	7	9	71	12	15	105	18	22	139	25	30
4	4	5	38	8	10	72	13	16	106	19	23	140	0	6
5	5	6	39	9	11	73	14	17	107	20	24	141	1	7
6	6	7	40	10	12	74	15	18	108	21	25	142	2	8
7	7	8	41	11	13	75	16	19	109	22	26	143	3	9
8	8	9	42	12	14	76	17	20	110	23	27	144	4	10
9	9	10	43	13	15	77	18	21	111	24	28	145	5	11
10	10	11	44	14	16	78	19	22	112	25	29	146	6	12
11	11	12	45	15	17	79	20	23	113	26	30	147	7	13
12	12	13	46	16	18	80	21	24	114	0	5	148	8	14
13	13	14	47	17	19	81	22	25	115	1	6	149	9	15
14	14	15	48	18	20	82	23	26	116	2	7	150	10	16
15	15	16	49	19	21	83	24	27	117	3	8	151	11	17
16	16	17	50	20	22	84	25	28	118	4	9	152	12	18
17	17	18	51	21	23	85	26	29	119	5	10	153	13	19
18	18	19	52	22	24	86	27	30	120	6	11	154	14	20
19	19	20	53	23	25	87	0	4	121	7	12	155	15	21
20	20	21	54	24	26	88	1	5	122	8	13	156	16	22
21	21	22	55	25	27	89	2	6	123	9	14	157	17	23
22	22	23	56	26	28	90	3	7	124	10	15	158	18	24
23	23	24	57	27	29	91	4	8	125	11	16	159	19	25

Окончание табл. П.5

$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1	$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1
24	24	25	58	28	30	92	5	9	126	12	17	160	20	26
25	25	26	59	0	3	93	6	10	127	13	18	161	21	27
26	26	27	60	1	4	94	7	11	128	14	19	162	22	28
27	27	28	61	2	5	95	8	12	129	15	20	163	23	29
28	28	29	62	3	6	96	9	13	130	16	21	164	24	30
29	29	30	63	4	7	97	10	14	131	17	22	165	0	7
30	0	2	64	5	8	98	11	15	132	18	23	166	1	8
31	1	3	65	6	9	99	12	16	133	19	24	167	2	9
32	2	4	66	7	10	100	13	17	134	20	25	–	–	–
33	3	5	67	8	11	101	14	18	135	21	26	–	–	–

ПРИЛОЖЕНИЕ 5. НАИБОЛЕЕ ВАЖНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И ТЕРМИНЫ

AM — Acknowledge Mode, режим с подтверждением. Один из двух (совместно с UM) режимов передачи данных RLC-подуровне.

AS, Access Stratum, слой доступа. Один из двух (совместно с NAS) слоёв функциональных связей сети LTE.

BCCH — Broadcast Control Channel, логический вещательный управляющий канал, используемый для передачи в сети служебной информации.

BCH — Broadcast Channel, транспортный вещательный канал.

BM-SC — Evolved Broadcast Multicast Service Center, центр вещательных услуг.

CAZAC — Constant Amplitude Zero Autocorrelation Code, последовательностей с постоянной амплитудой и нулевой автокорреляцией, используемая при кодовом разделении сигналов абонента в физическом канале PUSCH.

C-RNTI — Cell Radio Network Temporary Identifier, временный сотовый идентификатор радиосети.

CCCH — Common Control Channel, логический общий управляющий канал, при использовании которого обеспечивается связь между сетью и абонентом, не имеющим соединения на RRC-подуровне.

CCE — Control Channel Element, управляющий элемент физического нисходящего канала управления PDCCH.

CDR — Charging Data Record, данные отчётов о тарификации.

CFI — Control Format Indicator, управляющий индикатор формата, передаваемый в нисходящем направлении в физическом канале PCFICH.

CP — Control Plane, плоскость управления. Часть состава и функционирования протоколов интерфейсов Uu и S1, относящаяся к передаче служебной информации.

CSG — Closed Subscriber Group, закрытая группа пользователей.

CQI — Channel Quality Indicator, индикатор качества канала.

DCCH — Dedicated Control Channel, логический выделенный управляющий канал, предназначенный для обеспечения связи между сетью и абонентом, имеющим RRC-соединение.

DCI — Downlink Control Information, управляющее сообщение, передаваемое в нисходящем физическом управляющем канале PDCCH.

DL-SCH — Downlink Shared Channel, транспортный нисходящий совместный канал.

DMRS — Demodulation Reference Signals, демодулирующие пилотные сигналы.

DNS — Domain Name Server, сервер доменных имён, переводящий числовой IP-адрес в строковый адрес.

DTCH — Dedicated Traffic Channel, логический выделенный трафиковый канал, устанавливаемый между двумя абонентами для передачи пользовательской информации.

DwPTS — Downlink pilot time slot, пилотный слот (точка переключения) нисходящего направления.

ECGI — E-UTRAN Cell Global Identifier, глобальный идентификатор соты.

EMM — EPS Mobility Management, управление мобильностью абонента или терминала в пакетной сети.

EPC — Evolved Packet Core, базовая пакетная (под)сеть.

EPS — Evolved Packet System, выделенная пакетная система. Понятие, относящееся к каналу, по которому передаётся информация о параметрах качества обслуживания.

E-UTRAN — Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network, (под)сеть радиодоступа. Подсеть области сетевой инфраструктуры, содержащая все механизмы передачи информации по радиоканалу.

FDD — Frequency Division Duplex, дуплексный канал с частотным разнесением

GP — Guard Period, защитное поле.

GTP — GPRS Tunneling Protocol, протокол туннелирования пользовательских пакетов данных.

GUMMEI — Globally Unique MME Identity, глобальный идентификатор блока управления мобильностью.

GW — Gateway, сетевой шлюз.

Gmb-интерфейс — логический стык между центром вещательных услуг и обслуживающим шлюзом.

HARQ — Hybrid Automatic Repeat Request, гибридный запрос на повторную передачу. представляет собой комбинацию методов обнаружения ошибок с повторной передачей пакетов и помехоустойчивого кодирования.

HI — HARQ Indicator, индикатор гибридных запросов на повторную передачу, передаваемый в нисходящем физическом канале PHSCH.

HTTP — Hyper-Text Transfer Protocol, гипертекстовый протокол поиска и доставки информации.

ID — Infrastructure Domain, область сетевой инфраструктуры. Является, совместно с областью пользовательского оборудования, первичным разделением сети LTE на физическом уровне.

IMAP — Interactive Mail Access Protocol, почтовый протокол с интерактивным доступом, используемый для отправки и получения почтовых сообщений.

IP — Internet Protocol. Протокол передачи пакетных данных, обеспечивающий дейтаграммный механизм доставки информации.

LMA — Local Mobility Anchor, точка привязки (якорь) локального местоположения мобильного абонента.

LTE — Long-Term Evolution

MAC — Medium Access Control, (под)уровень управления доступом к среде.

MBMS — Multimedia Broadcast Multicast Service, услуга мультимедийного вещания.

MBMS Gateway, шлюз мультимедийного вещания.

MBSFN — Multicast Broadcast Single Frequency Network, одночастотная групповая вещательная сеть.

MCCN — Multicast Control Channel, логический групповой управляющий канал, при помощи которого обеспечивается передача услуг мультимедийного вещания.

MCH — Multicast Channel, транспортный вещательный канал.

MIME — Multipurpose Internet Mail Extensions, стандарт многоцелевого расширения электронной почты.

MIMO — Multiple Input Multiple Output, методы разнесённой передачи и параллельной антенной обработки.

MM1-интерфейс — логический стык между MMS-сервером и пользовательским MMS-агентом.

MM2-интерфейс — логический стык между базовым и транзитным MMS-серверами.

MM3-интерфейс — логический стык между MMS-сервером и внешними интернет-серверами.

MME — Mobility Management Entity, блок управления мобильностью

MMS — Multimedia Messaging Service, услуга по передаче мультимедийных сообщений.

MMSE — Multimedia Messaging Service Environment, окружение мультимедийной услуги. Совокупность сетевых элементов, отвечающих за доставку мультимедийных сообщений и находящихся под управлением единого узла.

MTCH — Multicast Traffic Chanel, логический групповой трафиковый канал, устанавливаемый для передачи услуг мультимедийного вещания.

NAS, Non-Access Stratum, внешность слоя радиодоступа. Один из двух (совместно с AS) слоёв функциональных связей сети LTE.

OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing, мультиплексирование с ортогональным частотным разнесением.

OFDMA — Orthogonal Frequency Division Multiple Access, множественный доступ на основе ортогонального частотного разнесения.

OMA — Open Mobile Alliance, международная организация производителей пользовательских услуг для мобильных телекоммуникационных устройств.

P-GW — Packet Data Network Gateway, шлюз пакетной сети.

PBCH — Physical Broadcast Channel, физический вещательный канал.

PCCH — Paging Control Channel, логический вызывной управляющий канал, предназначенный для поиска в сети абонента или терминала посредством передачи вызывной информации.

PCFICH — Physical Control Format Indicator Channel, физический управляющий канал индикатора формата.

PCH — Paging Channel, транспортный вызывной канал, поддерживающий прерывистый приём пакетов данных.

PD-SCH — Physical Downlink Shared Channel, физический нисходящий совместный канал.

PDCCH — Physical Downlink Control Channel, физический нисходящий управляющий канал.

PDCP — Packet Data Convergence Protocol, (под)уровень протокола конвергенции (слияния) пакетных данных.

PDP — Packet Data Protocol, протокол пакетной передачи данных.

PHICH — Physical Hybrid ARQ Indicator Channel, физический канал индикатора гибридного запроса на повторение.

PHY (Layer 1) — физический уровень, называемый также Уровень 1.

PMCH — Physical Multicast Channel, физический канал группового вещания.

PMI — Precoding Matrix Indicator, индикатор матрицы предварительного кодирования.

POP 2 — Post Office Protocol Version 2, почтовый офисный протокол второй версии, используемый для получения почтовых сообщений.

POP 3 — Post Office Protocol Version 2, почтовый офисный протокол третьей версии, используемый для отправки и получения почтовых сообщений.

PRACH — Physical Random Access Channel, физический канал случайного доступа.

PRB — Physical Resource Blok, (физический) ресурсный блок.

PTM — point-to-multipoint, “точка — несколько точек”. Модель организации услуг, когда пакеты данных от одного источника перелаются одновременно нескольким пользователям.

PTP — point-to-point, “точка — точка”. Модель организации услуг между двумя одноранговыми пользователями.

PU-CCN — Physical Uplink Control Channel, физический восходящий управляющий канал.

PU-SCH — Physical Uplink Shared Channel, физический восходящий совместный канал.

PWS — Public Warning System, система оповещения тревог.

PoC — Push-to-talk over Cellular, технология пакетной передачи речи.

QoS — Quality of Service, совокупность показателей, характеризующих качество обслуживания мобильного абонента.

RACH — Random Access Channel, транспортный канал случайного доступа.

RI — Rank Indicator, индикатор класса, передаваемый в физическом восходящем канале PUSCH.

RLC — Radio Link Control, (под)уровень управления радиоканалом.

RNL — Radio Network Layer, уровень радиосети. Один из двух (совместно с уровнем транспортной сети) уровней логического разделения области сети радиодоступа.

RNTI — Radio Network Temporary Identifier, временный идентификатор радиосети.

ROHC — Robust Header Compression, протокол сжатия и восстановления заголовков пакетов данных на RLC-подуровне.

RRC — Radio Resource Control, (под)уровень управления радиоресурсами.

RTP — Real-Time Transport Protocol, транспортный протокол передачи в реальном времени.

RTSP — Real-Time Streaming Protocol, протокол передачи потокового видео в реальном времени.

S1-интерфейс — логический стык между областью сети радиодоступа и областью базовой пакетной сети.

S1-U-интерфейс — логический стык между базовыми станциями и базовой сетью, реализуемый транзитно через обслуживающий узел.

S1-MM-интерфейс — логический стык между базовыми станциями и базовой сетью, реализуемый транзитно через блок управления мобильностью.

SC-FDMA — Single-Carrier Frequency Division Multiple Access, множественный доступ на основе частотного разнесения и передач на одной несущей.

S-GW — Serving Gateway, обслуживающий шлюз.

SDP — Session Description Protocol, протокол описания сеанса.

SDU — Service Data Unit, пакет данных, содержащий информацию, относящуюся к какой-либо сетевой услуге.

SM — Spatial Multiplexing, пространственное уплотнение.

SMS — Short Message Service, услуга передачи коротких сообщений.

SMTP — Simple Mail Transfer Protocol, почтовый протокол, используемый для отправки почтовых сообщений.

SRI — Scheduling Request Indicator, индикатор запроса на выделение физических ресурсов

SRS — Sounding Reference Signal, зондирующий пилотный сигнал

TA — Tracking Area, зона отслеживания.

TAI — Tracking Area Identity, идентификатор зоны отслеживания.

TCP — Transmission Control Protocol, управляющий протокол передачи данных на транспортном уровне.

TD — Transmit Diversity, пространственно-временное кодирование.

TDD — Time Division Duplex, дуплексный канал с временным разнесением

TNL — Transport Network Layer, уровень транспортной сети. Один из двух (совместно с уровнем радиосети) уровней логического разделения области сети радиодоступа.

TPC — Transmit Power Control, механизм управления мощностью передачи.

UDP — User Datagram Protocol, протокол передачи пользовательских дейтаграмм, используемый в IP-сетях.

UE — User Equipment, пользовательское оборудование. Совокупность пользовательских терминалов с различными уровнями функциональных возможностей, используемых сетевыми абонентами для доступа к услугам сети LTE.

UED — User Equipment Domain, область пользовательского оборудования. Является, совместно с областью сетевой инфраструктуры, первичным разделением сети LTE на физическом уровне.

UL-SCH — Uplink Shared Channel, транспортный восходящий совместный канал.

UM — Unacknowledge Mode, режим без подтверждения. Один из двух (совместно с AM) режимов передачи данных RLC-подуровне.

UP — User Plane, пользовательская плоскость. Часть состава и функционирования протоколов интерфейсов Uu и S1, относящаяся к передаче пользовательской информации.

UpPTS — Uplink pilot time slot, пилотный слот (точка переключения) нисходящего направления.

URL — Universe Resource Location — адрес местоположения интернет-ресурса.

Uu-интерфейс — логический стык между областью пользовательского оборудования и области сети радиодоступа.

VoIP — Voice over IP, технология пакетной передачи речевого трафика по IP-сетям.

VRB — Virtual Resource Blok, виртуальный ресурсный блок.

WAP — Wireless Application Protocol, протокол передачи данных в мобильном интернете.

WTA — Wireless Telephone Application, приложения для мобильной интернет-телефонии.

WWW — World Wide Web, технология организации ресурсов во всемирной Сети.

X2-интерфейс — логический стык между различными базовыми станциями, функционирующими под управлением одного блока управления мобильностью.

WDP — Wireless Datagram Protocol, протокол беспроводной дейтаграммной передачи данных, используемый в версии WAP 1.x.

WML — Wireless Markup Language, язык гипертекстовой разметки, используемый в версии WAP 1.x.

WSP — Wireless Session Protocol, протокол поддержки беспроводных сеансов связи, используемый в версии WAP 1.x.

WTLS — Wireless Transport Layer Security, протокол обеспечения безопасности на транспортном уровне, используемый в версии WAP 1.x.

WTP — Wireless Transport Protocol, беспроводный транспортный протокол, используемый в версии WAP 1.x.

XHTML MP — eXtensible Hyper Text Markup Language Mobile Profile, язык гипертекстовой разметки, используемый в версии WAP 2.0.

XML — eXtensible Markup Language, язык гипертекстовой разметки, используемый в версии WAP 1.x.

Пользовательский MMS-агент — программный продукт, находящийся в пользовательском терминале, либо другом подключённом к нему устройстве и обеспечивающий возможность просматривать, создавать и управлять мультимедийными сообщениями.

Гельгор Александр Леонидович
Попов Евгений Александрович

ТЕХНОЛОГИЯ LTE МОБИЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Учебное пособие

Лицензия ЛР № 020593 от 07.08.97
Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции
ОК 005-93, т. 2; 953005 – учебная литература

Подписано к печати Формат 60x84/16. Печать цифровая.
Усл. печ. л. 12,75 . Уч.-изд. л. . Тираж экз. Заказ

Отпечатано с готового оригинал-макета, предоставленного авторами,
в Цифровом типографском центре
Издательства Политехнического университета.
195251, Санкт-Петербург, Политехническая ул., 29.
Тел.: (812) 550-40-14.
Тел./факс: (812) 297-57-76.