



Специалисты радиозлектронного комплекса уже успели оценить серию книг «Мир радиозлектроники» за тщательный отбор научной и технической литературы по передовым направлениям развития науки и технологий радиозлектроники. Публикуемые в серии книги позволяют поддерживать современный уровень знаний, способствуя научно-техническому прогрессу в радиозлектронной промышленности, сокращению технологического отставания и подготовке необходимых кадров.

*Директор Департамента радиозлектронной промышленности
Минпромторга РФ
А.С. Якунин*



РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ СЕРИИ КНИГ «МИР РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

Якунин Александр Сергеевич, директор Департамента радиоэлектронной промышленности Минпромторга РФ – председатель редсовета

Члены совета:

Авдонин Борис Николаевич, ген. директор ОАО ЦНИИ «Электроника», д.т.н., профессор, г. Москва

Акопян Иосиф Григорьевич, ОАО «МНИИ «Агат», д.т.н., профессор, г. Москва

Анцев Георгий Владимирович, ген. директор ОАО «НПП «Радар ММС», г. Санкт-Петербург

Белый Юрий Иванович, ген. директор НИИП им. В.В. Тихомирова МО, г. Жуковский

Беккиев Азрет Юсупович, ген. директор ОАО «Концерн «Созвездие», д.т.н., профессор, г. Воронеж

Боев Сергей Федотович, ген. директор ОАО «РТИ», д.э.н., профессор, г. Москва

Борисов Юрий Иванович, заместитель Министра обороны РФ, д.т.н., профессор, г. Москва

Букашкин Сергей Анатольевич, ген. директор ОАО «Концерн «Автоматика», д.т.н., профессор, г. Москва

Бушуев Николай Александрович, ген. директор ОАО «НПП «Алмаз», д.э.н., профессор, к.ф.-м.н., г. Саратов

Васильев Андрей Георгиевич, д.ф.-м.н., профессор, г. Москва

Верба Владимир Степанович, ген. директор ОАО «Концерн радиостроения «Вега», д.т.н., профессор, г. Москва

Верник Петр Аркадьевич, ген. директор компании «Золотой Шар», г. Москва

Вилкова Надежда Николаевна, ген. директор ЗАО «МНИТИ», к.т.н., д.э.н., профессор, г. Москва

Гуляев Юрий Васильевич, директор института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова, академик РАН, г. Москва

Козлов Геннадий Викторович, ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей», д.т.н., профессор, г. Москва

Комяков Алексей Владимирович, ген. директор ОАО «НПП «Полет» г. Нижний Новгород

Красников Геннадий Яковлевич, ген. директор ОАО «НИИМЭ», академик РАН, г. Зеленоград

Мальцев Петр Павлович, директор Института СВЧ полупроводниковой электроники РАН, д.т.н., профессор, г. Москва

Меньшиков Владислав Владимирович, ген. директор ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей», г. Москва

Минаев Владимир Николаевич, ген. директор ОАО «Системы управления», д.т.н., профессор, г. Москва

Муравьев Сергей Алексеевич, советник директора Департамента Радиоэлектронной промышленности Минпромторга России, к.т.н., с.н.с., г. Москва

Немудров Владимир Георгиевич, директор ФГУП «НИИ микроэлектронной аппаратуры «Прогресс», д.т.н., профессор, г. Москва

Попов Владимир Васильевич, ген. директор ОАО «Светлана», к.т.н., г. Санкт-Петербург

Сигов Александр Сергеевич, ректор Московского государственного института радиотехники, электроники и автоматики (технического университета), академик РАН, г. Москва

Турилов Валерий Александрович, ген. директор ОАО «КНИИТМУ», к.т.н., доцент, г. Калуга

Федоров Игорь Борисович, президент Московского государственного технического университета имени Н.Э.Баумана, академик РАН, г. Москва

Чаплыгин Юрий Александрович, ректор Московского государственного института электронной техники (ТУ МИЭТ), чл.-корр. РАН, г. Зеленоград

Шахнович Илья Владимирович, шеф-редактор РИЦ «Техносфера», г. Москва

Шубарев Валерий Антонович, ген. директор ОАО «Авангард», д.т.н., профессор, г. Санкт-Петербург



МИР радиоэлектроники

Дж. Боккуцци

Обработка сигналов
для беспроводной связи

Перевод с английского
Ю.Л. Цвирко
под редакцией
чл.-корр. РАН
В.И. Борисова

ТЕХНОСФЕРА
Москва
2012



*Издание осуществлено при поддержке
ОАО «Концерн «Созвездие»*

УДК 621.391

ББК 32.88

Б78

Б78 Боккуцци Дж.

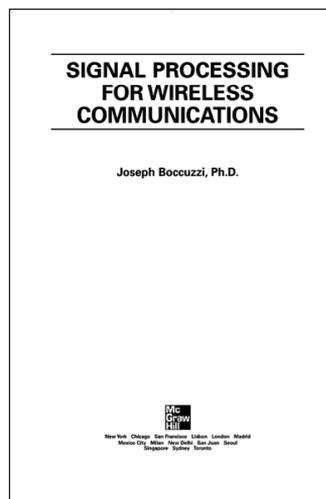
Обработка сигналов для беспроводной связи

Москва: Техносфера, 2012. — 672 с., ISBN 978-5-94836-330-1

Книга предназначена для инженеров связи в качестве практического справочника по основным концепциям и методам беспроводной обработки сигналов. Это пособие описывает значение ключевых алгоритмов и стандартных правил отображения бит в проектировании и повседневных операциях, поднятых до уровня искусства беспроводных сетей. Написанная доктором философии (Ph.D) Джозефом Боккуцци, ведущим экспертом по обработке сигналов, книга знакомит читателя с главными темами беспроводной связи, такими как теория модуляции, беспроводные многолучевые каналы, методы обнаружения модуляции, методы повышения производительности, приемники ЦОС, 3G широкополосный множественный доступ CDMA, методы оценки компьютерного моделирования, 3G и др. Книга содержит более 500 подробных иллюстраций.

УДК 621.391

ББК 32.88



© 2008 by The McGraw-Hill Companies, Inc. All rights reserved.

© 2012, ЗАО «РИЦ «Техносфера», перевод на русский язык,
оригинал-макет, оформление.

ISBN 978-5-94836-330-1

ISBN 978-0-07-148905-8 (англ.)

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие научного редактора	7
Предисловие	9
Выражение признательности	13
Об авторе	13
Глава 1. Тематика беспроводной связи	14
1.1. Введение	14
1.2. Обзор стандартов беспроводной связи	15
1.3. Причины конвергенции беспроводных сервисов	56
1.4. Вероятностный анализ и анализ обработки сигналов	63
1.5. Представление полосовых сигналов и подсистем	66
1.6. Определение чувствительности приемника	76
Глава 2. Теория модуляции	80
2.1. Препятствия модуляции	80
2.2. Различные схемы модуляции	94
2.3. Сравнение схем модуляции	150
Глава 3. Беспроводной многолучевой канал	161
3.1. Аддитивный белый гауссов шум	161
3.2. Явление рэлеевского многолучевого замирания	163
3.3. Явление многолучевого замирания Райса	170
3.4. Частотно-избирательное замирание	173
3.5. Помехи искусственных систем, созданных человеком	196
3.6. Потери на трассе распространения	199
3.7. Рассмотрение коррекции	207
3.8. Методы моделирования многолучевого замирания	210
3.9. Рассмотрение появления/исчезновения многолучевого распространения	217
Глава 4. Методы детектирования модуляции	227
4.1. Отличие практики и теории	227
4.2. Когерентное детектирование	228
4.3. Некогерентное детектирование DQPSK (дифференциальной квадратурной фазовой манипуляции)	245
4.4. Некогерентное детектирование MSK (манипуляции с минимальным частотным сдвигом)	265
4.5. Сравнение значений вероятности битовой ошибки	271
Глава 5. Методы улучшения эффективности	291
5.1. Коды прямого исправления ошибок	291
5.2. Методы комбинирования разнесения пространственных антенн приема	336
5.3. Методы пространственного разнесения антенн передачи	358
5.4. Рассмотрение бюджета линии связи	364
Приложение 5А	369

Глава 6. Обработка цифрового сигнала приемника	374
6.1. Временное выравнивание (EQ)	374
6.2. Пространственно-временное выравнивание (STE)	389
6.3. Выравнивание частотной области	405
6.4. Восстановление тактовой синхронизации символов	407
6.5. Оценка качества канала (CQE)	417
6.6. Автоматическое управление частотой	422
6.7. Общая структурная схема приемника	430
Глава 7. Широкополосный множественный доступ с кодовым разделением каналов 3-го поколения (3G CDMA)	437
7.1. Введение	437
7.2. Принцип RAKE-приемника	440
7.3. Рассмотрение 2G-95 CDMA	445
7.4. Архитектура RAKE-отвода и эффективность	451
7.5. Свойства кода псевдослучайного шума	458
7.6. Обзор физического слоя WCDMA	468
7.7. Обзор высокоскоростного прямого пакетного доступа (HSDPA)	545
7.8. Высокоскоростной обратный пакетный доступ (HSUPA)	563
7.9. Оптимизация мощности в многолучевой среде	570
Глава 8. Методы оценки компьютерного моделирования	582
8.1. Введение в моделирование	582
8.2. Метод Монте-Карло	585
8.3. Модифицированный метод Монте-Карло, или метод выборки по значимости	588
8.4. Улучшенный метод выборки по значимости	595
8.5. Метод хвостовой экстраполяции (TEM)	596
8.6. Полуаналитический метод	599
8.7. Общее рассмотрение	602
Глава 9. Рассмотрение 3-го поколения и перспективы на будущее	604
9.1. Введение	604
9.2. Мультимедийные сервисы и сервисы мобильного ТВ	615
9.3. Некоторые образцы статистики по терминалу 3G (оборудованию пользователя)	629
9.4. Эволюция высокоскоростного пакетного доступа	635
9.5. Методы множественного входа — множественного выхода	639
Приложение А	646
Приложение В	654
Приложение С	655
Приложение D	657
Приложение Е	658
Приложение F	660
Список английских сокращений и аббревиатур	662
Предметный указатель	663

ПРЕДИСЛОВИЕ НАУЧНОГО РЕДАКТОРА

Сотовая связь является одной из наиболее быстро развивающихся технологий, в ней активно используются самые последние достижения науки и техники. За тридцать с небольшим лет, прошедших с момента появления сотовой связи (первые сети сотовой связи были запущены в Саудовской Аравии, Швеции, Дании, Норвегии, Финляндии и Испании в 1981—1982 годах), создано уже четыре поколения таких сетей. При этом уже в сотовых сетях первого поколения была реализована передача цифровых данных по принципу частотной телеграфии (сети NMT-900 и NMT-450J). Услуга передачи данных предоставлялась дополнительно к основному голосовому сервису, при этом скорость передачи данных составляла 4,8 Кбит/с. Тогда мало кто предполагал, что со временем именно передача цифровых данных, а не речевая связь, станет основным сервисом сотовой связи.

Цифровые сотовые сети второго поколения, пришедшие на смену аналоговым сетям в середине 90-х годов XX века, унаследовали возможность передачи данных в голосовом канале, при этом скорость передачи данных возросла до 9,6 Кбит/с и вполне устраивала большинство пользователей. Но уже через 2—3 года, на рубеже XX и XXI веков, развитие Интернета и мультимедийных технологий заставило разработчиков стандартов сотовой связи серьезно заняться проблемой повышения скорости передачи данных.

Данная книга посвящена третьему поколению сетей сотовой связи. В настоящее время именно на этой технологии основана работа большинства сотовых сетей в мире. Понимание принципов работы сетей третьего поколения и их потенциальных возможностей необходимо специалистам, как проектирующим оборудование и сети связи, так и осуществляющим повседневную эксплуатацию таких сетей.

В книге изложены базовые принципы работы сетей связи с кодовым разделением каналов (CDMA). При этом даже самые сложные аспекты теории цифровой модуляции и помехоустойчивого кодирования изложены простым и доступным языком с минимальным привлечением сложных математических выкладок. В книге подробно рассмотрены принципы работы адаптивных антенных систем и адаптивных методов цифровой модуляции и кодирования. Хотя адаптивные антенные системы не получили широкого распространения в реальных сетях 3G, в настоящее время наблюдается новая волна интереса к ним уже применительно к следующему, четвертому поколению сотовой связи.

Большое внимание в книге уделяется вопросам оценки пропускной способности и емкости сети в целом с использованием моделирования на ЭВМ. Получение адекватных оценок этих параметров крайне важно для проектирования сетей и определения требований к алгоритмам обработки сигналов и управления передачей.

В настоящее время все чаще можно слышать заявления операторов о скором переходе к четвертому поколению сотовой связи, обычно такие заявления связаны с внедрением технологии LTE. Но при этом не следует забывать, что

LTE — это Long Term Evolution — долговременный процесс эволюционного развития систем связи, основанный на усовершенствовании европейской сети 3G, которая, в свою очередь, должна рассматриваться как дальнейшее развитие технологии GSM, относящейся ко второму поколению сотовой связи. Все эти системы развиваются в рамках европейской ассоциации 3GPP и совместимы по частотным диапазонам, полосам сигнала и во многом по сетевой инфраструктуре. Поэтому предлагаемая читателям книга ни в коей мере не является устаревшей. Ее прочтение может быть рекомендовано всем студентам радиотехнического профиля и техническим специалистам, занятым в развитии и эксплуатации сетей сотовой связи.

*Василий Иванович БОРИСОВ,
научный руководитель — заместитель
генерального директора ОАО «Концерн «Созвездие»,
член-корреспондент РАН,
профессор, доктор технических наук,
лауреат Государственной премии СССР
и Государственной премии РФ*

*Посвящаю своей удивительной любящей семье
Нинамари, Джованни и Джакомо*

ПРЕДИСЛОВИЕ

Распространение беспроводных цифровых видов связи заложило фундамент того, что станет беспрецедентной потребностью мощностей при одновременном обеспечении глобальной мобильности. Этот рост повсеместных систем вынудит конструкторов принять сложные и трудные технологические решения. Как и в любой области, будут приняты решения, основанные на прочной инженерной базе. Я написал данную книгу именно по этой причине.

Темы, рассматриваемые в этой книге, дадут читателю представление о вопросах, с которыми конструкторы сталкиваются каждый день. Замысел книги заключается в том, чтобы начать со сравнения схем модуляции и продолжить рассмотрением канала замирания вследствие многолучевого распространения, где сравниваются модели компьютерного моделирования. Подробно представлены и объясняются различные методы когерентной и некогерентной демодуляции, используемые в приемнике. Далее даются методы оптимизации эффективности, за которыми следуют избранные функции обработки цифровых сигналов. Приводится обзор сотовой системы широкополосного множественного доступа с кодовым разделением каналов, перед тем как представить ее эволюционный путь. Рассматривается сравнение методов компьютерного моделирования, используемых в оценке ошибок. Все это дано для того, чтобы книгу можно было использовать на аспирантских курсах по конструированию, а также в качестве справочника для инженеров и ученых, конструирующих беспроводные цифровые системы связи.

В главе 1 приводится обзор некоторых систем беспроводной связи, используемых в прошлом и в настоящее время. Это даст возможность сравнить некоторые варианты конструкции и выделить параметры системы, являющиеся существенными в надежной связи. Рассматриваемые системы включают персональные сети, беспроводные локальные сети, сотовую связь и пейджинговые системы. Дается описание тенденций в сфере мобильных устройств и в этом контексте приводятся реконфигурируемые приемники, содействующие поддержанию нескольких беспроводных стандартов, требуемых для приемлемой связи.

В главе 2 содержатся различные схемы модуляции с точки зрения спектральной эффективности, сложности приемника и пропускной способности линии связи. Кроме того, описывается путь эволюции, представляющий собой правило отображения. Трактовка данной главы с точки зрения передатчика дает возможность рассмотреть проблемы подроста спектра. Это становится допустимым с моделью нелинейного усилителя передаваемой мощности.

В главе 3 особое внимание уделяется модели канала беспроводной связи. Приводится введение в неглубокое замирание частоты и в частотно-селективное замирание. Дается сжатое рассмотрение потерь пути распространения как микросотового, так и макросотового размещения в различных странах во всем мире. Кроме того, приводится доступное обобщенное описание измерений разброса задержки, выполняемых как в помещении, так и на улице. В главе содержится анализ зависимости частоты от явления модели частоты (т.е. потери на трассе, затенение и т.д.). Наконец, даются модели компьютерной имитации для канала замирания вследствие многолучевого распространения в качестве подспорья конструктору беспроводной системы при компьютерном моделировании.

В главе 4 мы обращаем внимание на приемник, приводя различные методы демодуляции как для когерентного, так и для некогерентного детектирования. Это сравнение делается на основе вероятности битовой ошибки (BER); в качестве двух выбранных образцовых схем модуляции были взяты схемы $\Pi/4$ -DQPSK (дифференциальное четвертичное переключение со сдвигом фазы) и GMSK (гауссова манипуляция с минимальным частотным сдвигом); однако при условии небольшой модификации методы детектирования могут использоваться для других схем модуляции. Делается попытка унификации вероятности битовой ошибки для каждого из выбранных детекторов.

В главе 5 содержатся темы оптимизации эффективности. Во многих видах применения результирующая эффективность системы на основе вышеуказанного материала является недостаточной для того, чтобы обеспечить надежный канал связи. Отсюда рассматриваются методы оптимизации эффективности, позволяющие конструктору системы создать надежную систему связи. Приводятся режимы одновременной работы (с чередованием адресов) и неодновременной работы (без чередования адресов), чтобы подчеркнуть их способность перенаправления очередей ошибок. Для сравнения блоковых кодов, сверточных кодов, кодов Рида—Соломона, турбокодов рассматриваются методы прямого исправления ошибок (без повторной передачи), а также методы пунктирования. Предпринимается попытка сравнить их эффективность с каскадным кодированием, для того чтобы подчеркнуть близость рабочей точки к пределу Шеннона. Далее дается трактовка методов комбинирования пространственно-разнесения антенн, включая переключение, комбинирование максимального коэффициента и оптимальное комбинирование. Делается сравнение вероятности битовой ошибки всех методов, а также там, где необходимо, приводятся теоретические уравнения. Наконец, рассматриваются два метода пространственно-временного разнесения передатчика. Здесь в рассмотрение может быть включен пример бюджета линии связи и использован в качестве демонстрационного средства того, где оптимизации эффективности могут иметь значительное влияние на всю систему.

В главе 6 рассматриваются различные алгоритмы обработки цифровых сигналов, как правило используемые в беспроводных цифровых системах связи. Выравнивание приводится в качестве средства борьбы с межсимвольными помехами канала частотно-избирательного замирания. Знакомство с LMS, RLS и DMI дается в контексте обучения выравниванию и слежения. Сравняется эффективность пространственно-временного выравнивания в средах различ-

ных каналов. Используется инструмент собственного спектрального разложения для того, чтобы подчеркнуть соотношение между оптимизацией эффективности и собственными значениями. Приводится эквивалентность алгоритма оценки последовательности максимальной вероятности и различных методов комбинирования антенн. По мере того как беспроводные системы эволюционируют в направлении мультиплексирования с ортогональным делением частот, выполнение функций обработки сигнала в частотной области может быть более реальным, чем выполнение этих функций в сфере времени. Именно по этой причине автор знакомит читателя с выравниванием частотной области. Также приводятся различные алгоритмы восстановления тактовой синхронизации символов (и битов) и обсуждается ухудшение эффективности из-за ошибок синхронизации. Далее сравниваются различные методы оценки качества канала и приводятся сценарии их потенциального использования. Наконец, даются несколько алгоритмов частотной коррекции и рассматривается их эффективность.

В главе 7 приводится глубокий обзор стандарта широкополосного множественного доступа с кодовым разделением каналов CDMA (WCDMA), охватывающего такие темы, как высокоскоростная пакетная передача в прямом канале и высокоскоростная пакетная передача в обратном канале. Эта глава знакомит с сетью UTRAN (сеть наземного радиодоступа), UE (оборудование пользователя) и физическим слоем. В обзоре DS-CDMA (множественный доступ с кодовым разделением каналов и прямым расширением спектра) приводится в качестве примера североамериканской сотовой системы с расширенным спектром. Рассматриваются методы генерации кода PN (псевдослучайный код, такие как максимальная длина, код Голда, код Уолша, код Кассами и т.д., а также статистические свойства. Приводится RAKE-приемник и генерализованные RAKE-операции, в частности такие, как оценка канала и временное слежение. Обсуждается воздействие межчиповых помех на выход RAKE-приемника, где приводится новое отклонение. Рассматриваются несколько существенных функций обработки сигнала, необходимых в системах расширенного спектра, в частности многолучевой поиск, комбинирование RAKE-отводов, управление мощностью на основе соотношения сигнала к помехам (т.е. разомкнутый, замкнутый внутренний и замкнутый внешний контур), декодирование комбинации транспортного формата и процедуры канала доступа. Приводятся результаты моделирования эффективности линии связи современных приемников, как это предусмотрено стандартом 3GPP.

В главе 8 приводится краткая трактовка методов компьютерной имитации, которые находятся в распоряжении конструктора системы. По мере эволюции систем и постоянного их усложнения выведение одного точного поддающегося математической обработке уравнения, описывающего эффективность системы, является нелегкой задачей. Отсюда компьютерные имитации (моделирование) получили мировое признание в качестве метода оценки эффективности системы. Назначение данной главы — довести до сведения конструктора существующие многочисленные методы компьютерного моделирования. Глава открывается с хорошо известного метода Монте-Карло, в котором не делаются допущения, касающиеся шумовой статистики, но имеется условие продолжительного времени работы. Вводятся различные

методы для сокращения времени работы моделирования, в частности такие, как отборка по значению, оптимизированная отборка по значению и экстраполяции хвостовой части. Наконец, приводится полуаналитический подход, обеспечивающий преимущество, состоящее в кратчайшем времени работы компьютерного моделирования.

В главе 9 приводится рассмотрение многочисленных тем, в частности таких, как мультиплексирование с ортогональным делением частот (OFDM) и использование его для долгосрочной эволюции третьего поколения (3G LTE) и мобильного ТВ; рассмотрение доставки вещания по каналам вещания и многоадресной доставки (MBMS — мультимедийное широковещание); обзор стандарта DVB-H (европейский стандарт цифрового вещания) в целях рассмотрения доставки мобильного ТВ на нестационарные терминалы. Также приводится краткое сравнение конкурентных механизмов доставки (т.е. MediaFLO). По мере того как сети и оборудование пользователя (UE) продолжают развиваться в направлении системы на пакетной основе, необходимо решать определенные касающиеся системы проблемы, вытекающие из этих методов. В главе дается обзор функции непрерывной пакетной связности 3GPP (CPC) для решения вопросов динамического поведения оборудования пользователя (UE). Делается сравнение рассмотрения канонической архитектуры оборудования пользователя, а также называются узкие места по эффективности, для того чтобы обозначить напряжения, возникающие внутри UE. Обсуждается эволюция HSPA (высокоскоростная пакетная передача данных), связанная с 64-QAM, 16-QAM — квадратурная амплитудная модуляция, MIMO — многоканальный вход — многоканальный выход, VoIP — передача голоса/речи через Интернет и т.д., наряду с возникающими в этой связи дополнительными требованиями.

И последнее, безусловно, по порядку, но не по значению, — приводятся приложения, содержащие насколько возможно полно различные математические уравнения, характеризующие вероятности битовой ошибки для методов модуляции, рассматриваемых в книге. Назначение приложений — предоставить читателю один источник справочной информации при рассмотрении идеальной эффективности.

В книге мною использовались как теоретические результаты, так и результаты компьютерного моделирования для объяснения соответствующих понятий. Я надеюсь, что вы получите удовольствие от знакомства с материалом и найдете эту книгу интересной.

Джозеф Боккуцци, Ph.D.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Данная книга является результатом моего 20-летнего профессионального опыта в области цифровой связи, когда мне довелось работать в таких выдающихся компаниях, как «Итон Корп.», «Моторола Инк.», «Эй Ти энд Ти Белл Лэбз», «Каденс Дезайн Системз», «Морфикс Текнолоджи», «Инфинеон Текнолоджиз» и «Бродком Корп.». Кроме того, материал на протяжении многих лет эффективно использовался во время преподавания в «Бессер Ассоушиейтс», а также когда я был адъюнкт-профессором Политехнического университета Нью-Йорка. Я получил великолепные отзывы во время этих занятий, благодаря которым мне удалось улучшить содержание и подачу материала в этой книге.

В заключение я не могу не выразить свою признательность моему редактору Стиву Чапману из издательства «МакГро-Хилл» и Гите Раман, руководителю проекта в «Ай Ти Си», которые предлагали поправки, давали советы, не позволяли забыть об ответственности и обеспечили условия для выхода книги в срок.

ОБ АВТОРЕ

Джозеф Боккуцци имеет степень Ph.D., главный научный сотрудник по разработке систем «Бродком Корп.». Ранее работал архитектором и техническим директором в «Инфинеон/Морфикс Текнолоджи», старшим техническим менеджером в «Каденс Дизайн Системз», конструктором в «Мотороле» и инженером в «Итон Корп.», был членом технического персонала в «Эй Ти энд Ти Белл Лэбз». Доктор Боккуцци также преподает на курсах аспирантского уровня по электротехнике, является автором многочисленных статей и работ для IEEE и международных конференций; владеет более 15 внутренними и международными патентами и выступал с публичными лекциями перед различными организациями во всем мире.

ГЛАВА I

ТЕМАТИКА БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

1.1. Введение

Беспроводная связь позволила создать самые разнообразные сервисы, начиная с голосовой связи, передачи данных, а теперь и мультимедийные сервисы. В настоящее время мы вступаем в невиданную ранее эпоху, когда сотовые телефоны, ноутбуки, камеры, карманные переносные компьютеры (PDA) и телевизоры потенциально реализуются в одном потребительском электронном устройстве.

С момента зарождения сотовой связи мы приучили себя наслаждаться свободой, которую предоставляет нам мобильность. Сотовой системой первого поколения была AMPS — аналоговая мобильная телефонная система. В ней использовалась традиционная схема частотной модуляции (FM), обеспечивающая связь между пользователями голосовой связи. Речь пользователя непосредственно преобразовывалась модулятором FM для передачи по беспроводной среде. Эта система характеризовалась проблемами качества передачи голоса, в особенности на границе соты, и низкой абонентской емкостью [1–3].

И вот наступила эпоха цифровой связи! В сотовых системах второго поколения (2G) использовались схемы цифровой модуляции, а именно: дифференциальная 4-кратная фазовая манипуляция со смещением $\pi/4$ ($\pi/4$ -DQPSK) и минимальная манипуляция с гауссовской фильтрацией (GMSK). Речь оцифровывалась, защищалась от ошибок и передавалась в конкретное время, с частотой или областью кода. Эти достижения способствовали улучшению качества передачи голоса и абонентской емкости. Системами второго поколения являются: североамериканская система TDMA (IS-136) (множественный доступ с временным разделением каналов), групповая специальная мобильная система (GSM), североамериканская система с расширенным спектром (IS-95) и японская цифровая сотовая система (JDC). Это, безусловно, не полный перечень, при этом GSM фактически является глобальным стандартом, иначе говоря, более широко используемой системой во всем мире.

Сотовые системы второго поколения имели не только низкую абонентскую емкость, но и низкие скорости передачи данных абонента, поскольку уже в то время создавались такие виды применения, в которых требовались действительно более высокие скорости передачи данных, для того чтобы в полной мере использовать преимущества этих систем. Благодаря достижениям в обработке сигналов и прорывам в технологии, используемой в устройствах связи, срок службы систем второго поколения (2G) был продлен за счет того, что широко стало называться системами второго с половиной поколения (2,5G). В этот момент GSM превратился в общую службу пакетной радиопере-

дачи (GPRS) и увеличенные скорости данных для глобальной эволюции (EDGE), но все еще продолжает свою эволюцию. Аналогичным образом IS-95 превратился в CDMA2000 и также продолжает эволюционировать.

В этот период был проведен ряд исследований, для того чтобы сравнить множественный доступ с временным разделением каналов (TDMA) и множественный допуск с кодовым разделением каналов (CDMA) для сотовой системы следующего поколения. По причинам, которые станут понятными в последующих разделах, CDMA заняли преобладающую позицию, и в настоящее время у нас имеются системы третьего поколения (3G), основанные на широкополосном CDMA (WCDMA). WCDMA продолжает увеличивать абонентскую емкость и скорости передачи данных абонента, таким образом шире открывая двери для беспроводных видов применения в области переключателя каналов и пакетов.

По мере нашего движения вперед и глобального признания систем WCDMA/CDMA2000 мы продолжаем стремиться к системе четвертого поколения (4G), которая должна не только и далее увеличить скорости передачи данных и абонентскую емкость, но и поддерживать различные смешанные сервисы. Эти изменения будут обеспечиваться оптимизацией самой сети.

Однако история повторится, и мы становимся свидетелями эволюции в форме вариантов систем 3G. Эти варианты, например, обращены на сервисы интернет-протокола наряду с увеличением скорости передачи данных абонента для поддержания таких видов применения. В частности, мы имеем в виду развитие WCDMA в HSDPA/HSUPA (высокоскоростная пакетная передача в прямом канале/высокоскоростная пакетная передача в обратном канале), а также долговременный процесс эволюционного развития систем связи (LTE), и развитие CDMA2000 в системе 1xEVDO/DV (эволюционные оптимизированные системы данных/системы данных и голоса).

1.2. Обзор стандартов беспроводной связи

В данном разделе приводится обзор различных стандартов беспроводной связи. Наша цель состоит в том, чтобы представить несколько стандартов беспроводной связи, охватывающих весь спектр возможностей сервиса. С одной стороны спектра у нас имеется персональная сеть (PAN), в которой размещаются пользователи с низкой мобильностью, работающие в малой зоне охвата. Затем мы обсудим локальную сеть (LAN) и продолжим рассмотрение широкой сети (WAN), находящейся на противоположном конце диапазона, в которой размещаются высококомобильные пользователи, работающие в больших зонах охвата.

По мере знакомства с содержанием нашей книге вы узнаете, почему были приняты определенные решения, касающиеся конструкции систем, по конкретным стандартам беспроводной связи. Нашей целью также является представить сотовые системы 2G, а также соответствующие им сотовые системы 3G. Эти обзоры послужат справочником, а также приводятся для сравнения, поскольку позднее мы будем рассматривать пути эволюции этих стандартов.

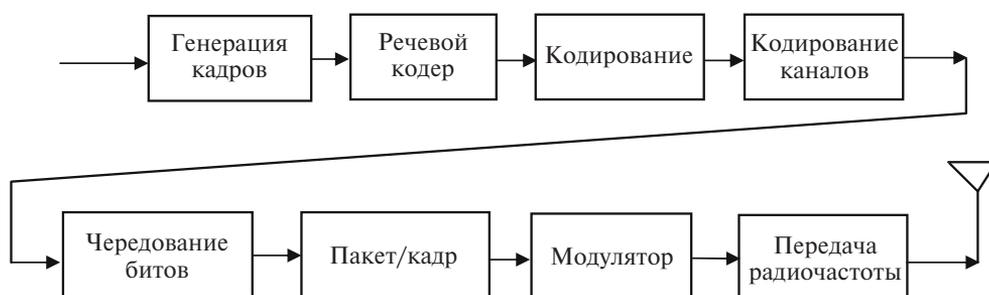


Рис. 1.1. Типичная функциональная структурная схема передатчика

Поскольку сотовые стандарты в классическом виде всегда были посвящены голосовой связи, мы бы хотели представить структурную диаграмму передатчика для такого вида применения (см. рис. 1.1).

1.2.1. Североамериканский множественный доступ с разделением каналов IS-136 TDMA

В данном подразделе мы опишем физический слой для североамериканской цифровой сотовой системы (NADC) TDMA [4]. В этой системе используется дуплексная передача с частотным интервалом (FDD) для связи по обратному и прямому каналам. Ниже мы приводим некоторые особенности высокого уровня этой цифровой сотовой системы.

Скорость передачи в битах — 48,6 Кбайт/с (общая скорость передачи канала).

Модуляция — дифференциальная 4-кратная фазовая манипуляция со смещением $\pi/4$ ($\pi/4$ -DQPSK) с фильтрацией SRC со спадом $\alpha = 0,35$.

VSELP (возбужденный линейный прогноз векторной суммы) — 7,95 Кбайт/с.

Голосовое кодирование — 3 пользователя на канал 30 кГц для полной скорости, 6 пользователей на канал 30 кГц для половины скорости.

Начало МАНО — метод автоматического переключения абонента с одной БС на другую, при котором его мобильная станция выполняет измерение уровня сигнала и передает эти данные (результаты измерения) на базовую станцию.

Длина кадра TDMA равна 40 мс.

Упреждающее исправление ошибок (FEC) по голосу.

Передача служебных сигналов в основной полосе (FACCH — высокоскоростной совмещенный канал управления).

Метод сигнализации, использующий частоты за пределами основного канала или протокола (SACCH — низкоскоростной совмещенный канал управления).

Соотношение временного сегмента между прямым и обратным каналом приводится на рис. 1.2, но прежде всего необходимо понять, что прямой канал может непрерывно передаваться, в то время как обратный канал может пере-

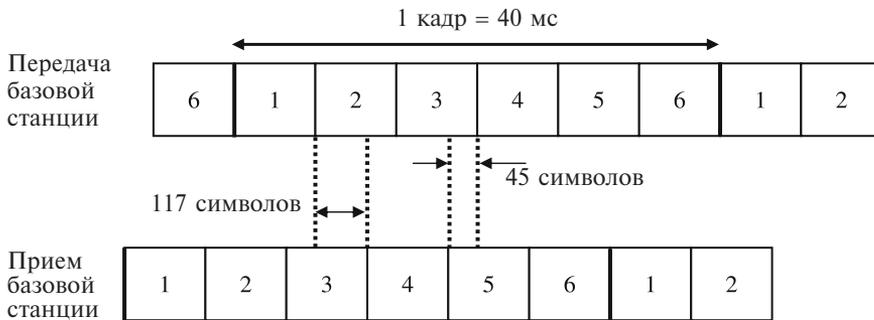


Рис. 1.2. Временное соотношение обратного и прямого канала NADC

даваться только пакетами. Пользователи будут совместно разделять ширину частотной полосы канала посредством временного уплотнения каналов на структуру кадра. Пользователь, как правило, будет передавать дважды (пару временных сегментов) на кадр 40 мс; например, биты данных пользователя могли передавать сегментами 1 и 4, или сегментами 2 и 5, или сегментами 3 и 6. Этот режим работы называется полной скоростью. Режим половины скорости достигается, когда пользователи занимают один временной сегмент в течение кадра 40 мс.

Мы воспользуемся этим стандартом для объяснения некоторых важных наблюдений, которые были сделаны в эволюции AMPS в цифровые системы [5]. На рис. 1.3 мы строим график качества голоса как функции отношения «несущая—помехи» (C/I). Существует несколько способов, с помощью которых этот рисунок может быть рассмотрен; мы рассмотрим один. Можно рассмотреть ось X следующим образом: по мере того как мы приближаемся к обслуживающей базовой станции, C/I увеличивается. Если продолжать действовать таким же образом, а затем уйти от базовой станции, то получится меньшее отношение C/I, в частности такое, как на границе соты. Метод, используемый для числового выражения качества голоса, заключается в том, чтобы предоставить слушателям различные образцы записей голоса при различных условиях канала, а затем

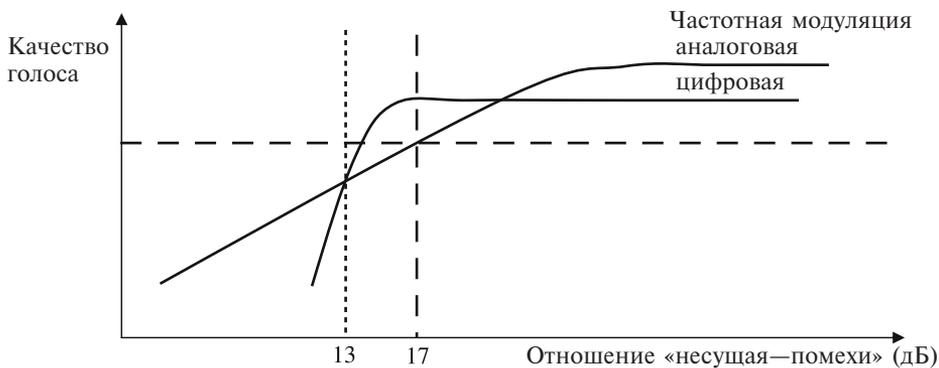


Рис. 1.3. Качество голоса

оценить качество голоса по шкале от 1 до 5. Это широко известно под названием «средняя экспертная оценка качества речи» (MOS¹) для конкретного речевого кодера.

Когда мы приближаемся к базовой станции, аналоговая система воспроизводит несколько лучшее качество голоса, поскольку цифровой речевой кодер является компрессионным алгоритмом, вызывающим большие потери. Однако по мере того, как мы будем удаляться от узла сотовой связи, эффективность работы цифровой системы станет лучше, так как характеристики системы (т.е. исправление ошибок, чередование) способны компенсировать ошибки замирания вследствие многолучевого распространения. Наконец, по мере перемещения к краю соты, в зависимости от планировки системы, у цифровой системы появляется более острый спад, чем у аналоговой системы. Причиной этого является то, что используемый метод исправления ошибок начинает отказывать. Иными словами, количество присутствующих ошибок превышает способность кода исправлять ошибки.

Структуры временного сегмента как для обратного, так и для прямого канала приведены на рис. 1.4. Каждый временной сегмент содержит 324 бит, что эквивалентно 6,66 мс временной продолжительности. Битовые поля в структурах временного сегмента определяются следующим образом.

Защита — 6 бит выделяется защитному интервалу для того, чтобы предотвратить наложение пакетов временного сегмента, передаваемых по обратному каналу.

Скат — 6 бит выделяется полю ската, чтобы дать возможность мобильному передатчику постепенно достичь своего желаемого уровня мощности при соблюдении требований маскировки излучения.

Синхронизация — 28 бит выделяется полю синхронизации, чтобы дать возможность мобильной и базовой станциям получить синхронизацию битового сегмента дополнительно к разнообразным функциям обработки сигнала, в частности таких, как оценка канала, тренинг компенсатора, оценка смещения частоты и т.д.

Передача базовой станции

Синхронизация 28	SACCH 12	Данные 130	CDVCC 12	Данные 130	Резерв 12
---------------------	-------------	---------------	-------------	---------------	--------------

Прием базовой станции

Защита 6	Скат 6	Данные 16	Синхронизация 28	Данные 122	SACCH 12	CDVCC 12	Данные 122
-------------	-----------	--------------	---------------------	---------------	-------------	-------------	---------------

Рис. 1.4. Структура временного сегмента: SACCH — низкоскоростной совместный канал управления; CDVCC — цветовой код кодированной цифровой проверки

¹Голосование MOS — это 5-балльный рейтинг, где 5 — отлично, 4 — хорошо, 3 — посредственно, 2 — плохо, 1 — неприемлемо.

CDVCC (цветовой код кодированной цифровой проверки) — 12 кодированных бит выделены для того, чтобы способствовать надежному управлению между мобильной и базовой станцией. Некодированные биты (**DVCC**) снова передаются обратно на базовую станцию для того, чтобы содействовать базовой станции в отделении канала желаемого трафика от сигнала совмещенного канала.

Резерв — 12 бит было выделено в качестве резерва для будущего использования. Тем временем вместо них были переданы одни нули.

SACCH (низкоскоростной совмещенный канал управления) — 12 бит было выделено для низкоскоростного совмещенного канала управления.

Используемая схема модуляции — это дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция со смещением $\pi/4$ ($\pi/4$ -DQPSK) с сигнальной диаграммой созвездия, показанной на рис. 1.5, где мы специально изобразили состояния осей в виде окружностей, а неосевые состояния — в виде квадратов; причина этого станет понятной в следующей главе, где мы обсуждаем теорию модуляции [6, 7].

Такой тип дифференциального кодирования позволяет предусмотреть четыре смены фазы на один временной интервал символа. Четыре возможные траектории фазы, показанные ниже, будут управляться посредством следующего правила дифференциального кодирования, представленного в виде таблицы состояния фаз (см. табл. 1.1). Поток входных битов преобразуется в символы или двухбитовые пары с помощью правила отображения в таблице состояния фазы.

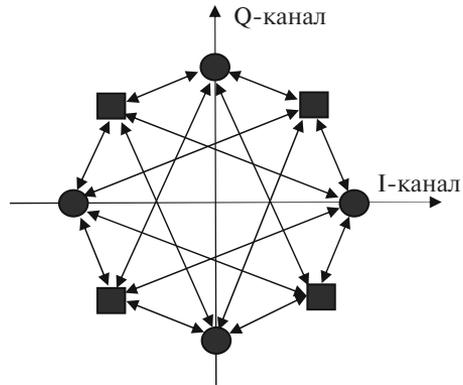


Рис. 1.5. Схема сигнального созвездия 4-кратной фазовой манипуляции со смещением $\pi/4$ -DQPSK с квадратурной диаграммой сигнала

Таблица 1.1. Таблица состояния фаз $\pi/4$ -DQPSK

Двухбитовая пара	Изменение фазы ($\Delta\phi$)
0-0	$+\pi/4$
1-0	$-\pi/4$
0-1	$+3\pi/4$
1-1	$-3\pi/4$

1.2.2. Формат GSM

В данном подразделе мы представим подробности о физическом слое GSM системы TDMA европейского происхождения, которая была адаптирована практически во всем мире. В этой системе используется FDD (дуплексная

передача с частотным интервалом) для связи по обратному и прямому каналу [8—11].

Структуры временного сегмента как для обратного, так и прямого канала приводятся на рис. 1.6. На каждый радиокадр приходится в общей сложности 8 временных сегментов. Совокупная скорость передачи данных составляет 270,8 кбит/с, а скорость передачи данных на одного пользователя — 33,85 кбит/с. Кадры обратного и прямого каналов имеют смещение, равное 3 временным сегментам.

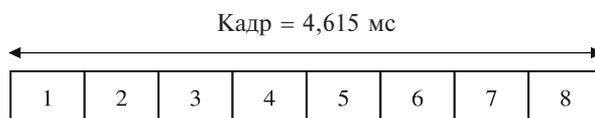


Рис. 1.6. Структура временного сегмента

Используемая схема модуляции — это GMSK (гауссова манипуляция с минимальным частотным сдвигом) с квадратурной диаграммой сигнала, показанной на рис. 1.7. Некоторые достоинства данной схемы модуляции — это постоянная огибающая, спектральная эффективность и отличная вероятность битовой ошибки. Мы обсудим эти и другие свойства в следующей главе.

Характеристика гауссова фильтра предварительной модуляции приведена ниже:

$$h(t) = \frac{\exp\left(\frac{-t^2}{2\delta^2 T^2}\right)}{\delta \cdot T \cdot \sqrt{2\pi}} \quad (1.1)$$

при следующей заданной переменной:

$$\delta = \frac{\sqrt{\ln(2)}}{2\pi \cdot BT}. \quad (1.2)$$

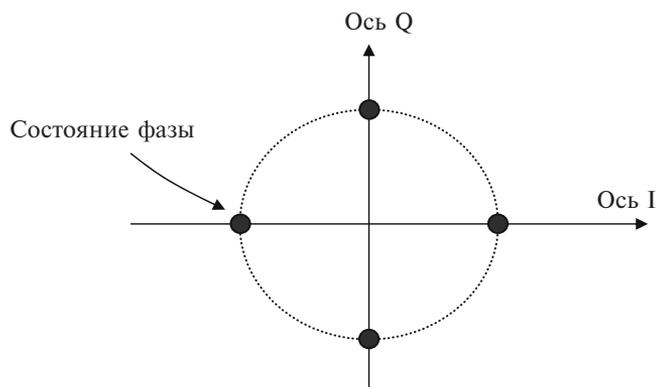


Рис. 1.7. Квадратурная диаграмма сигнала MSK (манипуляция с минимальным фазовым сдвигом)

Вспомним, что T — это время бита ($3,69 \mu\text{с} = 1/270,833 \text{ кбит/с}$), а B — это ширина полосы 3 дБ фильтра $h(t)$. Это обычно задается вместе с интервалом времени бита и выражается как $BT = 0,3$.

Поддерживаемые скорости передачи данных пользователя для режима полной скорости — 13,0 и 12,2 кбит/с и 5,6 кбит/с для половинной скорости. Мы приводим некоторые параметры конструкции системы GSM в табл. 1.2. Упрощенная архитектура GSM приведена на рис. 1.8. Ручные устройства, называемые мобильными станциями (MS), поддерживают связь с приемо-передатчиком базовой станции (BTS). BTS выполняет функции модуляции/демодуляции (модем), обеспечивает сигналы синхронизации (время и частота), выполняет скачкообразную смену частоты и осуществляет измерения.

Таблица 1.2. Обзор некоторых параметров системы GSM

Параметры системы	Значения
Широкая полоса канала	200 кГц
Схема модуляции	GMSK
Скорость передачи данных в канале	270,833 кбит/с
Фильтр низких частот	Гауссов $BT = 0,3$
Помехоустойчивое кодирование	Сверточное кодирование
Максимальная физическая скорость передачи данных	13 кбит/с
Длина голосового кадра	4,615 мс
Глубина чередования	40 мс
Количество пользователей на канал	8
Спектральная эффективность	1,35 бит/с/Гц

Демодулированные сигналы пользователя поддерживают связь с контроллером базовой станции (BSC). BSC отвечает за закрепление частотных каналов, временные сегменты и управляет скачкообразной сменой частоты [12].

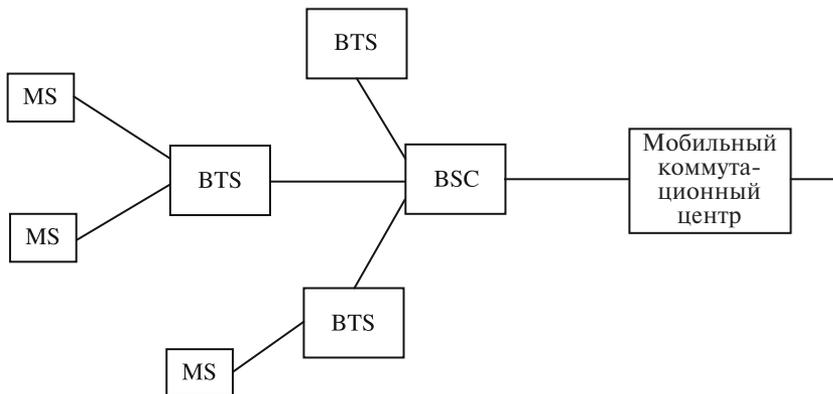


Рис. 1.8. Упрощенная структурная схема архитектуры GSM

Обратите внимание на то, что BSC может поддерживать несколько BTS, позволяя осуществлять передачу обслуживания.

Далее мы представим обзор логических и физических каналов. Логические каналы сгруппированы либо в каналы трафика (ТСН), либо в каналы управления (ССН). В ТСН будут находиться образцы либо речевой информации, либо информации данных в обратном и прямом каналах. ССН будут передавать информацию управления либо в образцы сигнализации, либо в образцы синхронизации. Мы приводим графическое изображение на рис. 1.9.

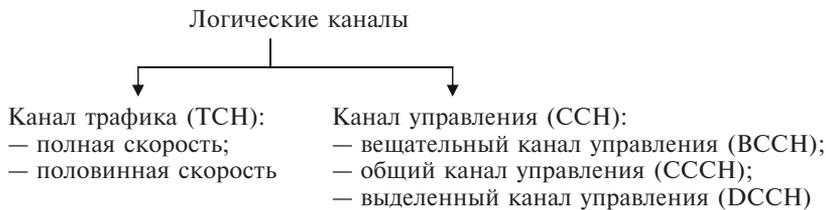


Рис. 1.9. Позиционирование логического канала

Вещательные ССН (BCCH) используются для следующих целей:

- только прямой канал;
- информация вещательной системы на мобильную станцию (такую как последовательность скачкообразной смены частоты и каналы радиочастоты (RF));
- конфигурация ССН;
- всегда передаются (скачкообразная смена частоты не производится);
- передают FCCH и SCH для коррекции частоты и информации синхронизации кадров.

Общие ССН (CCCH) используются для следующих целей:

- обратный канал и прямой канал;
- информация управления доступом MS (мобильной станции);
- передают PCN (пейджинговый канал), используемый для пейджинга MS (мобильной станции);
- передают AGCH (канал предоставления доступа), используемый для выделения SDCCN (отдельно стоящего выделенного канала управления) или ТСН (канала трафика) MS (мобильной станции);
- принимают RACH (канал произвольного доступа), используемый для запроса доступа; могут быть ответом на пейджинговый вызов или запрос происхождения вызова. Это основывается на сегментном протоколе ALOHA.

Выделенные ССН (DCCH) используются следующим образом:

- используются как для обратного, так и для прямого канала;
- передают/принимают SDCCN для сигнализации системы и установления вызова;
- передают/принимают SACCH для сообщения изменения и сотовой информации;

- передают/принимают FACCH для информации обмена для скоростей выше SACCH. Речь 20 мс стирается, и FACCH вставляется в кадр.

Для того чтобы определить структуры временного сегмента, мы представим структуры временного сегмента нормального пакета и пакета синхронизации (см. рис. 1.10).

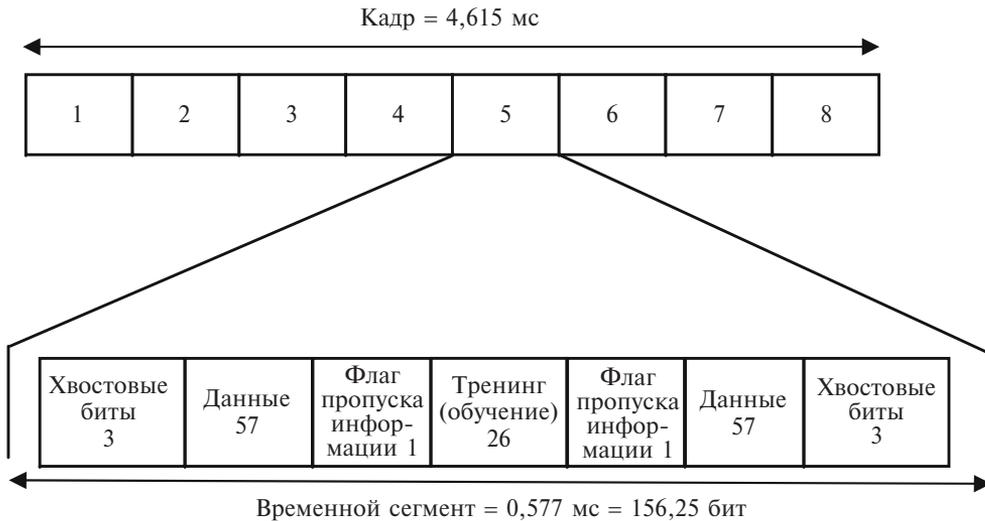


Рис. 1.10. Структура нормального временного сегмента

Нормальный временной сегмент. Настраиваемая (обучающая) последовательность — это известный 26-битовый образец, который может использоваться по разным причинам обработки сигналов, например тренинг (обучение) компенсатора и восстановление синхронизации. Период защиты равен $156,25 - 148 = 8,25$ бита или $4,125$ бита с той и с другой стороны пакета и представляет собой пустое пространство. Он вставляется для того, чтобы избежать наложения друг на друга между смежными временными сегментами в силу того, что мобильные станции (MS) географически расположены в разных частях соты. Будет иметь место сценарий, при котором две мобильные станции используют смежные временные сегменты и одна станция находится рядом с BTS, а другая находится далеко. В силу временных различий распространения временные сегменты будут накладываться друг на друга в отсутствие битов защиты. Общее время защиты по длительности составляет $30,46 \mu\text{с}$. Хвостовые биты всегда передаются со значением 0. Наконец, имеется два флага пропуска информации (SF), ассоциируемые с каждым на чередуемых битах данных.

Временной сегмент синхронизации. Этот пакет используется для содействия временной синхронизации на мобильной станции; используется 64-битовая последовательность. Структурная схема этого временного сегмента показана на рис. 1.11. Передаются номер кадра TDMA и идентификационный код BTS (BSIC). Хвостовые биты и биты защиты одни и те же. Обучающая последовательность по длительности продлевается до 64 бит.

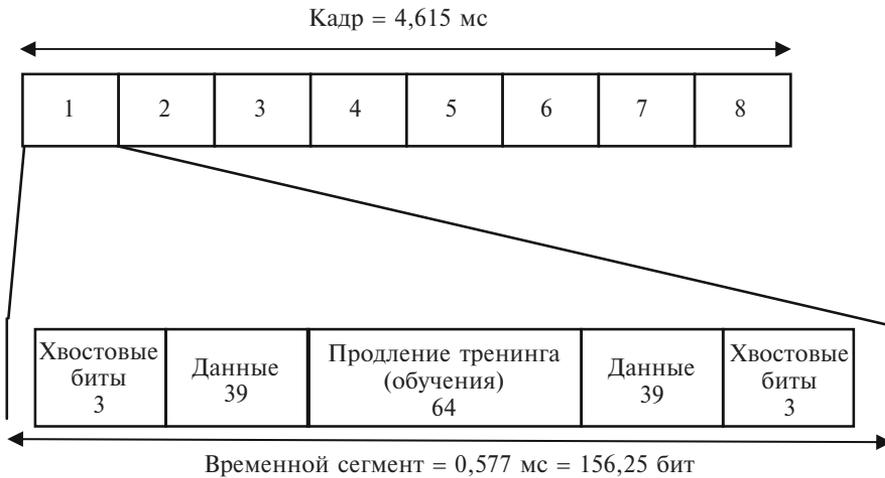


Рис. 1.11. Структура временного сегмента синхронизации

Развитие стандарта GSM с увеличенной скоростью передачи данных (EDGE). Первоначальное назначение GSM заключалось в том, чтобы поддерживать сервисы на базе CS (выключатель цепи). Сервисы на базе PS (переключение пакетов) будут лучше обрабатываться в более развитом варианте GSM, в частности в GPRS (общая служба пакетной радиопередачи) [13] и EDGE [14–16]. Преимущества представляют собой увеличенную абонентскую емкость, эффективное использование радиоресурсов, более высокую пропускную способность и т.д. Среди многочисленных сценариев использования — сервисы на мультимедийной основе и доступ к Интернету. Очевидно, что все эти целевые улучшения должны иметь возможность сосуществовать с традиционной голосовой сетью/сервисом.

В силу пакетной природы сервисов PS (пакетного переключения) существенное значение имеет система, которая может динамически выделять ресурсы (т.е. временные сегменты) в зависимости от требований пользователя. Эта концепция называется шириной полосы по требованию. GPRS сохраняет схему модуляции в виде GMSK (гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом), но добавляет дополнительные методы кодирования для различных потребностей входов. В EDGE внедряется система модуляции 8-PSK (фазовая манипуляция, кодирование со сдвигом фазы), а также дополнительные методы кодирования для различных потребностей в пропускной способности. Скорость канала в символах и структуры временного сегмента остаются без изменений на физическом уровне.

Рассмотрим систему EDGE. С учетом наших задач мы сосредоточим свое внимание на имеющихся схемах кодирования и схемах модуляции. В табл. 1.3 показано девять схем кодирования.

Из вышеуказанной таблицы мы можем видеть, что теоретическая максимальная скорость данных составляет 59,2 кбит/с, помножить на 8 временных сегментов = 473,6 кбит/с с использованием 8-PSK. Эти схемы позволяют сети и мобильной станции (MS) компромиссно устанавливать скорость дан-

Таблица 1.3. Параметры кодирования для EDGE

Схема	Кодовая скорость	Модуляция	Скорость данных на временной сегмент (кбит/с)
MCS-9	1	8-PSK	59,2
MCS-8	0,92	8-PSK	54,4
MCS-7	0,76	8-PSK	44,8
MCS-6	0,49	8-PSK	29,6
MCS-5	0,37	8-PSK	22,4
MCS-4	1	GMSK	17,6
MCS-3	0,85	GMSK	14,8
MCS-2	0,66	GMSK	11,2
MCS-1	0,53	GMSK	8,8

ных в зависимости от условий канала. Изменение скорости данных происходит путем изменения схемы модуляции и количества паритетных бит, вставленных (кодовая скорость) в передаваемом потоке битов. Они фиксируются в значениях схемы модуляции и кодирования (MCS) в вышеуказанной таблице.

Как говорилось выше, в GSM и GPRS используется та же самая схема модуляции, которая является GMSK. Схема модуляции EDGE — это 8-PSK, где 3 бита группируются вместе и образуют символ. Комплекснозначный символ выражается следующим образом:

$$s(k) = \exp(j \frac{2\pi}{8} d(k)). \quad (1.3)$$

Отображение битов в отношении символов регулируется правилом кодирования Грея, которое показано в квадратурной диаграмме сигнала на рис. 1.12.

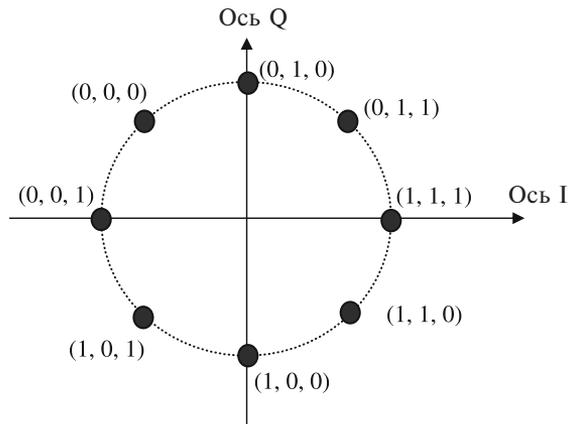


Рис. 1.12. Отображение квадратурной диаграммы сигнала EDGE для 8-PSK

До выполнения операции формирования импульса символы поворачиваются на $3\pi/8$ радианов каждое время символа. Формирование импульса для EDGE основывается на линейризованном импульсе GMSK и описываются следующим образом:

$$h(t) = \begin{cases} \prod_{i=0}^3 S(t + iT), & 0 \leq t \leq 5T \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (1.4)$$

$$S(t) = \begin{cases} \sin\left(\pi \int_0^t g(x) dx\right), & 0 \leq t \leq 4T \\ \sin\left(\frac{\pi}{2} - \pi \int_0^{t-4T} g(x) dx\right), & 4T \leq t \leq 8T \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (1.5)$$

$$g(t) = \frac{1}{2T} \cdot \left[Q\left(2\pi \cdot BT \cdot \frac{t-5T/2}{T\sqrt{\ln(2)}}\right) - Q\left(2\pi \cdot BT \cdot \frac{t-3T/2}{T\sqrt{\ln(2)}}\right) \right] \quad (1.6)$$

$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx. \quad (1.7)$$

Метод, используемый при передаче PS, называется инкрементальной (возрастающей) избыточностью (IR). Этот метод оценивает качество канала и выбирает стратегическую комбинацию MCS (схему модуляции и кодирования) для того, чтобы максимально использовать битовую скорость пользователя. При IR пакет вначале передается с небольшими служебными сигналами кодирования, для того чтобы создать высокую битовую скорость, если декодирование будет успешным. Если декодирование пакета оказывается неудачным, дополнительное кодирование (или избыточность) передается до тех пор, пока пакет не будет успешно принят или не произойдет блокировка по превышению времени (тайм-аут). Очевидно, что чем больше повторной передачи и кодирования выполняется, тем ниже битовая скорость пользователя и выше общая задержка системы. Различные кодовые скорости обеспечиваются путем пробивания различных битов каждый раз, когда происходит повторная передача пакета.

Некоторые технические препятствия, которые требуется преодолеть при развертывании EDGE (и GPRS), заключаются в следующем.

1. Линейные усилители мощности (PAs): терминалы GSM характеризуются схемой модуляции квазиконстантной образующей, которая со временем позволяет нам сконструировать передатчик с нелинейными PAs. При 8-PSK схемы модуляции стали линейными, увеличив соотношения пикового к среднему значению схемы модуляции, вынудив нас использовать более линейные и неэффективные PAs.

2. Модернизация сети: сеть теперь должна быть модернизирована не только для того, чтобы учесть увеличение пропускной способности, но также для того, чтобы обеспечить улучшение качества сервиса (QoS) для общей эксплуатации. Обслуживающий поддерживающий узел GPRS (SGSN) и поддерживающий узел шлюза (GGSN) могут теперь обрабатывать CS/PS.
3. Модернизации BTS/BSC: BTS потребует модернизации для поддержки дополнительных MCS. Может потребоваться уменьшить размер соты в конструкции системы в силу воздействия помех, схемы модуляции и скорости средства на бюджет канала. При движении в направлении сферы PS потребуются уделять больше внимания буферированию, латентности (времени запаздывания) и планированию графика. Совокупная пропускная способность соты будет зависеть от типа и качества используемого алгоритма планирования графика.
4. Компенсатор: широко используемым методом ослабления и борьбы с частотно-избирательным замиранием (FSF) является применение компенсатора. Компенсатор может принимать форму блока коррекции с адаптивной решающей обратной связью (DFE) или последовательной оценки максимальной вероятности (MLSE). MLSE поддерживает матрицу или конечный автомат, которые зависят не только от средней задержки, но также от числа уровней модуляции. Переход от GMSK к 8-PSK резко увеличивает сложность реализации и вычислений.
5. Планирование соты: обеспечить охват с достаточным соотношением несущей к помехам, для того чтобы использовать имеющиеся битовые скорости. Схемы модуляции более высокого порядка будут более эффективными ближе к передатчику BTS, чем на границе соты, в силу их более высоких требований по соотношению сигнала и шума (SNR).
6. Сложность терминала: необходимость поддерживать GSM голос + GPRS + + EDGE в мобильной станции (MS) потребует конструкции разумного разделения аппаратного обеспечения/программного обеспечения (HW/SW) для обработки более высоких скоростей данных и многосегментных операций. Наконец, теперь, когда имеются сервисы PS, мобильная станция (MS) должна иметь виды применения, в которых используются повышенные скорости передачи данных. Типичная связь между BTS и MS является асимметричной по характеру, что означает, что прямой канал (DL) имеет более высокую скорость данных, чем обратный канал (UL). При упоминании пропускной способности мы также должны обращаться к памяти IR, которая требуется для запоминания последующей передачи до тех пор, пока не будет получено правильное информационное наполнение/пакет.

1.2.3. IS-95/CDMA2000

В данном подразделе мы представим подробности физического слоя развития Североамериканской системы с расширенным спектром IS-95 CDMA. В этой системе для связи по обратному и прямому каналу используется FDD (дуплекс-

ная связь с частотным интервалом каналов). Вначале дадим описание IS-95, а затем обратимся к сотовой системе CDMA2000 [17].

Технические детали высокого уровня системы IS-95 CDMA следующие:

- разнос (интервал между каналами) каналов 1,5 МГц;
- базовые станции, которые синхронизируются по времени с помощью глобальной системы позиционирования (GPS);
- общий пилотный канал для когерентного детектирования (кодовая мультиплексация);
- скорость передачи элементов сигнала = 1,2288 млн соед./с;
- схема модуляции = QPSK/OQPSK (квадратурная фазовая модуляция / квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом);
- длительность кадра 20 мс;
- речевое кодирование с переменной скоростью (9600, 4800, 2400 и 1200 бит/с).

Типичная система IS-95 обычно имеет до 7 пейджинговых каналов, 55 ТСН (канал трафика, канал информационного обмена), канал синхронизации и пилотный канал. Сумма всех каналов не может превосходить 64 в силу длины каналообразующих кодов Уолша. Пример операций прямого канала показан на рис. 1.13 (даны пилотный канал и канал трафика).

Пилотный канал состоит из потока нулей, который затем канализируется посредством кода Уолша (W_0); впоследствии этот канализированный сигнал становится квадратурой, расширенной последовательностями PN-канала I и Q. Последовательности PN (псевдошумовые последовательности) канала I и Q — это последовательности максимальной длины 15-го порядка. Как гово-

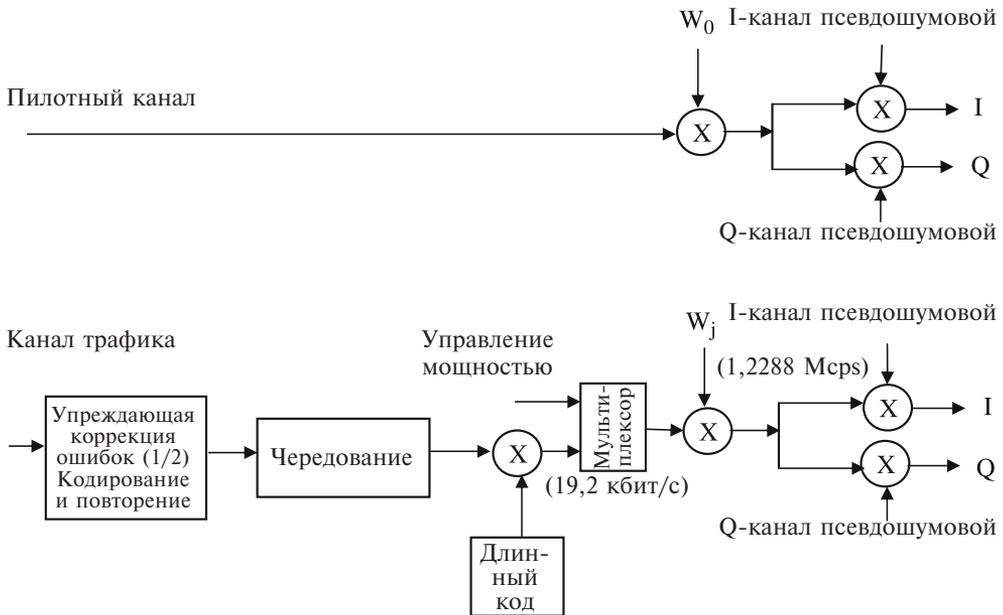


Рис. 1.13. Генерирование пилотного канала и канала трафика следующего звена: Мсps — млн соед./с

рилось выше, базовые станции синхронизируются по времени через GPS (глобальная система определения местоположения); поэтому смещение фазы синхронизации между базовыми станциями позволяет мобильной различать базовые станции. Каждая базовая станция имеет смещение, которое является кратной величиной 64 чипов PN относительно другого. Эта расширенная псевдошумовая последовательность PN повторяется 75 раз каждые 2 с. На практике этот временной сдвиг или смещение выполняется с помощью маски псевдослучайного кода (кода PN). Данная функция будет рассмотрена позднее, в главе, посвященной расширенному спектру. Достаточно сказать, что при наличии данного подхода с использованием маски выходная псевдошумовая последовательность применяется к другому набору комбинаторной логики (т.е. маски) для создания желаемого смещения в псевдошумовой последовательности.

Также изображен 1 канал трафика из 55 ТСН, скорость передачи данных которого может колебаться в зависимости от голосовой активности от 1200 до 9600 бит/с. Независимо от голосовой активности генерируемый кодированный поток битов составляет 19,2 кбит/с. ТСН скремблируется (шифруется) для обеспечения конфиденциальности разговоров путем использования версии с выбранным каждым десятым элементом длинной последовательности кодов PN порядка 42. В прямом канале используется скорость $R = 1/2$ сверточного кода. Для упрощения механизма контроля мощностью также показан мультиплексированный субканал управления мощностью 800 бит/с. Базовая станция измерит мощность принятого сигнала и сравнит это значение с желаемой величиной. На основе этого сравнения мобильная станция получает указание либо уменьшить, либо увеличить свою мощность передачи. На прямом канале каждый пользователь выделяется из последовательности кода канализации Уолша.

Хотя он здесь и не показан, но пейджинговый канал генерируется таким же образом, как и ТСН, за исключением того, что ни один субканал управления мощностью в сигнал не мультиплексируется (не объединяется). Как указывается в названии канала, этот канал используется для того, чтобы сообщить мобильной станции о входящих вызовах или другую информацию. Наконец, канал синхронизации — это постоянный поток 1,2 кбит/с, который последовательно канализируется посредством кода Уолша W_{32} . Канал синхронизации предоставляет информацию, используемую мобильной станцией для получения синхронизации системы. Как только синхронизация будет установлена, мобильная станция при необходимости может вести передачу по обратному каналу доступа.

Все активные прямые каналы суммируются и дают один сигнал основной полосы частот I и Q. Эти сигналы основной полосы частот затем фильтруются и передаются на линейный передатчик. В каждом канале используется модуляция QPSK (квадратурная фазовая модуляция), и никаких попыток не предпринималось для уменьшения проходов через начальную точку отсчета, поскольку как только соответствующие каналы будут суммированы, результирующий сигнал будет характеризоваться большим колебанием огибающей (т.е. величины пика к средней величине) по мере увеличения числа пользователей (абонентов) в соте.

Скорости передачи данных классифицируются на два набора скоростей (RS). RS1 имеет максимальную скорость битов 9,6 кбит/с, в то время как RS2 имеет скорость 14,4 кбит/с.

Оба набора скоростей RS также допускают передачу данных с переменной скоростью.

Далее рассматриваются каналы обратной связи (RL). Здесь мобильная станция может передавать либо канал доступа, либо ТСН. Канал доступа используется для инициализации или ответа на вызов либо от пейджингового, либо от другого сообщения. ТСН используется для передачи данных пользователя посредством скорости $R = 1/3$ сверточного кода. В обратном канале также используется 64-нулеарная ортогональная модуляция (см. рис. 1.14). На обратном канале каждый пользователь различается конкретным временным смещением в длинной псевдошумовой последовательности 42-го порядка.

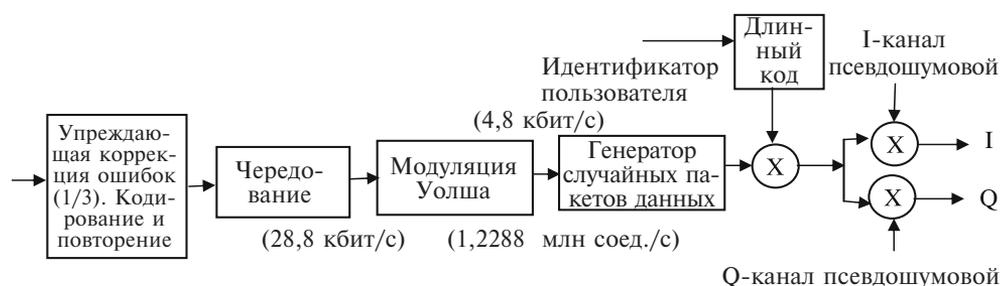


Рис. 1.14. Канал трафика передачи по обратному каналу

Этот расширенный сигнал входит в псевдошумовую последовательность I и Q для квадратурного расширения, где смещения фазы или времени установлены на нуль для каждого пользователя. Сигнал с квадратурным расширением затем входит в схему модуляции OQPSK. Для выполнения этой задачи канал Q задерживается чипами $T_c/2$ перед входом в импульсоформирующий фильтр и квадратурный модулятор. Это было выбрано для того, чтобы избежать комбинационной начальной точки отсчета и использовать более нелинейные эффективные усилители мощности. Дополнительный блок, вставленный в обратный канал, — это генератор случайных пакетов данных. Здесь для сокращения помех в обратном канале для соты повторяющиеся биты не передаются. После кодирования скорость данных задается 28,8 взятый отсчетов в секунду (ksps), а для низких скоростей данных вокодера эта кодированная скорость достигается посредством повторения. Отсюда данные повторяемые биты не передаются посредством псевдослучайного выбора.

Поскольку это система CDMA (кодовое разделение каналов с многостанционным доступом), каждый пользователь может непрерывно передавать в той же самой частотной полосе, и система как таковая будет характеризоваться ограниченностью помех. Механизм, широко используемый для улучшения абонентской емкости, а также эффективности системы (т.е. проблема близкого — дальнего расстояния, замирание вследствие многолучевого распространения), называется управлением мощности. Здесь 20-мс кадр разделен на

16 временных сегментов, именуемых группами управления мощностью (PCG), каждый из которых имеет продолжительность по времени 1,25 мс. Прямой канал (FL) имеет субканал 800 бит/с, где команды управления мощностью отправляются мобильной станции, давая ей указание либо увеличить, либо уменьшить свою передающую мощность. На RL (обратном канале) базовая станция принимает сообщения от мобильной станции, представляя собой мощность, полученную мобильной станцией. Базовая станция затем использует эту информацию для регулирования своей передающей мощности.

CDMA2000 (кодовое разделение каналов с множественным доступом). Далее мы обращаем наше внимание на радиоинтерфейс [18]. Система CDMA2000 была создана для того, чтобы развить IS-95 и обеспечить функциональность 3G в виде более высоких скоростей передачи данных, увеличения абонентской емкости и улучшение контроля качества сервиса (QoS). Развитый стандарт должен выполнять это и обеспечивать обратную совместимость с IS-95, что известно под обозначением cdmaOne (cdma 1).

Обратный канал RL был усовершенствован: обратный пилотный канал в настоящее время используется для установления эталона фазы (среди других функций обработки сигнала) для когерентного детектирования. Это контрастирует с некогерентным детектированием 64-ричной ортогональной модуляции, используемой в IS-95. Отсюда E_b/N_o теперь ниже и улучшились емкость и эффективность системы. Также субканал управления мощностью мультиплексируется на пилотном канале для того, чтобы дать команду базовой станции отрегулировать свой уровень передающей мощности. Далее были добавлены DSSS (некоммутируемый канал управления), фундаментальный канал и один или более дополнительных каналов. Это означает, что сервис на фундаментальном канале больше не ухудшается, когда возникает потребность передавать сигнализацию верхнего уровня. Фундаментальный канал поддерживает существующие скорости данных IS-95 и может использоваться для передачи информации, голоса и части сигнала данных. Дополнительные каналы используются для передачи сигналов данных. Также были изменены псевдошумовые операции расширения реальной величины на комплексные мультипликации для лучшего использования нелинейных усилителей мощности.

CDMA200 поддерживает пользователей с несколькими скоростями посредством использования различных схем модуляции, нескольких кодовых каналов и методов FEC (упреждающая коррекция ошибок). Они лучше всего описываются посредством многочисленных радиоконфигураций, имеющихся на обратном канале трафика TCH. Мы приводим некоторые характеристики в табл. 1.4.

В таблице есть колонка «Число несущих»; спецификация радиоинтерфейса требует эту скорость расширения. Псевдошумовая скорость передачи элементов сигнала для скорости расширения (распространения) 1 равняется 1,2288 млн соед./с, в то время как для скорости расширения (распространения) 3 скорость передачи элементов сигнала составляет 3,6864 млн соед./с. С учетом этого структуры обратного фундаментального канала и дополнительного канала были фактически показаны на рис. 1.14 для номеров радиоконфигурации 1 и 2.

Структурная схема мультиплексирования физического канала обратной связи RL и расширение QPSK показаны на рис. 1.15. Она соответствует ра-

Таблица 1.4. Характеристики радиоконфигурации обратного канала

Радиоконфигурация	Число несущих	Поддерживаемые скорости данных	Метод FEC	Схема модуляции
1	1	1.2К, 2.4К, 4.8К, 9.6К	$R = 1/3$ Сверточный	64-нулеарная ортогональная
2	1	1.8К, 3.6К, 7.2К, 14.4К	$R = 1/2$ Сверточный	64-нулеарная ортогональная
3	1	1.2К, 1.35К, 1.5К, 2.4К, 2.7К, 4.8К, 9.6К, 19.2К, 38.4К, 76.8К, 153.6К, 307.2К	$R = 1/4$ и $R = 1/2$ Сверточный	Когерентная BPSK (бифазная манипуляция)
4	1	1.8К, 3.6К, 7.2К, 14.4К, 28.8К, 57.6К, 115.2К, 230.4К	$R = 1/4$ Сверточный	Когерентная BPSK (бифазная манипуляция)
5	3	1.2К, 1.35К, 1.5К, 2.4К, 2.7К, 4.8К, 9.6К, 19.2К, 38.4К, 76.8К, 153.6К, 307.2К, 614.4К	$R = 1/3$ Сверточный	Когерентная BPSK (бифазная манипуляция)
6	3	1.8К, 3.6К, 7.2К, 14.4К, 28.8К, 57.6К, 115.2К, 230.4К, 460.8К, 1036.8К	$R = 1/4$ и $R = 1/2$ Сверточный	Когерентная BPSK (бифазная манипуляция)
7	1	19.2К, 40.8К, 79.2К, 156К, 309.6К, 463.2К, 616.8К, 924К, 1231.2К, 1538.4К, 1854.6К	$R = 1/5$ Сверточный	Когерентная BPSK (бифазная манипуляция), QPSK и 8-PSK

дионоконфигурациям 3 и 4 для обратного канала трафика ТСН с использованием скорости расширения (распространения), равной 1.

Для радиоконфигураций 5 и 6 структурная схема мультиплексирования и расширения канала обратной связи RL аналогична схеме, показанной на рис. 1.15. Исключением является использование скорости расширения, равной 3, которая переводится в скорость передачи элементов сигнала 3,6864 млн соед./с.

Сверточный код используется на фундаментальном и дополнительном каналах. Их скорости кодирования зависят от используемой радиоконфигурации. Дополнительный канал также поддерживает турбокодирование при условии, что количество битов на кадр превышает определенную пороговую величину. Все сверточные коды имеют длину кодового ограничения 9. Восьмеричные представления функций генератора приведены ниже.

Кодовая скорость	G_0	G_1	G_2	G_3
$R = 1/2$	753	561		
$R = 1/3$	557	663	711	
$R = 1/4$	765	671	513	473

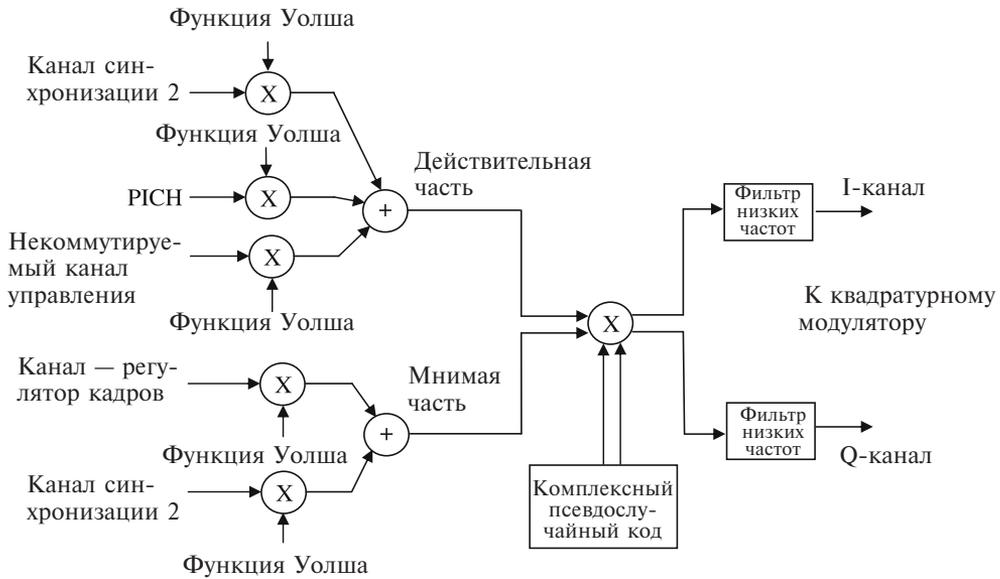


Рис. 1.15. Мультиплексирование и расширение канала обратной связи

Турбокодеры имеют общий кодер, чьи выходы прошиваются в соответствии с конкретным образцом, для того чтобы достичь желаемые кодовые скорости $1/2$, $1/3$, $1/4$ и $1/5$.

Комплексный псевдослучайный код обратного канала генерируется так, как показано на рис. 1.6, где в качестве примера мы использовали скорость передачи элементов сигнала скорости расширения, равную 3.

Улучшения прямого канала (FL) выразились в виде добавления передних дополнительных каналов для сервисов данных. Был введен быстрый пейджинговый канал для увеличения времени ожидания мобильной станции. Разнообразие передачи обеспечивается для сокращения необходимого E_b/N_o и, таким образом, увеличения абонентской емкости. Модуляция QPSK используется

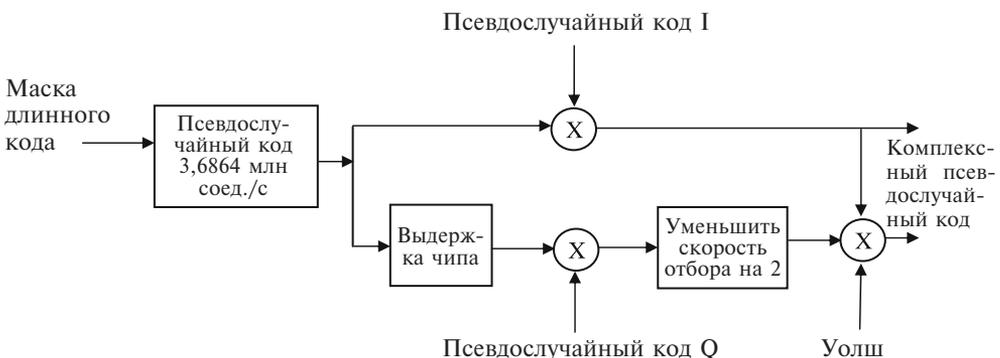


Рис. 1.16. Генерирование комплексных псевдослучайных кодов обратного канала

для более высоких скоростей данных и для поддержания истинного расширения с комплексной величиной. FEC (упреждающая коррекция ошибок) была усилена для включения турбокодов для улучшения эффективности при более высоких скоростях данных. В табл. 1.5 мы приводим радиоконфигурации для переднего канала трафика.

Таблица 1.5. Характеристики радиоконфигурации прямого канала

Радиоконфигурация	Число несущих	Поддерживаемые скорости данных	Метод FEC	Схема модуляции
1	1	1.2К, 2.4К, 4.8К, 9.6К	$R = 1/2$	Когерентная BPSK (бифазная манипуляция)
2	1	1.8К, 3.6К, 7.2К, 14.4К	$R = 1/2$	Когерентная BPSK (бифазная манипуляция)
3	1	1.2К, 1.35К, 1.5К, 2.4К, 2.7К, 4.8К, 9.6К, 19.2К, 38.4К, 76.8К, 153.6К	$R = 1/4$	QPSK — квадратурная фазовая модуляция
4	1	1.2К, 1.35К, 1.5К, 2.4К, 2.7К, 4.8К, 9.6К, 19.2К, 38.4К, 76.8К, 153.6К, 307.2К	$R = 1/2$	QPSK — квадратурная фазовая модуляция
5	1	1.8К, 3.6К, 7.2К, 14.4К, 28.8К, 57.6К, 115.2К, 230.4К	$R = 1/4$	QPSK — квадратурная фазовая модуляция
6	3	1.2К, 1.35К, 1.5К, 2.4К, 2.7К, 4.8К, 9.6К, 19.2К, 38.4К, 76.8К, 153.6К, 307.2К	$R = 1/6$	QPSK — квадратурная фазовая модуляция
7	3	1.2К, 1.35К, 1.5К, 2.4К, 2.7К, 4.8К, 9.6К, 19.2К, 38.4К, 76.8К, 153.6К, 307.2К, 614.4К	$R = 1/3$	QPSK — квадратурная фазовая модуляция
8	3	1.8К, 3.6К, 7.2К, 14.4К, 28.8К, 57.6К, 115.2К, 230.4К, 460.8К	$R = 1/3$ и $R = 1/4$	QPSK — квадратурная фазовая модуляция
9	3	1.8К, 3.6К, 7.2К, 14.4К, 28.8К, 57.6К, 115.2К, 230.4К, 259.2К, 460.8К, 518.4К, 1036.8К	$R = 1/2$ и $R = 1/3$	QPSK — квадратурная фазовая модуляция
10	1	43.2К, 81.6К, 86.4К, 158.4К, 163.2К, 172.8К, 312К, 316.8К, 326.4К, 465.6, 619.2К, 624К, 633.6К, 772.8К, 931.2К, 1238.4К, 1248К, 1545.6К, 1862.4К, 2476.8К, 3091.2К	$R = 1/5$	QPSK — квадратурная фазовая модуляция, 8-PSK (фазовая манипуляция), 16-QAM

Структурная схема расширения псевдослучайного кода и отображения физических каналов прямого канала FL показана на рис. 1.17 для радиоконфигураций 3, 4 и 5 с использованием скорости расширения, равной 1.

Сигнал в настоящее время отображается в формате модуляции, а затем квадратурно расширяется (см. рис. 1.18). Для радиоконфигураций 6, 7, 8 и 9 с использованием скорости расширения, равной 3, у нас имеются вперед расширенные операции, показанные на рис. 1.19.

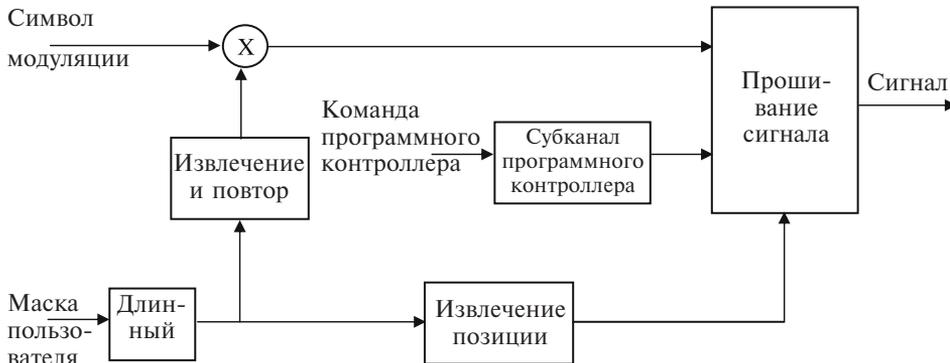


Рис. 1.17. Мультиплексирование и расширение канала трафика (прямого канала)

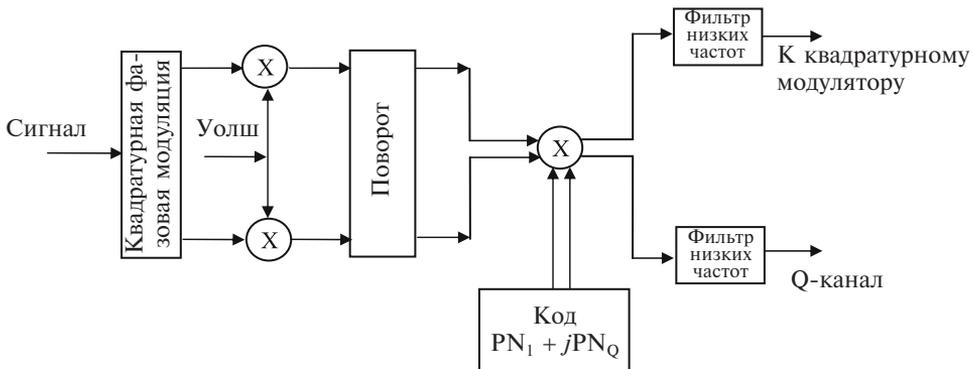


Рис. 1.18. Канал трафика прямого канала для скорости расширения, равной 1

Сверточное кодирование используется на фундаментальном и дополнительном каналах. Их скорости кодирования зависят от используемой радиоконфигурации. Дополнительный канал также поддерживает турбокодирование при условии, что количество битов на кадр превышает определенную пороговую величину. Все сверточные коды имеют длину кодового ограничения 9. Восмеричные представления генераторных функций приведены ниже.

Кодовая скорость	G_0	G_1	G_2	G_3	G_4	G_5
$R = 1/2$	753	561				
$R = 1/3$	557	663	711			
$R = 1/4$	765	671	513	473		
$R = 1/5$	457	755	551	637	625	727

Турбокодеры имеют общий кодер, чьи выходы прошиваются в соответствии с конкретным образцом, для того чтобы достичь желаемых кодовых скоростей $1/2$, $1/3$, $1/4$ и $1/5$. Предлагаем читателю обратиться к работе [18], где он найдет дополнительные подробности.

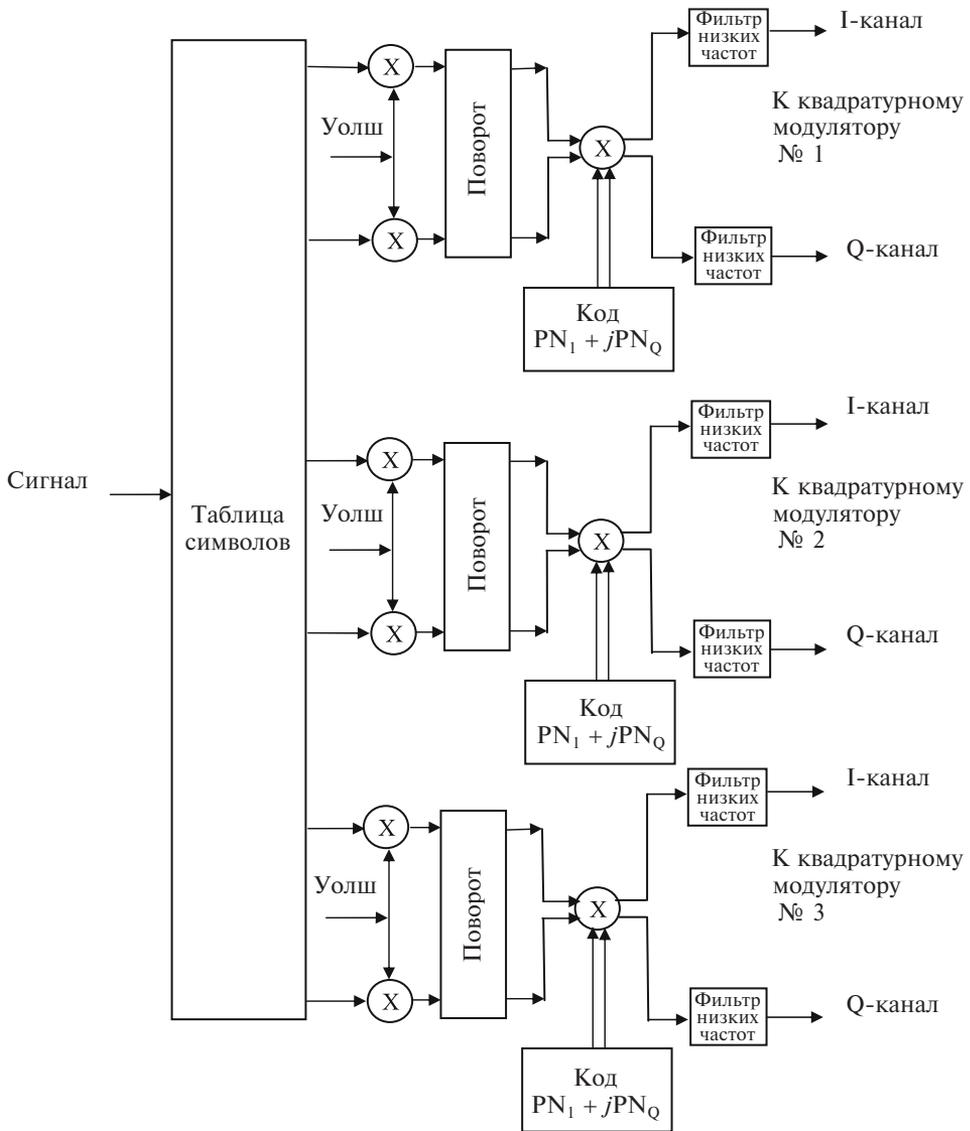


Рис. 1.19. Канал трафика прямого канала для скорости расширения, равной 3

1.2.4. Широкополосный CDMA (широкополосный множественный доступ с кодовым разделением каналов)

В настоящем подразделе мы представляем подробные данные о физическом слое сотовой системы 3G, которая называется широкополосным CDMA (широкополосным множественным доступом с кодовым разделением каналов, WCDMA). В этой системе используется FDD (дуплексная передача с разделением по частоте) для обратной и прямой связи [19–23].

Мы начнем наше рассмотрение WCDMA с обсуждения обратного канала. В обратном канале канал данных и канал управления квадратурно мультиплексируются. Под этим мы понимаем, что некомутируемый (выделенный) физический канал данных (DPDCH) передается по оси I, а некомутируемый (выделенный) физический канал управления (DPCCH) передается по оси Q. Структура временного сегмента обратного канала приведена на рис. 1.20.

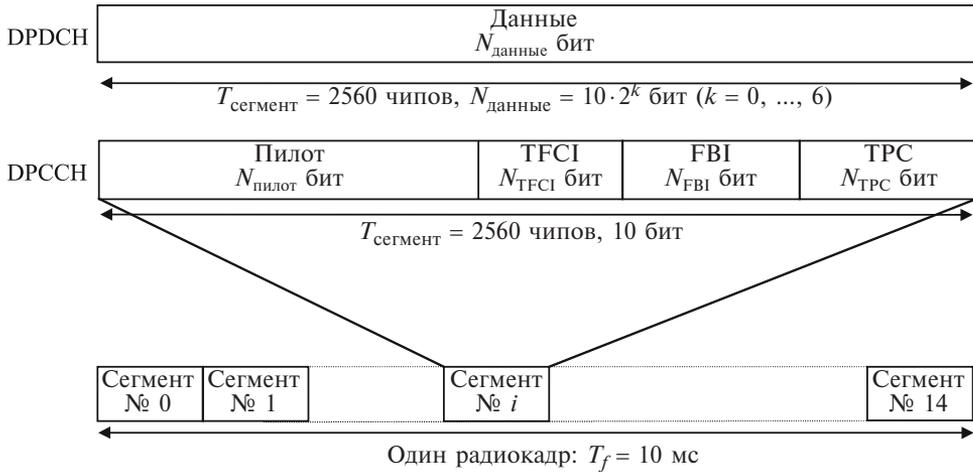


Рис. 1.20. Структура кадра для обратного канала DPDCH/DPCCH: DPDCH — некомутируемый (выделенный) физический канал данных; DPCCH — некомутируемый (выделенный) физический канал управления; TFCI — индекс комбинации транспортного формата; FBI — поле индикатора обратной связи; TRP — управление мощностью передачи

На рисунке мы видим, что радиокادر составляет 10 мс по временной продолжительности, которая состоит из 15 временных сегментов. Временные сегменты и кадры содержат различные скорости передачи данных, и поэтому мы имеем разные коэффициенты расширения. Однако каждый временной сегмент состоит из 2560 чипов по длительности. Длины битового поля для каналов данных и управления показаны в табл. 1.6.

Таблица 1.6. Поля DPDCH обратного канала

Формат сегмента № i	Скорость канала в битах (кбит/с)	Символическая скорость канала (симв./с)	Поле состояния	Битов на кадр	Битов на сегмент	$N_{\text{данные}}$
0	15	15	256	150	10	10
1	30	30	128	300	20	20
2	60	60	64	600	40	40
3	120	120	32	1200	80	80
4	240	240	16	2400	160	160
5	480	480	8	4800	320	320
6	960	960	4	9600	640	640

Выше мы заметили, что по мере того, как скорость цифрового потока источника изменяется, коэффициент расширения тоже изменяется, поскольку у нас имеется фиксированная скорость передачи элементов сигнала. Это ведет к передаче большего количества битов за время кадра с использованием меньшего коэффициента расширения.

Наоборот, канал управления ССН передается с фиксированной скоростью данных коэффициента расширения, равного 256 постоянно (см. табл. 1.7).

Таблица 1.7. Поля DPSSCH обратного канала

Формат сегмента № i	Скорость канала в битах (кбит/с)	Символическая скорость канала (симв./с)	Поле состояния	Битов на кадр	Битов на сегмент	$N_{\text{пилотный}}$	N_{TPC}	N_{TFCI}	N_{FBI}
0	15	15	256	150	10	6	2	2	0
1	15	15	256	150	10	8	2	0	0
2	15	15	256	150	10	5	2	2	1
3	15	15	256	150	10	7	2	0	1
4	15	15	256	150	10	6	2	0	2
5	15	15	256	150	10	5	1	2	2

ССН обратного канала содержит пилотные биты, которые используются приемником «узел В» для оценки поворота фазы канала для когерентного детектирования (см. табл. 1.7). Хотя это конкретно не указывается в стандарте 3GPP, пилотные биты могут также использоваться для целей временной синхронизации, оценки частотного сдвига, оценки соотношения сигнала и помех (SIR) и т.д. [24–25].

Используемый механизм для борьбы с замиранием и проблемой близкого — дальнего расстояния — это управление мощностью замкнутого внутреннего контура. Для данного рассмотрения обратного канала оборудование абонента (UE) будет рассчитывать принимаемое соотношение сигнала и помех (SIR) и сравнивать его с эталоном или целевым значением SIR; после этого будет выводиться команда управления мощностью для передачи узлу В, давая ему указание либо увеличить, либо уменьшить мощность передачи его прямого канала. Этот механизм замкнутого контура будет рассматриваться более подробно в последующих главах.

Стандарт является достаточно гибким для того, чтобы допустить мультиплексирование нескольких транспортных каналов на один и тот же физический канал; когда это происходит, мы должны раскрыть эту комбинацию приемнику, чтобы он мог соответствующим образом выполнить демultipлексирование транспортного канала. Для идентификации комбинации транспортных каналов используются биты индикатора комбинации транспортного формата (TFCI). Мы должны также упомянуть, что существует поддержка для слепого детектирования транспортного формата.

Появляются два операционных сценария, когда существует необходимость в том, чтобы оборудование пользователя (UE) в виде обратной связи сообщало информацию узлу В с низким временем запаздывания (низкой латентностью).

Это сценарии быстрого выбора соты и разнообразие передачи замкнутого контура. Давайте рассмотрим последний из двух сценариев. В этом случае узел В передает специализированную форму сигнала посредством двух передающих антенн. Оборудование пользователя (UE) оценивает импульсную характеристику канала (CIR), которую наблюдает каждая передающая антенна, и затем выводит антенный вес для передачи в виде обратной связи узлу В для максимизации мощности, принимаемой UE. Эта информация передается в поле бита индикатора обратной связи (FBI). При отсутствии этих случаев данное поле бита не требуется.

Далее мы переходим к рассмотрению структуры временного сегмента нисходящего канала (см. рис. 1.21). Здесь DPCCN и DPDCN мультиплексируются по времени. То же самое описание полей бита, приведенное ранее, относится и к данному случаю.

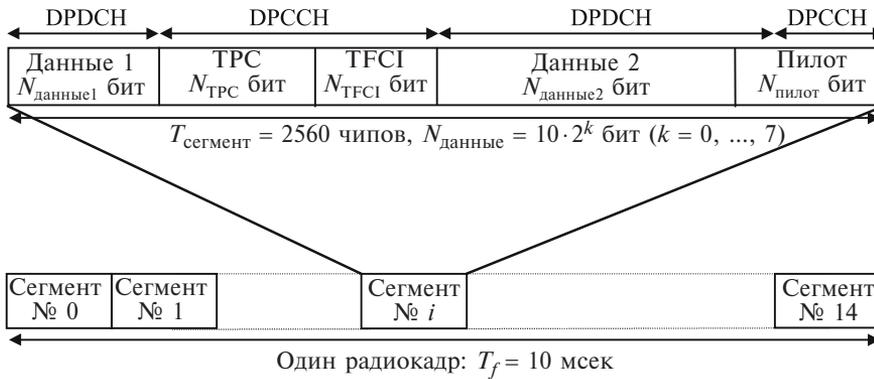


Рис. 1.21. Структура кадра для прямого канала DPCCN (объяснения см. рис. 1.20)

Из табл. 1.8 видно, что коэффициент расширения может колебаться от SF = 4 до SF = 512 в зависимости от скорости передаваемых данных.

Таблица 1.8. Поля DPDCN и DPCCN прямого канала

Формат сегмента № i	Скорость канала в битах (кбит/с)	Символическая скорость канала (симв./с)	Поле состояния	Битов на сегмент	DPDCN битов/сегмент		DPCCN битов/сегмент		
					$N_{\text{данные1}}$	$N_{\text{данные2}}$	N_{TPC}	N_{TFCI}	$N_{\text{пилотный}}$
0	15	7.5	512	10	0	4	2	0	4
1	15	7.5	512	10	0	2	2	2	4
2	30	15	256	20	2	14	2	0	2
3	30	15	256	20	2	12	2	2	2
4	30	15	256	20	2	12	2	0	4
5	30	15	256	20	2	10	2	2	4
6	30	15	256	20	2	8	2	0	8
7	30	15	256	20	2	6	2	2	8

Формат сегмента № i	Скорость канала в битах (кбит/с)	Символическая скорость канала (симв./с)	Поле состояния	Битов на сегмент	DPDCH битов/сегмент		DPSSH битов/сегмент		
					$N_{\text{данные}1}$	$N_{\text{данные}2}$	N_{TRP}	N_{TFCI}	$N_{\text{пилотный}}$
8	60	30	128	40	6	28	2	0	4
9	60	30	128	40	6	26	2	2	4
10	60	30	128	40	6	24	2	0	8
11	60	30	128	40	6	22	2	2	8
12	120	60	64	80	12	48	4	8	8
13	240	120	32	160	28	112	4	8	8
14	480	240	16	320	56	232	8	8	16
15	960	480	8	640	120	488	8	8	16
16	1920	960	4	1280	248	1000	8	8	16

Теперь давайте обратим внимание на выполняемые операции расширения. Функциональность расширения обратного канала показана на рис. 1.22. Здесь отдельный выделенный (некоммутируемый) канал данных и канал управления канализируются (и расширяются) посредством последовательности ортогонального переменного коэффициента расширения (OVSF). Мы обозначили коды OVSF как коды Уолша в силу их схожести. Результирующая последовательность в таком случае становится последовательностью с комплексными значениями, а затем применяется расширение QPSK до поступления в импульсообразующий фильтр. Обратите внимание: для того чтобы признать терминологию, используемую 3GPP, данная операция расширения QPSK в этом стандарте также называется скремблированием. С другой стороны, это вполне понятно, поскольку мультипликация OVSF действительно расширила частотную ширину полосы информации. Вторая псевдослучайная мультипликация действует в большей степени как функция скремблирования, нежели функция расширения частоты.

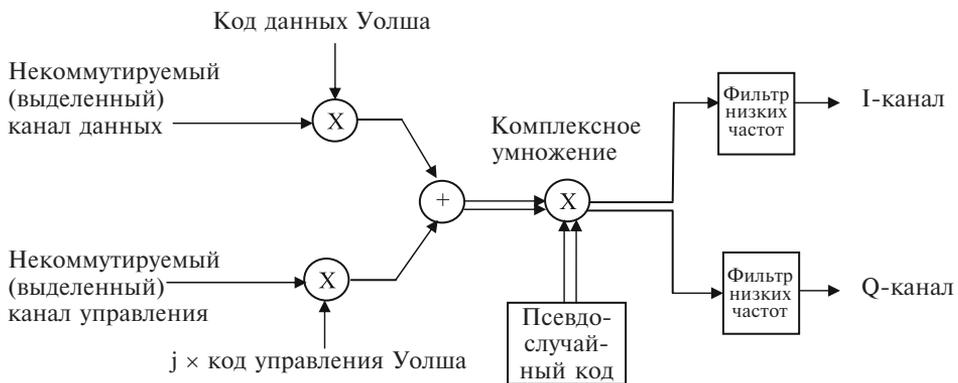


Рис. 1.22. Операции канализации и расширения обратного канала

Расширение QPSK (или скремблирование) фактически называется гибридным PSK (HPSK). Оно было внедрено на передатчике UE, поскольку этот метод будет значительно сокращать количество фазовых траекторий, которые опасно приближаются к точке начала отсчета.

Далее мы обсудим операции прямого канала. Функциональность расширения прямого канала показана на рис. 1.23, кодированный композитный транспортный канал картируется согласно символу QPSK. Эти символы анализируются посредством кода OVSF (Уолш), присваиваемого оборудованию пользователя. Канализированный символ затем расширяется посредством псевдослучайного кода Голда с комплексным значением.

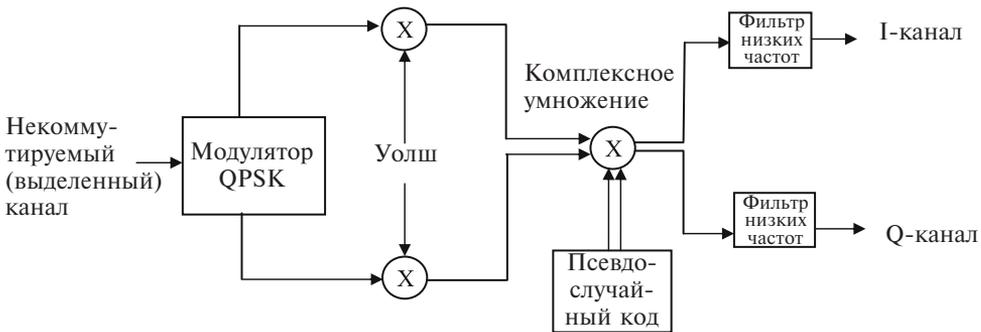


Рис. 1.23. Операции канализации и расширения прямого канала

Фильтр низких частот немодулированной полосы — это косинус в степени квадратного корня (SRC) с коэффициентом сглаживания $\alpha = 0,22$. Этот фильтр используется как в секции передатчика, так и в секции приемника. Период обновления управления мощностью приводится равным 1500 Гц. Как указывалось выше, максимальное количество битов управления мощностью на временной сегмент равняется 8. Все это будет передаваться с одним и тем же знаком, чтобы облегчить приемнику надежное обнаружение команды управления мощностью передачи (TPC).

Пример мультиплексирования транспортного канала приводится на рис. 1.24. Мы показываем пример того, как транспортный канал на базе данных (DTCH) и транспортный канал управления низкой скорости (DCCN) кодируются по отдельности, чередуются и сегментируются в кадры. Затем они мультиплексируются (объединяются) в физический канал, подлежащий чередованию сегментирования на временные сегменты. Операции мультиплексирования прямого канала показаны на рис. 1.24.

Как мы можем видеть на рисунке, коэффициент расширения прямого канала для сервиса на базе данных составляет 32, а коэффициент расширения связанного с ним обратного канала составляет 16. Это было обеспечено тем, что существует 160 битов на один временной сегмент (140 битов данных плюс 20 битов управления), которые становятся 80 символами QPSK. Имеется 2560 чипов на один временной сегмент, таким образом, каждый символ расширен посредством 32 чипов. Здесь мы решили использовать вид применения сервиса данных 64 кбит/с.

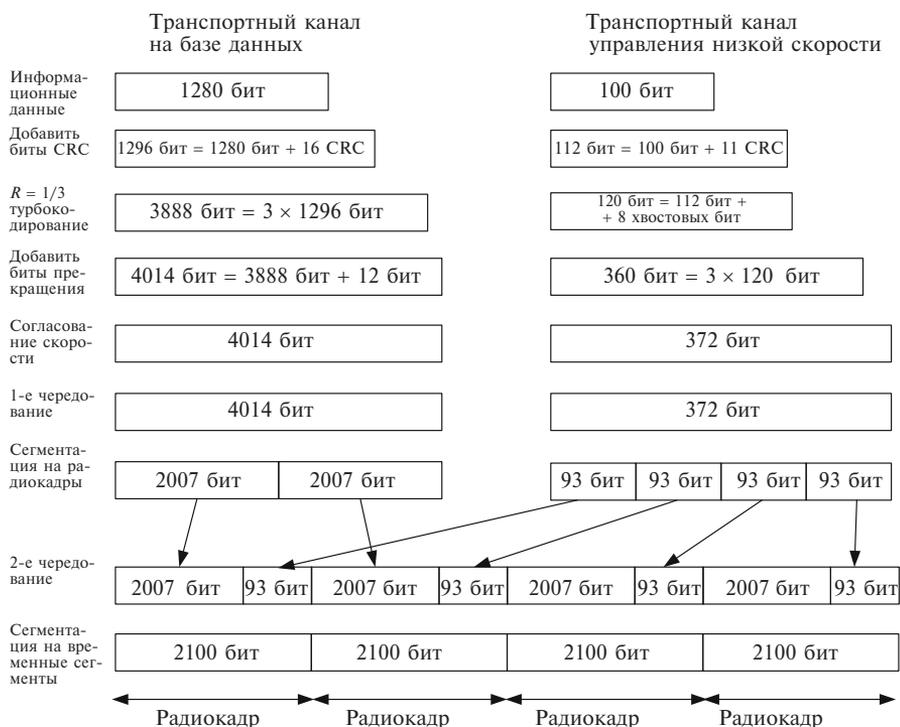


Рис. 1.24. Пример мультиплексирования транспортного канала прямой связи

1.2.5. Беспроводная локальная сеть IEEE802.11 (IEEE)

В этом подразделе мы опишем физический слой систем беспроводной локальной сети (WLAN) IEEE802.11 (a, b, g) [26–29]. Этот стандарт получил широкое признание у провайдеров подобных сервисов в аэропортах, кафе, общественных зонах, на рабочем месте и в жилых домах. Устройства WLAN могут конфигурироваться таким образом, чтобы работать либо в режиме прямого соединения, где всем устройствам разрешается общаться друг с другом и выступать в качестве точек доступа, либо в режиме инфраструктуры, где одно устройство WLAN ведет себя как точка доступа, а другие подсоединяются к этой точке доступа.

IEEE802.11b. Эта система позволяет компьютерам, принтерам и мобильным телефонам общаться друг с другом в частотной полосе 2,4 ГГц. Протокол доступа к среде передачи позволяет станциям поддерживать различные наборы скоростей передачи данных. Базовый набор скоростей передачи данных — это 1 и 2 Мбит/с при работе в системе расширения спектра с применением кода прямой последовательности (DSSS). Существует расширение высокой скорости, благодаря которому скорость передачи данных повышается до 5,5 и 11 Мбит/с. Для того чтобы обеспечить более высокие скорости передачи данных, используется схема модуляции дополнительного кода (ССК). Скорость передачи элементов сигнала системы DSSS равняется

11 млн соед./с. Поля преамбулы и заголовка передаются при дифференциальном двоичном переключении фазы 1 Мбит/с. Диапазон частот физического слоя следующий:

Соединенные Штаты Америки, Канада и Европа 2,4–2,4835 ГГц;
Япония 2,471–2,497 ГГц;
Франция 2,4465–2,4835 ГГц;
Испания 2,445–2,475 ГГц.

Модули данных сервиса более высокого слоя (SDU) присоединяются к полям преамбулы и заголовка, задача которых — содействовать функциям обработки сигнала демодуляции. Далее рассматриваются два формата (см. рис. 1.25 и 1.26). PSDU (PLCP SDU — модули данных сервиса физического слоя) передается при дифференциальном двоичном переключении фазы — 1 Мбит/с (DBPSK), при дифференциальном четвертичном переключении со сдвигом фазы (DQPSK) — 2 Мбит/с и при модуляции дополнительного кода — 5,5/11 Мбит/с.

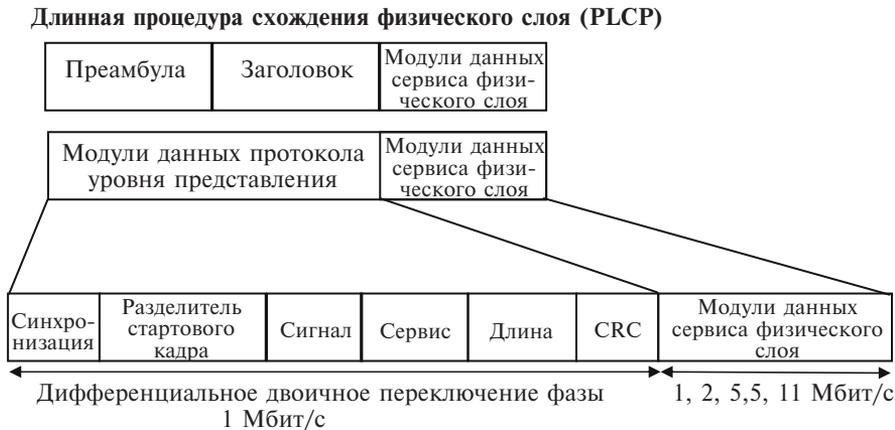


Рис. 1.25. Длинный формат PLCP PSDU: CRC — контроль циклическим избыточным кодом

Ниже мы приводим некоторые определения полей, указанных на рис. 1.25 и 1.26.

Поле синхронизации состоит из 128 битов для длинного формата и 56 битов для короткого формата; они используются для функций синхронизации.

Разделитель стартового кадра (SFD) состоит из 16 битов; эти биты используются для указания начала параметров, зависящих от PHY (физического слоя) внутри преамбулы (PLCP).

Сигнал состоит из 8 битов; эти биты используются для того, чтобы указать модуляцию, которая используется во время PSDU.

Сервис состоит из 8 битов; эти биты используются для указания выбора модуляции ССК или другой, а также для указания, выключены или нет некоторые часы.

Короткая процедура схождения физического слоя (PLCP)

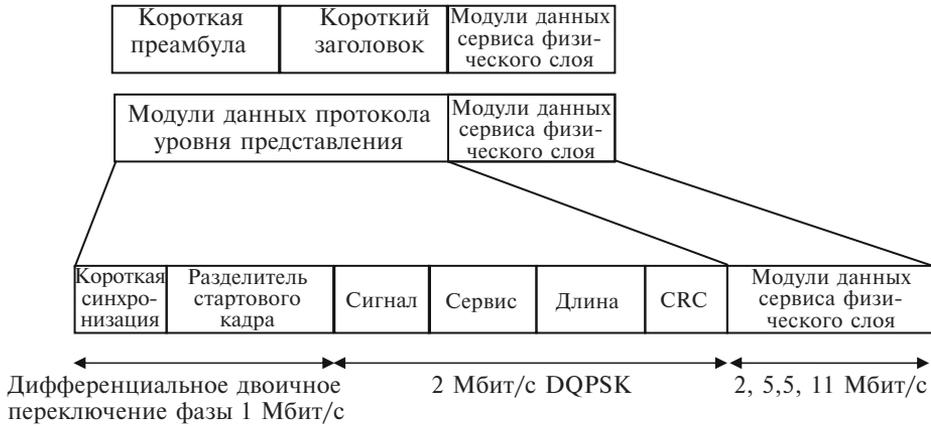


Рис. 1.26. Короткий формат PLCP PSDU

Длина состоит из 16 битов; эти биты используются для указания числа микросекунд для PSDU.

Схема модуляции. В сервисе со скоростью передачи данных 1 Мбит/с используется модуляция DBPSK, в сервисе со скоростью передачи данных 2 Мбит/с используется DQPSK, а в сервисах со скоростью передачи данных 5,5/11 Мбит/с используется модуляция ССК. Вначале будут рассмотрены сервисы со скоростью передачи данных 1 и 2 Мбит/с (см. рис. 1.27 и 1.28). Поскольку эта система DSSS (система расширения спектра с применением кода прямой последовательности) имеет скорость передачи элементов сигнала 11 млн соед./с, нам необходимо рассмотреть последовательность псевдослучайного кода, которая в этом случае является последовательностью Баркера и выражается следующим образом:

$$\{+1, -1, +1, +1, -1, +1, +1, +1, -1, -1, -1\}. \tag{1.8}$$

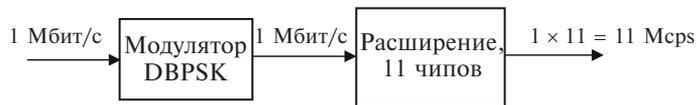


Рис. 1.27. Структурная схема передачи DBPSK 1 Мбит/с: DBPSK — дифференциальное двоичное переключение фазы

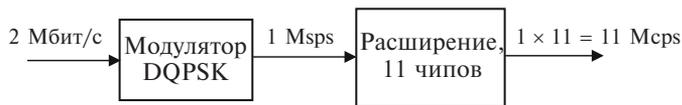


Рис. 1.28. Структурная схема передачи DQPSK 2 Мбит/с: DQPSK — дифференциальное четвертичное переключение фазы

Здесь каждый символ (или бит) DQPSK (или DBPSK) расширяется посредством данной 11-чиповой последовательности, приведенной в уравнении (1.8).

Таблица состояний фазы кодирования DBPSK		Таблица состояний фазы кодирования DQPSK	
Вход	Выход	Вход	Выход
0	0	00	0
1	π	01	$\pi/2$
		11	π
		10	$-\pi/2$

Для сервисов более высокой скорости передачи данных используется модуляция ССК. Каждый символ расширяется на 8 чипов, которые представляют собой комплексные числа. Скорость передачи данных 5,5 Мбит/с группирует 4 бита для передачи на один символ. Код расширения ССК выводится следующим образом (8 чипов в виде комплексных чисел):

$$\{e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_4)}, -e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)}, e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}, e^{j(\varphi_1 + \varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)}, e^{j\varphi_1}\}. \quad (1.9)$$

Здесь мы берем входной поток данных 5,5 Мбит/с и группируем входящие биты в группы по 4 бита. Эти 4 бита используются для определения значений фаз, используемых в псевдослучайных кодах, описанных выше. Таким образом, каждая группа из 4 битов приводит к различным комплексным значениям псевдослучайного кода, указанного выше. Структурная схема показана на рис. 1.29.

Наконец, скорость передачи данных 11 Мбит/с осуществляется путем группирования 8 битов вместе для передачи символа (см. рис. 1.30). С помощью уравнения (1.9) для генерирования последовательности псевдослучайных кодов с комплексными значениями, но с учетом других правил кодирования мы просто группируем входящие биты в группы из 8 битов и используем эти 8 битов для расчета последовательности чипов (элементарных сигналов) ССК длиной 8.

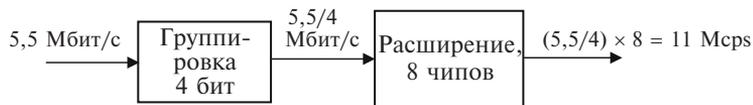


Рис. 1.29. Структурная схема передачи ССК 5,5 Мбит/с

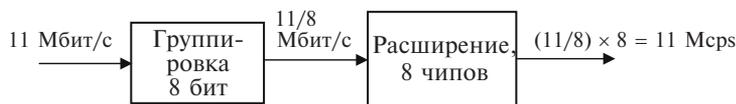


Рис. 1.30. Структурная схема передачи ССК 11 Мбит/с

Возможные скорости передачи данных системы наряду с их параметрами модуляции кодирования приведены в табл. 1.9. Формат кадра PPDU приведен на рис. 1.33.

Таблица 1.9. Обзор параметров модуляции и кодирования

Скорость передачи данных (Мбит/с)	Модуляция	Скорость кодирования	Кодированных битов на поднесущую частоту
6	BPSK	1/2	1
9	BPSK	3/4	1
12	QPSK	1/2	2
18	QPSK	3/4	2
24	16-QAM	1/2	4
36	16-QAM	3/4	4
48	64-QAM	2/3	6
54	64-QAM	3/4	6

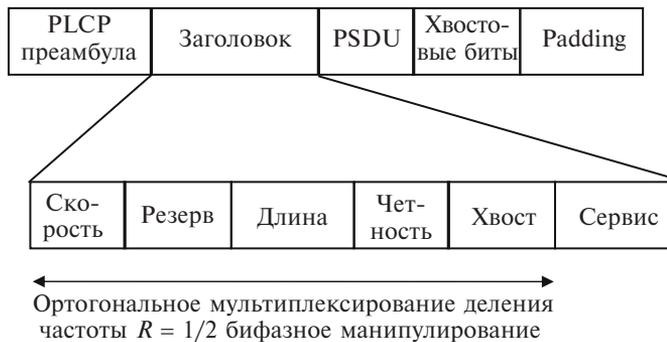


Рис. 1.33. Формат кадра OFDM PPDU: PLCP — преамбула схождения физического слоя; PSDU — модули данных сервиса физического слоя; Padding — заполнение свободного поля кодовой последовательности пробелами

Поля битов имеют следующее описание.

Преамбула PLCP может быть использована для следующих функций обработки сигнала: сходимости AGC (автоматического управления усилением), выбора разнообразия, сбора временных частотных данных, оценки канала и т.д. Преамбула состоит из 10 повторов короткой обучающей последовательности, за которой следует 2 повтора длинной обучающей последовательности, где короткий символ состоит из 12 поднесущих частот и длинный символ состоит из 53 поднесущих частот. Преамбула PLCP модулируется по BPSK OFDM при 6 Мбит/с и длине 16 μ s.

Скорость 4 бита используется для указания скорости передачи данных, приведенных в табл. 1.9.

Длина 12 битов указывает количество октет в PSDU, которые MAC (управление доступом к среде передачи данных) в настоящее время просит передать.

Эта система работает в интервале каналов 5 МГц с доступом по частоте передачи менее ± 20 импульсов в минуту.

IEEE802.11g. Таким образом, система WLAN предусматривает дополнительные расширения скорости передачи данных в полосу частот 2,4 ГГц. Поддерживаемые скорости передачи данных: 1,0; 2,0; 5,5, 11,0; 6,0; 9,0; 12,0; 18,0; 24,0; 36,0; 48 и 54 Мбит/с, при этом обязательными для поддержания являются скорости 1,0; 2,0; 5,5; 11,0; 6,0; 9,0; 12 и 24 Мбит/с.

Здесь поддерживаются несколько рабочих режимов:

- а) на базе DSSS/CCK;
- б) на базе OFDM;
- в) DSSS-OFDM (факультативная система) — это гибридная схема модуляции, комбинирующая преамбулу DSSS и заголовков с данными, включенными в ячейку или пакет OFDM.

Рассмотрение OFDM продолжено в последующих главах.

1.2.6. Интегрированная цифровая расширенная сеть (iDEN)

«Моторола» внедрила фирменный протокол воздушного интерфейса наземного мобильного радио, который называется «Интегрированная базовая система „Моторолы“» (MIRS) [30, 31]. Эта система основывается на TDMA (множественный доступ с временным разделением каналов) с использованием метода TDD (дуплексная передача с разделением по времени) для связи по обратному каналу и прямому каналу при работе с интервалом каналов, равным 25 кГц. Эта система была предложена приблизительно в то же время, когда предлагались и использовались сотовые стандарты TDMA NADC и GSM (глобальная система мобильных коммуникаций). Хорошо известно, как сочетание увеличения скорости передачи битов в секунду и частотной избирательности канала приводит к ограничению скорости передаваемых битов, сохраняя на низком уровне сложность реализации. Здесь мы имеем в виду, что по мере увеличения частотно-избирательного замирания (FSF) величина присутствующих межсимвольных помех (ISI) возрастает (сохраняя постоянным время символа), создавая тем самым порог вероятности битовой ошибки.

Учитывая это, в рамках iDEN была внедрена многоканальная (несущая) схема модуляции 16-QAM для борьбы с каналом быстрого частотно-избирательного замирания (FSF), который широко встречается на практике. Позднее это было названо «M16-QAM» или «Моторола 16-QAM».

Некоторые физические аспекты протокола эфирного интерфейса заключаются в следующем: длина временного сегмента 15 мс, благодаря чему создается длина кадра 90 мс, исходя из 6 абонентов на несущую. M16-QAM был выбран для получения 64 кбит/с в канале 25 кГц. Имеется 4 поднесущие частоты, при этом каждая из них несет 16 бит информации в секунду. Струк-

турная схема передатчика M16-QAM показана на рис. 1.34 с 4 поднесущими частотами.

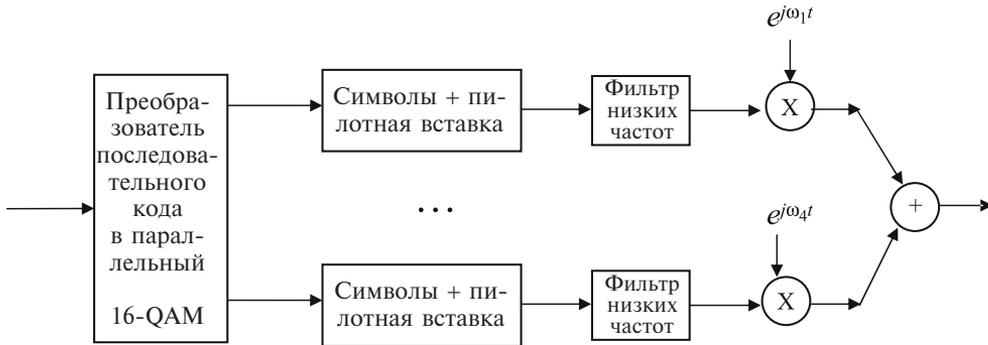


Рис. 1.34. Структурная схема передатчика M16-QAM с использованием 4 поднесущих частот: 16-QAM

Скорость данных на каждой поднесущей частоте уменьшена на 4 по сравнению с более обычной модуляцией 16-QAM с одной несущей частотой. Отсюда, исходя из того, что условия каналов (т.е. разница задержки корня среднеквадратичного) остаются одними и теми же, относительно каждой поднесущей частоты канал ведет себя с большей плоскостностью частоты, уменьшая тем самым потребность в корректоре (или, по крайней мере, в его сложности). Фактически при вышеуказанной структурной схеме из 4 поднесущих максимальная разница задержки, равная приблизительно 10 мкс, может быть удовлетворена без потребности в сложном корректоре.

Теперь обратим свое внимание на приемник. Каждый подканал имеет слова синхронизации и пилотные символы, вставленные в поток символов 16-QAM. Исходя из того, что каждый подканал встретит канал замирания плоской частоты, пилотные символы могут использоваться для оценки канала, используемого для когерентного детектирования. Оценка канала между пилотными группами может производиться посредством приемов интерполяции.

На стороне приемника существует несколько вариантов выбора. Во-первых, мы можем просто демодулировать каждую поднесущую частоту независимо и комбинировать все подканалы для создания совокупной скорости символов, передаваемых либо вокодеру, либо мультимедийному устройству. Во-вторых, мы можем совместно демодулировать все подканалы через использование различных имеющихся приемов обработки сигнала антенной решетки.

Скорость битов беспроводного канала составляет 64 кбит/с, где частотный канал был разделен на 6 временных сегментов и где каждый временной сегмент является радиоканалом. Сигнал радиочастоты iDEN состоял из 4 поднесущих частот, чьи центральные частоты разделяются интервалом 4,5 кГц друг от друга. Графическое изображение наложения модуляции на каждую поднесущую частоту приведено на рис. 1.35.

Каждая поднесущая частота имеет 16 кбит/с, а результирующий сигнал создает совокупную скорость данных 64 кбит/с.

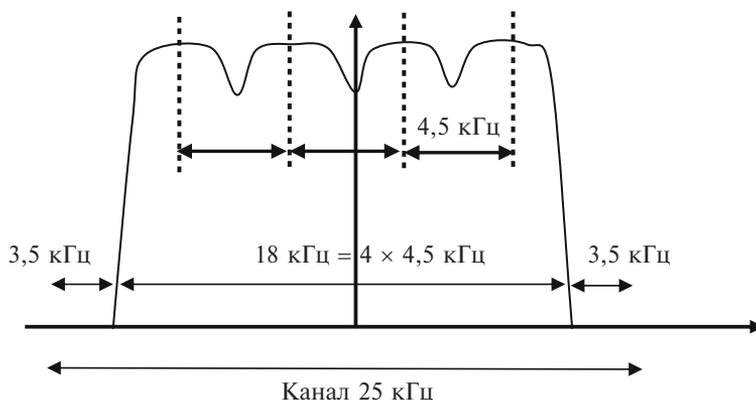


Рис. 1.35. Ширина полосы радиочастоты передачи с указанием интервала поднесущей частоты

1.2.7. Персональная сеть по технологии беспроводного обмена данными между разнообразными устройствами Bluetooth (BT)

Bluetooth — это радиотехнология низкой мощности и короткого диапазона, которая первоначально предназначалась для использования в таких устройствах, как, например, наушники мобильного телефона, периферийные устройства компьютера и отказ кабеля. Благодаря короткодиапазонному аспекту этой системы она представляет собой персональную сеть (PAN) [32, 33].

Bluetooth работает в промышленной, научной и медицинской полосе 2,4 ГГц (ISM). Интервал между каналами 1 МГц, при этом каждый канал имеет скорость данных, равную по крайней мере 1 Мбит/с. В системе используется TDMA (множественный доступ с временным разделением каналов) со связью TDD (дуплексная передача с разделением по времени).

Пакеты голоса и данных передаются между устройствами Bluetooth. После каждой передачи устройство перепрыгивает на другой частотный канал; это называется FHSS (расширение спектра скачкообразной сменой частоты). Эта скачкообразная схема применяется к 79 каналам. Поскольку частотная полоса будет создавать различную степень помех, некоторые каналы могут быть исключены из скачкообразной последовательности, придавая дополнительную силу помехам. Это позволяет производителям устройств по технологии Bluetooth разрабатывать креативные критерии частотной скачкообразности для обеспечения дифференциации продукции. Скорость скачков составляет 1600 скачков/с.

Устройство Bluetooth, в сущности, может работать в двух режимах: ведущем (хозяин) и ведомом (слуга). Устройство-хозяин управляет схемой частотной скачкообразности, контролирует, какие другие устройства получают разрешение на передачу, и обеспечивает информацию синхронизации. Группа устройств, работающих таким образом, включает так называемую пикосеть. Для видов применения данных устройствам-слугам разрешается только передавать в ответ на передачу устройства-хозяина. В голосовых видах применения

устройствам-слугам разрешается вести передачу только в ответ на передачу устройства-хозяина. В голосовых видах применения устройства-слуги ведут передачу периодически в своих выделенных временных сегментах.

Bluetooth первоначально был развернут с комплектацией версии 1.0 и вел передачу с базовой скоростью данных 1 Мбит/с. Позднее он был усилен и обеспечивал 2 и 3 Мбит/с с помощью модернизаций увеличенной скорости передачи данных (EDR) [34].

Каналы физического слоя формируются только между устройствами-хозяевами и устройствами-слугами в пикосети. Каждое устройство Bluetooth имеет адрес, который используется для идентификации и имеет длину 48 битов.

Мы уже обсуждали сценарий пикосети выше; однако имеют место случаи, когда устройство Bluetooth участвует в двух или более пикосетях; теперь это называется рассеянной сетью. Каждая пикосеть имеет свою уникальную псевдослучайную скачкообразную схему. Частотный канал разделяется по времени на временные сегменты. Каждый временной сегмент соответствует скачкообразной радиочастоте.

Базовая характеристика скорости реализуется посредством использования 2-уровневого GFSK (гауссовская частотная манипуляция) с передачей битов $BT = 0,5$. Индекс модуляции находится в пределах от 0,28 до 0,35. Скорость данных составляет 1 Мбит/с, что позволяет нам рассчитать дисперсию межпиковой частоты ($2f_d$) следующим образом:

$$0,28 \leq \frac{2f_d}{1 \text{ Мбит/с}} \leq 0,35, \quad (1.10)$$

$$140 \text{ кГц} \leq f_d \leq 175 \text{ кГц}. \quad (1.11)$$

Как говорилось выше, для того чтобы увеличить емкость системы, была внедрена EDR. Концепция здесь заключается в том, что схема модуляции изменяется внутри пакета. То есть код доступа и заголовок пакета передаются по 1 Мбит/с с помощью базовой скорости GFSK, при этом полезная информация (пакетное наполнение) передается с помощью схем модуляции EDR.

Скорость данных 2 Мбит/с реализуется с помощью схемы модуляции 8-DPSK (относительная фазовая манипуляция). Для случая EDR фильтр низких частот теперь — это фильтр SRC (преобразование частоты дискретизации) с коэффициентами сглаживания $\alpha = 0,4$ и выражается следующим образом:

$$h(f) = \begin{cases} 1 & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 - \sin\left(\frac{\pi(2fT-1)}{2\alpha}\right) \right]} & \frac{1-\alpha}{2T} \leq f \leq \frac{1+\alpha}{2T}, \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (1.12)$$

где T — период символа, равный 1 μ с.

Кодирование дифференциальной фазы осуществляется и определяется следующим образом (с помощью k как временного индекса):

$$S_k = S_{k-1} e^{j\phi_k}, \quad (1.13)$$

где S_k — символ, который подлежит передаче в настоящее время, S_{k-1} — ранее переданный символ, а $e^{j\phi_k}$ — текущее изменение фазы. Также, поскольку первоначальная фаза является произвольной,

$$S_0 = e^{j\phi}, \quad \phi \in (0, 2\pi). \tag{1.14}$$

Схема модуляции $\pi/4$ -DQPSK (относительная квадратурная фазовая модуляция) генерируется так, как показано на рис. 1.36.

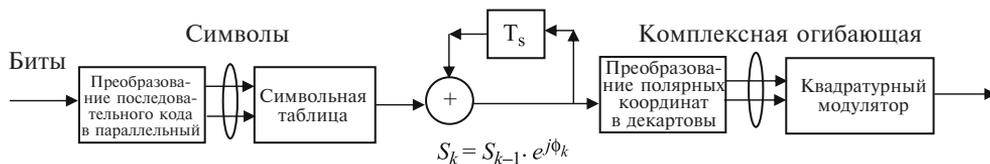


Рис. 1.36. Структурная схема передатчика модуляции $\pi/4$ -DQPSK

Первоначально допустимое смещение частоты составляет ± 75 кГц, которое затем уменьшается до ± 10 кГц перед приемом заголовка пакета. Bluetooth обеспечивает межточечные соединения и соединения точкой и многими точками. В пиконете активными могут быть до семи устройств-слуг.

Формат пакета базовой скорости показан на рис. 1.37. Продолжительность кода доступа составляет 68—72 бита. Заголовок состоит из 54 битов, а информационное наполнение может по длительности находиться в пределах от 0 до 2745.

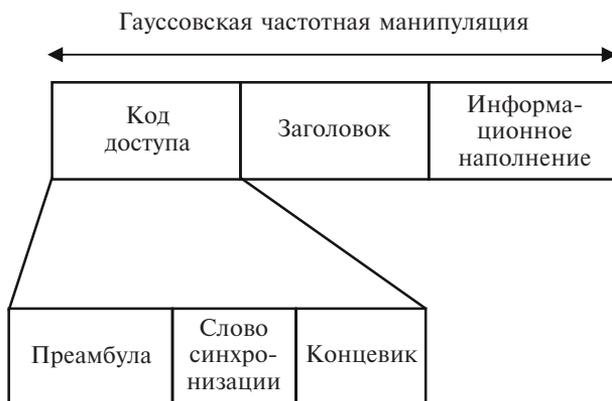


Рис. 1.37. Формат пакета базовой скорости

Структура пакета EDR показана на рис. 1.38. CRC (контрольная сумма) используется для установления целостности принятого пакета, информационное наполнение — для передачи данных пользователя, заголовок информационного наполнения — в качестве логического идентификатора канала и раскрытия длины пакета, заголовок пакета — для определения, является ли пакет адресом устройства Bluetooth, а код доступа канала — для идентификации связи на конкретном канале.

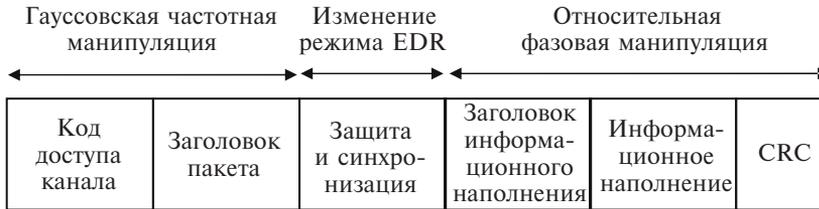


Рис. 1.38. Формат пакета увеличенной скорости данных (EDR)

Временной сегмент имеет длительность 625 μ s. Временные сегменты пронумерованы, а пакеты совмещаются с началом временного сегмента. Пакеты могут длиться до 1, 3 или 5 временных сегментов. Устройство-хозяин ведет передачу на временных сегментах с четными номерами, а устройство-слуга ведет передачу по временному сегменту с нечетным номером. Информационное наполнение пакета позволяет отправлять как данные, так и голос. Как говорилось выше, размер информационного наполнения может изменяться, при этом максимальная длина определяется минимальным временем переключения между Tx и Rx, которое задается равным 200 μ s. Устройства поэтому демодулируются (625 – 200 = 425 μ s временного сегмента до переключения на другую частоту для следующего временного сегмента).

Что касается защиты пакета или исправления ошибок, в Bluetooth для этой цели определено три механизма:

- 1) код 1/3 скорости, где каждый бит повторяется 3 раза;
- 2) код 2/3 скорости, где используется код кадра Хэмминга (15, 10);
- 3) схема запроса автоматического повторения (ARQ), где для повторной передачи в случае отказа CRC используются пакеты данных с защитой CRC.

1.2.8. Пейджинг «Флекс»

«Флекс» — это торговая марка «Моторолы», которая означает «гибкий широкозонный синхронный пейджинговый протокол» [35]. Пейджинговый протокол предназначался для того, чтобы значительно увеличить емкость и надежность отправки сообщений по сравнению с другими пейджинговыми протоколами, в частности такими, как консультативная группа по стандартизации почтового кода (POCSAG). Увеличение емкости достигается за счет увеличения скорости данных с 1200/2400 до 6400 бит/с. Улучшение надежности отправки сообщений достигается улучшенным синхронным протоколом, а также приемами исправления ошибок против замирания вследствие многолучевого распространения и одновременной передачи передатчика. Более того, достигается улучшение срока службы батареи посредством методов протокола, в частности благодаря синхронному механизму, находящемуся в TDM (мультиплексная передача с временным разделением каналов). «Флекс» — это односторонний пейджинговый протокол, а «Ре-Флекс» — это двухсторонний пейджинговый протокол.

Пейджинговый протокол «Флекс» имеет передатчики базовых станций, которые синхронизируются посредством GPS (глобальная система позиционирования). Структура кадра «Флекс» физического слоя приведена на рис. 1.39.

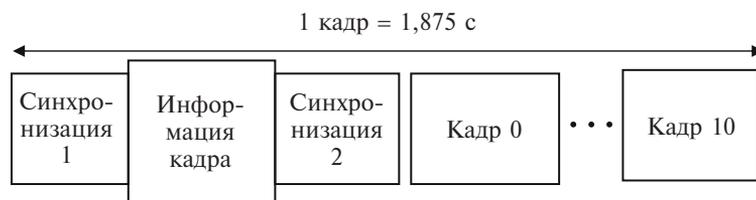


Рис. 1.39. Структура кадра протокола «Флекс»

На этом рисунке мы видим, что кадр имеет временную продолжительность, равную 1,875 с. Кадры нумеруются по модулю 128, т.е. от 0 до 127, где 128 кадров вместе называются циклом и имеют временную продолжительность равную 4 мин. Существует 15 циклов «Флекс», которые повторяются каждый час и синхронизированы с началом часа GPS. Циклы пронумерованы от 0 до 14.

Синхронизация 1 используется для синхронизации времени и частоты. Информация кадра используется для идентификации номера кадра и номера цикла «Флекс». Синхронизация 2 показывает скорость данных, используемую в части отправки сообщений (1600, 3200 или 6400 бит/с). Используемая схема модуляции — FSK (кодирование с частотным сдвигом, частотная манипуляция) (2-го и 4-го уровня).

Пиковые ошибки, вызванные замиранием вследствие многолучевого распространения, компенсируются или минимизируются посредством использования кода кадра исправления ошибок BCH (32, 21)¹ наряду с перемежителем, который может противостоять определенной длине очереди ошибок. Также несколько базовых пейджинговых станций обычно передают страницу одновременно широкой зоне; эти страницы или формы сигнала прибывают на пейджер с различными временными задержками распространения. Это явление аналогично разнице задержки или FSF. По мере увеличения времени символа дифференциальная временная задержка распространения будет состоять из меньшей части всего символа и таким образом вызывать меньшее ухудшение вероятности битовой ошибки. Соответствующее развертывание базовой станции уменьшит дифференциальные временные задержки распространения и улучшит пейджинговое покрытие и эффективность системы. Это особенно заметно при переходе от 2-го уровня к 4-му уровню FSK (кодирование с частотным сдвигом, частотная манипуляция). Четыре возможных отклонения частоты для схем модуляции FSK приведены в следующем виде:

$$\begin{aligned} f_{d1} &= \pm 1600 \text{ Гц}, \\ f_{d2} &= \pm 4800 \text{ Гц}. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Модулятор FSK 2-го уровня упрощен и может быть изображен так, как показано на рис. 1.40. Здесь входные биты отображаются к биполярному сигналу, затем пропускаются по фильтру низких частот для уменьшения эмиссий за пределами полосы и отправляются на генератор управления напряжения (VCO) для дисперсии частоты относительно номинальной несущей частоты. Сигнал, поступающий в VCO, является двоичным сигналом.

¹BCH — Боуз—Чоудхури—Хоквингем.



Рис. 1.40. Структурная схема передачи модуляции FSK двух уровней: VCO — генератор управления напряжением

Аналогичным образом 4-уровневый модулятор FSK упрощается и может быть изображен так, как показано на рис. 1.41. Здесь мы добавили группирование 2 бит для создания символа. Эта функция распространяется на кадры преобразования последовательного кода в параллельный и кадры отображения. На этот раз сигнал, входящий в VCO, — это 4-уровневый сигнал.

В табл. 1.10 мы приводим обобщенную информацию о некоторых рассмотренных выше беспроводных системах.

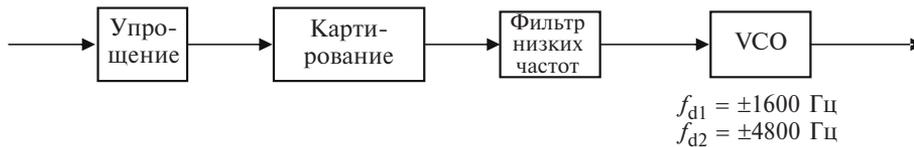


Рис. 1.41. Структурная схема передачи модуляции FSK четырех уровней

Таблица 1.10. Справочная таблица некоторых цифровых сотовых систем

Проектный параметр	IS-136	GSM	IS-95	CDMA2000	WCDMA
Дуплекс	FDD ¹	FDD	FDD	FDD	FDD
Схема модуляции	$\pi/4$ -DQPSK	GMSK	QPSK OQPSK	QPSK HPSK	QPSK HPSK
Размер кадра	20 мс	4,615 мс	10 мс	10 мс	10 мс
FEC ²	Сверточный	Сверточный	Сверточный	Сверточный + турбо	Сверточный + турбо
Скорости данных	48,6 кбит/с	270,8 кбит/с	14,4 кбит/с	3 Мбит/с	2 Мбит/с
Метод детектирования	CD/DD	CD	CD/NC	CD	CD
Ослабление многолучевого распространения	Корректор (эквалайзер)	Корректор (эквалайзер)	RAKE + PC	RAKE + PC	RAKE + PC
Коды скремблирования	Отсутствуют	Отсутствуют	Последовательность-m	Последовательность-m	Код Голда
Коды канализации	Отсутствуют	Отсутствуют	Уолш	Уолш	OVSF ³
Спектральная эффективность	$48,6\text{К}/30\text{К} = 1,62$	$270,8\text{К}/200\text{К} = 1,354$	$14,4/1,25\text{К} = 0,0116$	$3\text{М}/2,5\text{М} = 1,2$	$2\text{М}/5\text{М} = 0,4$

¹ FDD — дуплекс с частотным интервалом каналов; ² FEC — упреждающая коррекция ошибок; ³ OVSF — ортогональные переменные коэффициенты расширения.

1.3. Причины конвергенции беспроводных сервисов

Мы должны прежде всего сказать, что проведена и продолжает проводиться огромная работа по стандартам, которую, в сущности, можно подразделить на две области. Первая область ставит своей целью сохранить действие определенных стандартов, которые уже успешно развернуты и введены в действие, но оказались недостаточными для того, чтобы обеспечивать и удовлетворять возрастающую потребность в емкости и сервисах наряду со скоростями данных абонента, необходимыми для поддержания этих сервисов/видов применения.

Вторая область ставит своей целью создание новых стандартов (хотя некоторые из них создаются на основе существующих стандартов), которые призваны удовлетворить ожидаемый мировой рост емкости, а также обеспечить увеличение скорости данных, необходимое для мультимедийных сервисов. Это также можно называть эволюцией.

В результате существования этих областей мы становимся свидетелями распространения стандартов, имеющихся в распоряжении производителей терминалов и инфраструктуры. На рис. 1.42 показан эволюционный путь определенных стандартов, который подтверждает наши предположения. Аналогичные наблюдения могут быть также сделаны по таким областям, как WLAN (беспроводная локальная сеть) и WPAN (беспроводная персональная сеть). Направление развития показано как функция времени по мере нашего перемещения слева направо по странице. С течением времени и благодаря прогрессу технологии мы можем отмечать для себя состояние электронных устройств для массового потребления [36].

Конечный потребитель предпочел бы иметь при себе одно устройство, а не множество устройств. Прилагаются огромные усилия, направленные на то, чтобы сконструировать не только устройства, но также и сеть для поддержания конвергенции всех этих функций. Производитель какой-то конструкции может сегментировать проблему на более мелкие проблемы, интегрируя функции по мере требований времени и рынка (см. рис. 1.43). Это также создает несколько препятствий для провайдеров сервисов, поскольку у них должен быть контент и виды применения (приложения) для обеспечения удовлетворенности потребителя.

1.3.1. Маркетинговый обзор

В предыдущем подразделе мы представили путь развития сотовых стандартов. Аналогичные пути существуют для персональной сети (PAN), а также беспроводной локальной сети (WLAN). Они также увеличивают скорости данных и пропускную способность, не говоря уже об улучшении качества сервиса (QoS), а также об определенном увеличении мобильности. Если мы просто сосредоточимся на скорости данных/пропускной способности, приведем для сравнения рис. 1.44.

Наблюдения, которые можно сделать на основе вышесказанного, заключаются в том, что системы PAN и WLAN растут вверх и вправо (в область большего охвата или увеличения мобильности), в то время как сотовые сис-

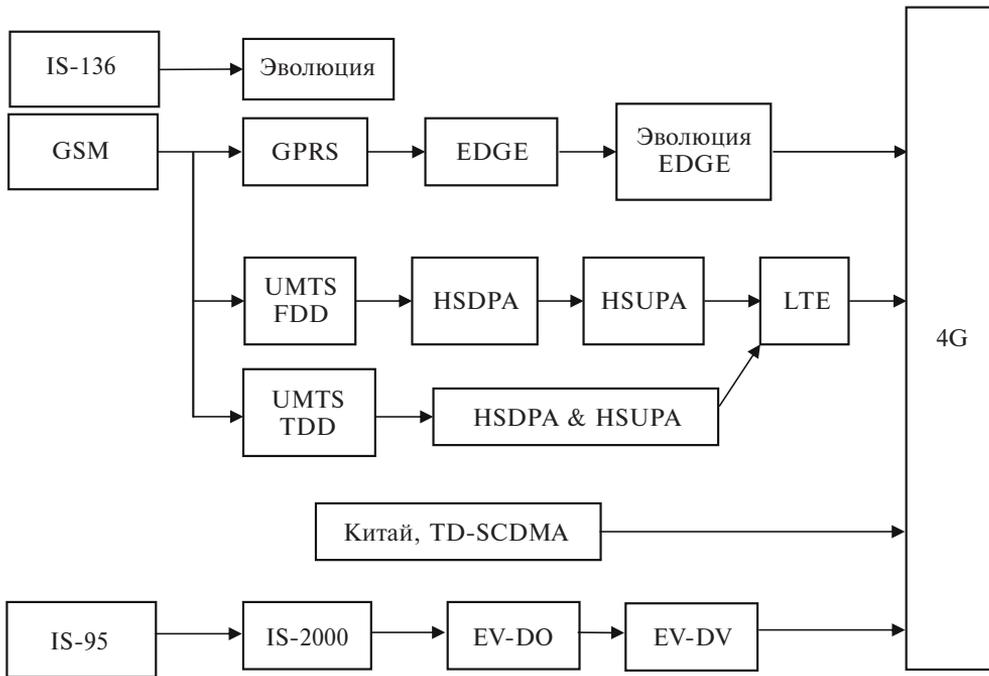


Рис. 1.42. Эволюционный путь некоторых беспроводных стандартов: IS-136, IS-95, IS-2000 — международные стандарты; GSM — глобальная система мобильных коммуникаций; GPRS — система пакетной радиосвязи общего пользования; EDGE — развитие стандарта GSM с увеличенной скоростью передачи данных; UMTS FDD — универсальная система мобильной связи, дуплекс с частотным интервалом каналов; HSDPA — технология высокоскоростной мобильной передачи данных; HSUPA — технология высокоскоростной пакетной передачи данных в направлении «от абонента»; LTE — долговременный процесс эволюционного развития систем связи; UMTS TDD — универсальная система мобильной связи, дуплексная связь с временным разделением; TD-SCDMA — множественный доступ с синхронным разделением по времени и коду; EV-DO — эволюционировавшая оптимизированная передача данных; EV-DV — эволюционировавшая оптимизированная передача голоса и данных

темы растут прямо вверх. Стоит упомянуть, что, поскольку сотовые системы связаны со средами, находящимися под крышей и внутри помещений, а также высокоскоростными средами транспортных средств, фактический уклон графика скоростей данных сотовой пропускной способности будет стремиться к отрицательным значениям. Уклон имеет отношение к поддержанию мобильности.

В этой связи могут иметь место несколько сценариев; давайте рассмотрим два таких сценария. Первый заключается в том, что WLAN + PAN будут продолжать расти с большей скоростью по сравнению с WAN. В этом случае WLAN + PAN обеспечивают решения, сотовые системы обеспечивают другое



Рис. 1.43. Сближение сервисов

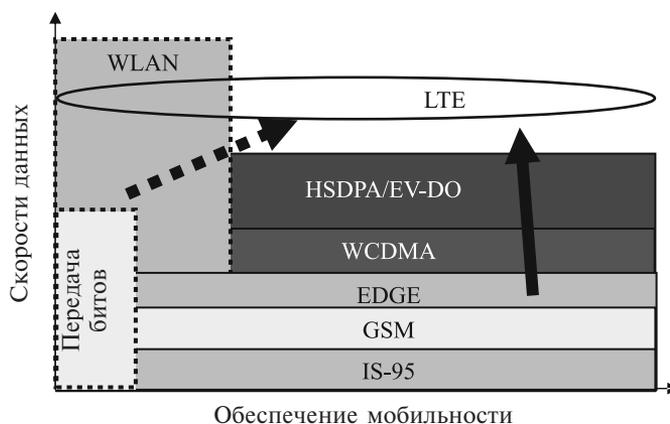


Рис. 1.44. Общий обзор тенденций в области беспроводных систем: WLAN — беспроводная локальная сеть; LTE — долговременный процесс эволюционного развития систем связи; HSDPA/EV-DO — технология высокоскоростной мобильной передачи данных/эволюционировавшая оптимизированная передача данных; WCDMA — широкополосный CDMA; EDGE — развитие стандарта GSM с увеличенной скоростью передачи данных; GSM — глобальная система мобильных коммуникаций; IS-95 — международный стандарт-95

решение, а сближение продолжается, пока существуют значительные преимущества одного метода по сравнению с другим.

Второй сценарий заключается в том, что WAN (сеть беспроводного доступа) в значительной степени приближается к пропускной способности WLAN + PAN (беспроводная локальная сеть + персональная сеть). В этом случае WLAN + PAN должны по крайней мере выигрывать в графике затрат. WAN столкнется с проблемами роста в сохранении мобильности при значи-

тельном увеличении скоростей данных пользователя. Мы можем и далее развивать данную концепцию и прийти к пониманию того, что существует необходимость в сервисах PAN, WLAN и WAN, и отсюда создание устройств, в которых эти конвергированные сервисы соединены в одну платформу, является весьма желательным. Интеграция данных технологий в терминал представляет собой сложную задачу. Давайте посмотрим упрощенную структурную схему аппарата на рис. 1.45, где мы подчеркиваем фактическое месторасположение вышеуказанных сервисов внутри аппарата (см. рис. 1.46).

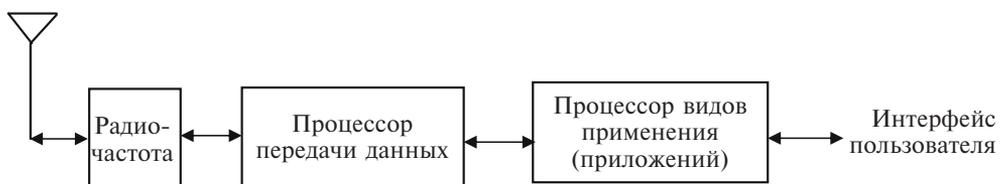


Рис. 1.45. Упрощенная функциональная обзорная схема аппарата

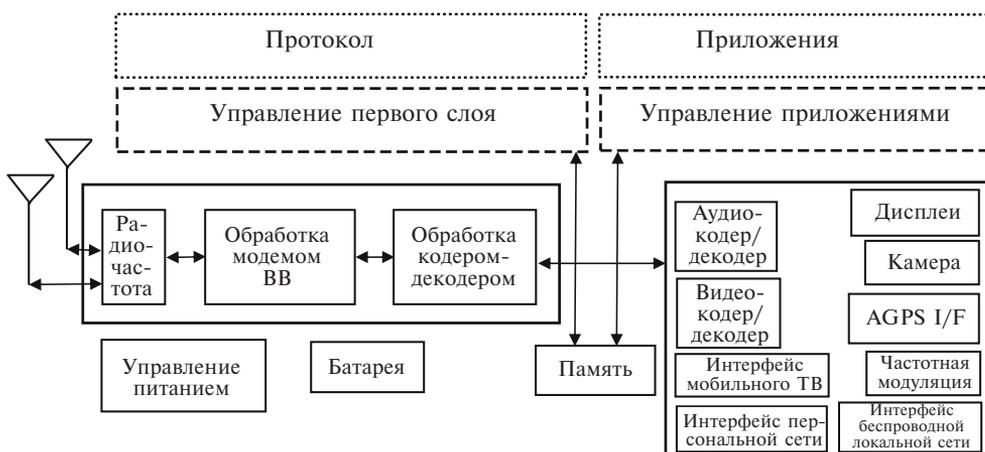


Рис. 1.46. Функциональное разделение между средствами связи и приложениями: AGPS I/F — интерфейс технологии, ускоряющей «холодный старт» GPS-приемника

Как вы можете видеть на рис. 1.46, сервисы WLAN + PAN находятся со стороны видов применения (приложений) аппарата с возможным подключением к дополнительному или «добавляемому» устройству. Критической конструкторской проблемой является одновременная работа всех/некоторых из этих технологий. Теперь с появлением и внедрением технологии связи IP (интернет-протокола), в частности VoIP (протокол передачи голоса/речи через Интернет), основное направление данного разделения (компоновки) может измениться.

1.3.2. Знакомство с программно-определяемой радиосистемой (SDR)

Существует множество причин и преимуществ создания платформы SDR [37]. Мы воспользуемся этим в качестве демонстрационного средства для обеспечения многорежимного приемника для целей конвергенции.

Причин, почему компоненты WLAN (беспроводной локальной сети) и WPAN (беспроводной персональной сети) находятся на стороне приложений устройства связи, несколько. Вначале эти технологии (WLAN, BT, GPS, UWB и т.д.) существуют главным образом в качестве одночипового решения, отделяя, таким образом, данную интеллектуальную собственность от WAN, но в то же время позволяя рассматривать эти решения в качестве «добавляемых» к PDA (персональному электронному помощнику) или сообществу портативных компьютеров. Другая причина, если говорить с точки зрения истории, — это то, что производители интегральных схем устройств WAN, LWAN и PAN были разными. Существует очень небольшое число случаев, когда один и тот же производитель успешно обеспечивал бы все вышеупомянутые решения. Однако картина менялась и продолжает меняться с течением времени, появлением сервисов, расширением возможностей и повышением требований.

В своем простейшем виде SDR относится к наличию возможности переконфигурировать терминал (т.е. ручной аппарат) посредством программного обеспечения. Более конкретно программное обеспечение должно также охватывать пакет протоколов плюс приложения. Более того, мы должны сказать, что будет иметь место некоторая функциональность (по крайней мере первоначально) в специализированном аппаратном обеспечении с дорожной картой, впоследствии подлежащем переконфигурации. В простейшем виде SDR предполагает способность изменения свойства терминала (или устройства) путем скачивания или изменения программного обеспечения, являющегося резидентом устройства. Это требует не только контроля радиочастоты, но также обработки сигнала на нулевой частоте, что включает уровень 1, а также более высокие уровни.

Наиболее вероятным способом создания терминала SDR является начало с верха пакета протоколов и движение в направлении вниз. Как только вы приблизитесь к физическому слою, вы, в сущности, будете работать при операционной системе реального времени (RTOS) или ниже, поэтому следует проявлять осторожность при рассмотрении различных реализаций. Существует несколько опубликованных анализов необходимых операций обработки сигналов в миллионах операций в секунду; эти данные приводятся в табл. 1.11 [38].

Таблица 1.11. Обработка сигналов. Оценка сложности

Сотовая система	Сложность обработки
GSM	100 млн операций в секунду
IS-95	500 млн операций в секунду
WCDMA	5000 млн операций в секунду

Как показывают эти анализы сложности, наличие программируемого устройства самого по себе может не быть наилучшим решением при рассмотрении последствий для стоимости устройства, размера, а также потребляемой мощности [39–41].

Первоначально это может означать, что в той степени, в которой это касается физического слоя, мы можем использовать либо подход многорежимного приемника, либо переконфигурируемый прогноз (это может также принимать вид акселератора/сопроцессора и т.д.). Данная переконфигурируемость может быть далее разделена на две части: наличие полной переконфигурируемости в том же смысле, что и FPGA (программируемая пользователем вентиляционная матрица), или наличие частичной переконфигурируемости. Здесь мы выбираем пространство или векторное подпространство, если хотите, и создаем функции в этом пространстве, которые являются переконфигурируемыми. Например, можно создать двигатель расширенного спектра, которым можно манипулировать и который можно конфигурировать для выполнения широкого разнообразия только стандартом расширенного спектра. Отсюда, если вы стремитесь к стандарту TDMA, тогда вы либо перейдете к точечному решению, либо создадите другой двигатель векторного пространства, нацеленный на математические операции, которые, как правило, выполняются в системах TDMA.

Преимущества SDR:

- конечный пользователь получит более персонализированные и гибкие услуги. Это позволит предпринять согласованные усилия для упрощения международного роуминга;
- для провайдеров сервиса SDR предоставляется возможность оказания персонализированных, более дифференциальных услуг с лучшей эффективностью. Все услуги будут предлагаться в надежде на увеличение доходов провайдеров;
- производители обменивают свои устройства с многоточечным решением на одну платформу (в идеале), которая позволит сэкономить площадь и обеспечит более продолжительный срок службы продукции. Более того, можно вести совместные разработки таких устройств.

Продолжая двигаться в таком направлении, мы должны упомянуть концепцию когнитивного радио [42]. В данном случае устройство не только обладает возможностью изменять свои свойства посредством изменения программного обеспечения, оно может почувствовать имеющийся спектр и затем принять решение, какая полоса является лучшей для работы, а также какой технологией пользоваться. В настоящее время ручные аппараты сконструированы с учетом секций радиочастоты двойной, а также четверичной полосы. По мере предоставления большего количества полос эти количества будут увеличиваться. Если предполагаемая зона не включена в ручной аппарат, сконструированный в настоящее время, тогда секция радиочастоты ручного аппарата будет переконструирована, с тем чтобы учесть изменение частотной полосы. На первый взгляд мы видим необходимость в таком радио в области военной связи. Когда войска развернуты, чаще всего частотные полосы являются разными, а также присутствуют возможные помехи. Данное

когнитивное радио, по сути, будет сканировать частотные полосы, для того чтобы выделить безопасные и надежные частотные полосы и затем использовать их для связи. Можно рассмотреть потенциал различных стандартизированных эфирных комплектаций, поскольку данное рассмотрение первоначально было посвящено программно-определяемому радио. Или когнитивное радио может использовать новый и неинтрузивный эфирный интерфейс. Существует множество вопросов и возможностей, которые потребуют внимания научно-исследовательских кругов, для того чтобы найти ответы на них. Другой вид применения — сфера быстрого реагирования (т.е. экстренная медицинская помощь, безопасность и т.д.). В этом случае терминалы будут сканировать другие частоты и выбирать другую RAT (технологии радиодоступа) для использования, благодаря которой можно обеспечить максимальную надежность связи.

1.3.3. Архитектура переконфигурируемого модема

В данном подразделе мы обратимся к вопросу переконфигурируемых архитектур с точки зрения их использования вместо или совместно с подходом, предусматривающим применение SDR, который обсуждался выше. Если мы еще раз обратимся к упрощенной структурной схеме терминала, которая была показана ранее, мы сможем понять подход «Velcro», изображенный на рис. 1.47.

В данном случае точечные решения интегрируются для уменьшения пространства для плат, перечня компонентов, объема телефона и, конечно, ведомости материалов. Но со временем может быть целесообразным проследить математическую составляющую, заложенную в каждый из стандартов, и обсудить схожесть налагающихся друг на друга областей.

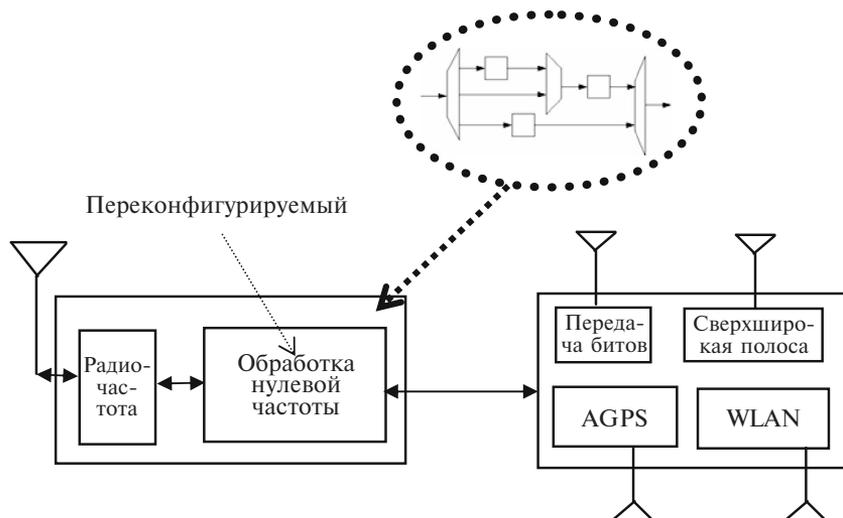


Рис. 1.47. Многофункциональный терминал: AGPS — технология, ускоряющая «холодный старт» GPS-приемника; WLAN — беспроводная локальная сеть

Например, WLAN и сотовая система, в которых используется OFDM (мультиплексирование с ортогональным делением частот), могут повторно или совместно использовать приемник на базе общей частотной области с изменением соответствующих параметров. Аналогичным же образом системы DSSS (расширение спектра с применением кода прямой последовательности) могут быть способны размещать один двигатель реконфигурируемой скорости передачи элементов сигнала.

В период этой начальной эры конвергенции время, деньги и здравый смысл диктуют жизнеспособность точечных решений. Однако со временем и с изменением технологической картины может возобладать какое-либо альтернативное решение.

1.4. Вероятностный анализ и анализ обработки сигналов

В данном разделе мы представим краткий обзор соответствующей вероятности и статистической обработки сигнала. Мы воспользуемся этими уравнениями для описания и анализа свойства сигнала и функций обработки сигнала [43, 44].

1.4.1. Статистическая основа

Случайная переменная описывается функцией распределения (CDF), которая определяется следующим образом:

$$F(x) = P(X \leq x) \quad (-\infty < x < \infty). \quad (1.16)$$

Она ограничена интервалом $0 \leq F(x) \leq 1$ с дополнительными ограничениями $F(-\infty) = 0$ и $F(\infty) = 1$.

Производная CDF описывается функцией плотности вероятности (PDF), которая определяется как

$$p(x) = \frac{d}{dx} F(x) \quad (-\infty < x < \infty). \quad (1.17)$$

PDF всегда является положительной функцией с общей площадью, равной 1:

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1. \quad (1.18)$$

Теперь, используя предыдущие определения, мы переписали отношение между CDF и PDF:

$$F(x) = P(X \leq x) = \int_{-\infty}^x p(v) dv. \quad (1.19)$$

Далее мы представляем несколько методов, используемых для анализа случайной переменной. Среднее значение случайной переменной X определяется следующим образом:

$$E\{X\} = m_x = \int_{-\infty}^{\infty} x p(x) dx. \quad (1.20)$$

$E\{g\}$ — это среднее значение случайной переменной g . Среднее значение — это линейный оператор со следующими свойствами (исходя из того, что K — это константа):

$$E\{Kg\} = K \cdot E\{g\}, \quad (1.21)$$

$$E\{g + y\} = E\{g\} + E\{y\}. \quad (1.22)$$

Дисперсия случайной переменной определяется следующим образом:

$$\text{Var}\{g\} = E\{[g - E\{g\}]^2\}, \quad (1.23)$$

что можно представить (с учетом вышеуказанных определений) как

$$\sigma_g^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (g - m_g)^2 p(g) dg. \quad (1.24)$$

Принимая допущение, что среднее значение является константой, получаем:

$$\text{Var}\{g\} = E\{g^2\} - [E\{g\}]^2. \quad (1.25)$$

$\text{Var}\{g\}$ — это дисперсия случайной переменной g . Дисперсия используется для измерения разброса g относительно ее среднего значения. Квадратный корень колебания называется среднеквадратичным отклонением анализируемой случайной переменной.

Широко используемая случайная переменная — это гауссова или нормальная случайная переменная. PDF определяется следующим образом:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma^2}}. \quad (1.26)$$

CDF определяется следующим образом:

$$F(x) = \frac{1}{2} \left(1 + \text{erf} \left[\frac{x - m_x}{\sigma\sqrt{2}} \right] \right), \quad (1.27)$$

где $\text{erf}(x)$ — это функция ошибки (интеграл ошибок), которая определяется как

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt. \quad (1.28)$$

Значение CDF с точки зрения дополнительной функции ошибок:

$$F(x) = 1 - \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\frac{x - m_x}{\sigma\sqrt{2}} \right], \quad (1.29)$$

где функция $\text{erfc}(x)$ определяется наряду с ее отношением к ранее определенной функции ошибки (интеграл ошибок):

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt = 1 - \text{erf}(x). \quad (1.30)$$

1.4.2. Автокорреляция и спектральная плотность мощности (PSD)

Давайте определим автокорреляцию случайного процесса $X(t)$ как функцию двух временных моментов t_1 и t_2

$$R_x(t_1, t_2) = E\{x(t_1)x(t_2)\}, \quad (1.31)$$

которую можно выразить следующим образом, если принять допущение, что $\tau = t_2 - t_1$:

$$R_x(\tau) = E\{x(t + \tau)x(t)\}. \quad (1.32)$$

Рассмотрим воздействия линейного фильтра на случайный процесс. На рис. 1.48 случайная переменная $X(t)$ вводится в фильтр с импульсной передаточной функцией $h(t)$.

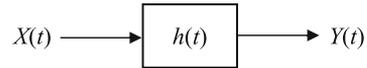


Рис. 1.48. Пример свертки фильтра

Выход фильтра легко записывается в область времени путем свертки импульсной передаточной функции фильтра с помощью входного сигнала:

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)X(t - \tau)d\tau. \quad (1.33)$$

С помощью частотной области мы можем просто записать спектральную плотность мощности (PSD) входа (Вт/Гц):

$$S_X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_X(\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (1.34)$$

PSD выхода линейного фильтра:

$$S_Y(f) = |H(f)|^2 S_X(f). \quad (1.35)$$

Теперь давайте применим вышеуказанные наблюдения к случаю, когда линейный инвариантный во времени фильтр возбуждается белым гауссовым шумом $N(t)$. PSD имеет значение:

$$S_N(f) = \frac{N_o}{2} \quad (1.36)$$

и показана графически на рис. 1.49.

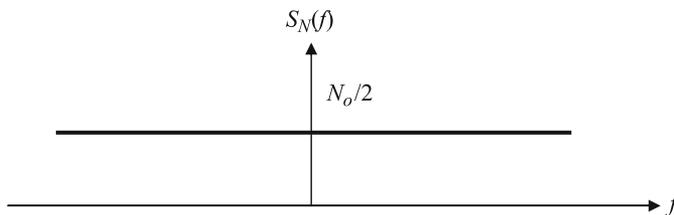


Рис. 1.49. Спектральная плотность мощности белого шума

Чтобы получить функцию автокорреляции, мы воспользуемся обратным преобразованием Фурье:

$$R_N(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau), \quad (1.37)$$

где $\delta(t)$ — дельта-функция Дирака равная 1 при $t = 0$. Функция автокорреляции графически представлена на рис. 1.50.

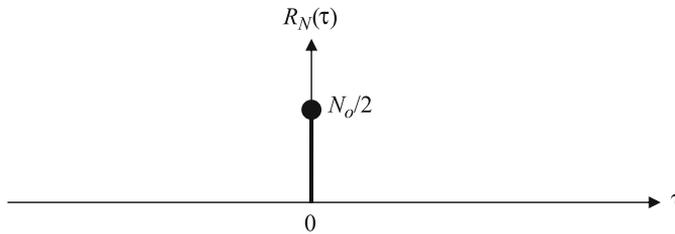


Рис. 1.50. Функция автокорреляции белого шума

Это показывает, что если мы возьмем два различных образца данного сигнала шума, они не будут скорректированы относительно друг друга. Теперь давайте вставим идеальный фильтр низких частот шириной полосы BW; тогда PSD на выходе фильтра составит:

$$S_Y(f) = \begin{cases} \frac{N_0}{2} & -BW \leq f \leq BW \\ 0 & |f| > BW \end{cases}. \quad (1.38)$$

Обратное преобразование Фурье дает следующую функцию автокорреляции:

$$R_Y(\tau) = \int_{-BW}^{BW} \frac{N_0}{2} \cdot e^{j2\pi f\tau} d\tau; \quad (1.39)$$

$$R_Y(\tau) = \frac{N_0}{2} \cdot \frac{\sin(2\pi\tau BW)}{\pi\tau}. \quad (1.40)$$

1.5. Представление полосовых сигналов и подсистем

В данном разделе мы приводим перечень инструментов, которые читатель может использовать для анализа полосовых сигналов и систем. Для анализа сигналов будет использовано его описание с помощью комплексной огибающей, причем только в данной книге.