

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С.П. КОРОЛЕВА»

ЛОКАЛЬНЫЕ СЕТИ БЕСПРОВОДНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА СТАНДАРТА IEEE 802.11

*Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве методических указаний к практическим занятиям*

САМАРА
Издательство СГАУ
2009

Составители: *Г.И. Леонович, Л.М. Логвинов*

Рецензент д-р техн. наук, проф. *С. А. М а т ю н и н*

Локальные сети беспроводного широкополосного доступа стандарта IEEE 802.11: метод. указания к практическим занятиям / сост. Г.И. Леонович, Л.М. Логвинов – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2009. – 64 с.

Методические указания представляют методическое обеспечение раздела «Системы беспроводного широкополосного доступа» программы дисциплины «Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания». Содержат материалы по изучению методологии и системотехнических решений, применяемых при создании сетей БШД в соответствии с технологиями Wi-Fi.

Предназначены для студентов, обучающихся по специальности 210302 – Радиотехника специализации «Телекоммуникационные системы и сети». Подготовлены на кафедре радиотехнических устройств.

Учебное издание

**ЛОКАЛЬНЫЕ СЕТИ БЕСПРОВОДНОГО
ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА
СТАНДАРТА IEEE 802.11**

Методические указания к практическим занятиям

Составители: Леонович Георгий Иванович,
Логвинов Леонид Митрофанович

Редактор Н. С. Куприянова
Компьютерная верстка Т. Е. Половнева

Подписано в печать 05.06.09. Формат 60x84 1/16.
Бумага офсетная. Печать офсетная.
Печ. л. 4,0. Тираж 100 экз. Заказ 93 . Арт.С-58/2009

Самарский государственный
аэрокосмический университет
443086 Самара, Московское шоссе, 34

Изд-во Самарского государственного
аэрокосмического университета
443086 Самара, Московское шоссе, 34

СОДЕРЖАНИЕ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СТАНДАРТЕ IEEE 802.11	5
1.1. Принцип работы и основные технические параметры	5
1.2. Сетевое взаимодействие, варианты доступа в сеть	8
1.3. Базовый формат кадров MAC-уровня	15
1.4. Безопасность	17
2. СТАНДАРТ IEEE 802.11b	18
2.1. Форматы физических кадров	18
2.2. Технология расширения спектра DSSS	19
2.3. Фазовая модуляция	21
2.4. Кодирование CCK	27
3. СТАНДАРТ IEEE 802.11a	31
3.1. Распределение частотного диапазона 5ГГц	31
3.2. Многолучевая интерференция	32
3.3. Ортогональная частотная модуляция	35
3.4. Методы модуляции и кодирования	38
3.5. Работа приемопередающей аппаратуры	40
3.6. Обмен пакетной информацией	41
4. СТАНДАРТ IEEE 802.11g	43
4.1. Общие сведения	43
4.2. Последовательности Баркера	43
4.3. Комплементарные последовательности	44
4.4. Двоичное пакетное сверточное кодирование PBCC	44
4.5. Пунктурное кодирование	46
4.6. Ортогональное частотное разделение каналов	47
4.7. Технология гибридного кодирования CCK-OFDM	47
4.8. Зона покрытия	49
5. СТАНДАРТ IEEE 802.11n	49
5.1. Отличия физического уровня	49
5.2. Формирование MIMO-OFDM-сигналов	50
5.3. Структура кадров физического уровня	53
5.4. Особенности MAC-уровня	56
6. ПРОТОКОЛ IEEE 802.11s	58
6.1. Общие сведения	58
6.2. Структура пакетов MAC-уровня	59
7. ПРИМЕРЫ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ	61
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	64

Методические указания предназначены для практических занятий по курсу «Системы беспроводного широкополосного доступа» программы дисциплины «Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания». Указания содержат материалы по изучению группы стандартов IEEE 802.11.

В 1990 году комитет Institute of Electrical and Electronic Engineers по стандартам серии IEEE 802 сформировал рабочую группу по технологиям для беспроводных локальных сетей 802.11. Эта группа занялась разработкой международного стандарта для радиоборудования и беспроводных сетей Wireless Local Area Network (WLAN), работающих в частотном диапазоне 2,4...2,4835 ГГц со скоростями передачи данных r_b 1 и 2 Мбит/с. Работы были завершены в июне 1997 г. Однако к тому времени заложенная первоначально скорость r_b уже не удовлетворяла потребностям пользователей. В сентябре 1999 года IEEE ратифицировал расширение IEEE 802.11b (High rate, Wi-Fi – Wireless Fidelity) с $r_b=11$ Мбит/с (Ethernet). При создании более поздних модификаций основное внимание уделялось дальнейшему увеличению скорости передачи данных и радиуса действия сети, улучшению помехоустойчивости, криптостойкости, расширению перечня и повышению качества предоставляемых услуг, созданию ячеистых сетей.

Совместимость продуктов различных производителей гарантируется независимой организацией Wireless Ethernet Compatibility Alliance (WECA), созданной лидерами индустрии беспроводной связи в 1999 г. В настоящее время членами WECA являются более 80 компаний, в том числе Cisco, Lucent, 3Com, IBM, Intel, Apple, Compaq, Dell, Fujitsu, Siemens, Sony, AMD и др.

Потребность в беспроводном доступе к локальным сетям растёт по мере увеличения числа мобильных устройств, таких как ноутбуки, сотовые телефоны новых поколений, а также с ростом желания стационарных абонентов быть подключенными к сети без необходимости использования проводных линий связи.

Большое значение в создании современных модификаций помехоустойчивых систем связи стандартов IEEE 802.11 придается методам модуляции, расширения спектра, кодирования, шифрования, мультиантенного приема/передачи, а также методам абонентского доступа, включая организацию Mesh-сетей.

Подробный обзор стандартов IEEE и запланированные сроки их принятия, включая публикацию проектов стандартов (версии Draft), можно найти по адресу: http://grouper.ieee.org/groups/802/11/Reports/802.11_Timelines.htm.

Методические указания составлены таким образом, чтобы студенты получили знания об основных параметрах сигнально-кодовых конструкций и особенностях аппаратных средств IEEE 802.11, могли применить полученные знания на практике.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СТАНДАРТЕ IEEE 802.11

1.1. Принцип работы и основные технические параметры

Стандарт 802.11 требует, чтобы все совместимые беспроводные сети предоставляли девять типов сервисов. Первые пять относятся к услугам распределения и предоставляются базовой станцией, которая идентифицируется как точка доступа (*Access Point, AP*). Остальные четыре типа являются стационарными (абонентскими).

К первой группе относятся:

1. *Ассоциация*. Этот вид сервиса используется мобильными станциями для подключения AP. Осуществляется это при вхождении мобильного абонента в зону действия AP. Мобильная станция передает идентификационную информацию и данные о своих возможностях. AP может принять или отвергнуть абонента.
2. *Диссоциация*. По инициативе абонента или AP может быть осуществлен разрыв ассоциации. Это происходит при выключении станции или уходе из зоны действия AP. Инициатором этой операции может быть и AP.
3. *Реассоциация*. Операция служит для смены станцией AP. Это происходит при переходе абонента из одной зоны в другую.
4. *Распределение*. Используется для маршрутизации кадров, посылаемых AP. Если адрес места назначения является локальным, то кадры передаются непосредственно, в противном случае их надо передать по проводной сети.
5. *Интеграция*. Если кадр передается через сеть, не поддерживающую стандарт 802.11 и применяющую другую схему адресации и формат кадров, то данный вид сервиса осуществляет трансляцию форматов.

Остальные четыре вида услуг являются внутренними сервисами ячейки и предоставляются после осуществления *ассоциации*.

В перечень этих сервисов входят:

1. *Идентификация*. Сервис служит для определения прав доступа станции к ресурсам ячейки.
2. *Деидентификация*. Осуществляется при выходе станции из сети.
3. *Конфиденциальность*. Применяется для шифрования передаваемых конфиденциальных данных.
4. *Доставка данных*. Пересылка, так же как и в Ethernet, не является гарантированной. Выявляют и исправляют ошибки верхние уровни.

Самый простой способ объединения рабочих мест в независимую беспроводную сеть - режим «каждый с каждым» (*peer-to-peer, PTP*) или *Ad-Hoc*. В абонентское устройство устанавливается сетевой адаптер (*Network Adapter*), благодаря которому обеспечиваются условия прямой радиовидимости. При этом создается только одна зона обслуживания, не имеющая интерфейса для подключения к другим сетям, например, к проводной локальной сети Ethernet. Режим *Ad-Hoc* позволяет устанавливать соединение N абонентов на скорости $r_{bN} \leq 11/N$ Мбит/с для базового стандарта независимо от используемого оборудования.

Простая беспроводная сеть для небольшого офиса или домашнего использования (*Small Office/Home Office, SOHO*) обычно строится на основе одной точки доступа Access Point (AP). Объединение большого числа рабочих мест с использованием нескольких AP (*Basic Service Set, BSS*) называется соединением *Hot Spot* (рис. 1).

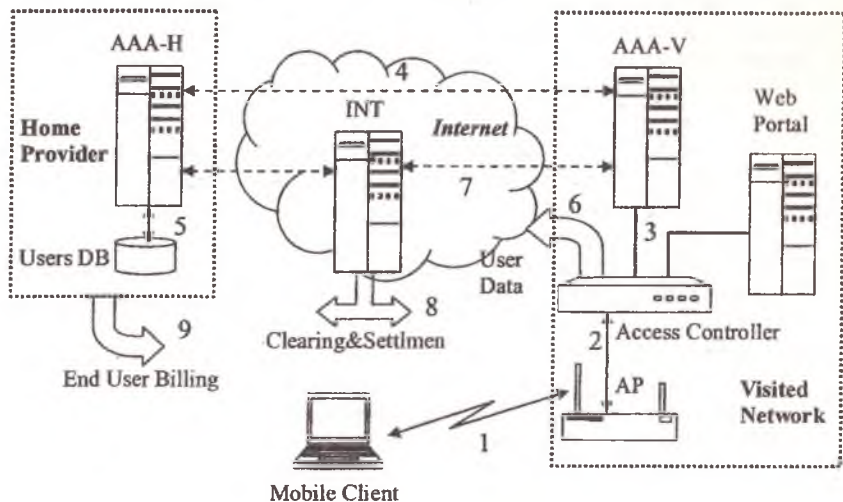


Рис. 1. Структура сети Hot Spot с роумингом:

Mobile Client – мобильный абонент; AP – точка доступа; Access Controller – контроллер доступа; Visited Network – сеть провайдера (гостевого доступа) с порталом приглашения и подключения к сети Web Portal; AAA – V – гостевой сервер аутентификации, авторизации и аккаунтинга; INT (Interim) – сервер расчетного центра (роуминговый посредник), осуществляющий межпровайдерские взаиморасчеты – Clearing and Settlement; Home Provider – домашний сервис-провайдер, владеющий базой данных Users db и выполняющий функции AAA-H; 1 – выход абонента на точку доступа; 2 – передача данных между точкой доступа и контроллером доступа; 3 – приглашение/подключение с открытием страницы Welcome/Login page; 4 – обмен данными между гостевым и домашним серверами; 5 – данные с учетной информацией; 6 – выход в Интернет; 7 – обмен информацией по аутентификации абонентов; 8 – взаиморасчеты по роумингу; 9 – End-User Billing, биллинг абонента

В соответствии с технологией 802.11 абонентами сети *Hot Spot* являются устройства, которые оснащены радиокартами доступа. Сеть обычно включает одну или несколько AP. Зона действия AP составляет от нескольких десятков до нескольких сот метров. Обычно между AP одной зоны Hot Spot поддерживается роуминг и абонент при своем перемещении автоматически переключается от одной точки доступа на другую без потери связи и необходимости повторной аутентификации. Точки доступа могут быть связаны между собой проводными или беспроводными каналами связи с использованием технологии *Mesh (сеть)*, которая формирует ячеистые структуры *Hot Zone*. Сети Hot Spot могут быть коммерческими, корпоративными, офисными и домашними. Коммерче-

ские сети характеризуются наличием полного сервисного набора: аутентификации, авторизации, аккаунтинга (AAA) и биллинга.

Аутентификация заключается в установлении личности абонента, *авторизация* – в определении прав и разграничении доступа тому или иному абоненту к информационным ресурсам и сервисам. *Аккаунтинг* - подсчет (калькуляция) оказываемой абоненту услуги по продолжительности сеанса подключения и/или переданному трафику. *Биллинг* переводит продолжительность сеансов связи и/или трафик в денежный эквивалент и обратно для расчетов с абонентами и провайдерами.

В процессе предоставления абоненту услуги Hot Spot принимают участие следующие основные компоненты сети:

- *Mobile Client* – обслуживаемый абонент;
- *Visited Network* (или *Access Network*) – внешняя (визитная) сеть провайдера Hot Spot, оказывающего услугу беспроводного доступа. Таким сервис-провайдером может быть беспроводной провайдер сети Internet – *Wireless ISP*, владеющий собственными сетями Hot Spot, либо обычный проводной провайдер, оказывающий услугу с помощью независимого собственника беспроводной сети;
- *Home Provider* – домашний сервис-провайдер, владеющей базой данных с учетной информацией об обслуживаемом абоненте и выполняющий его аутентификацию, авторизацию и аккаунтинг (сервер AAA-H), а также биллинг. Home Provider может не быть оператором связи и не иметь собственной телекоммуникационной инфраструктуры.

В общем случае провайдер Visited Network может являться Wireless ISP и иметь собственные устройства и контролеры доступа AP/AC, осуществлять AAA своих абонентов посредством своего Radius сервера (AAA-V). В то же время такой WISP может иметь агентские соглашения на обслуживание с независимыми владельцами агентских сетей Hot Spot. В составе Visited Network выделяются устройство доступа AP, контроллер доступа Access Controller (AC), Web-сервер, сервер аутентификации, авторизации и аккаунтинга AAA-V.

Если абонент обслуживается в Visited Network, не являющейся для него Home Provider, и подлежит аутентификации за пределами Visited Network, то такой абонент является роуминговым.

Абонент может подключиться к сети через AP, используя: 1) универсальный незащищенный метод доступа *UAM (Universal Access Method)*; 2) защищенный метод доступа *Wireless Protected Access (WPA/WPA2)* или 802.11i. Управление соединением (линия 2 рис.1) производится контролером доступа Access Controller. После аутентификации и подтверждения платежеспособности абонент либо перенаправляется на стартовую страницу своего провайдера (Home Provider), либо сразу получает доступ к запрашиваемому ресурсу (линия 6 на рис.1) при условии его доступности данному пользователю по результатам авторизации.

Аутентификация и биллинг абонента проводится либо там, где он обслуживается с оплатой услуги на месте, либо AAA, биллинг и прием платежей

осуществляет провайдер Visited Network, который для абонентов является одновременно Home Provider и имеет с провайдером агентское соглашение.

Если абонент не прошел аутентификацию в локальной базе AP/AC или в AAA-N, то ему отказывается в услуге сети. Помимо серверов AAA-V и AAA-N в процессе аутентификации в качестве Proxy могут принимать участие промежуточные серверы AAA-I, например, сервер INT расчетного центра (линия 7 рис.1). В цепочке взаимодействия серверов AAA-I при аутентификации последним всегда должен быть сервер AAA-N (domain). Для организации межсетевого роуминга необходимо, чтобы между всеми провайдерами Home Provider и Visited Network было заключено роуминговое соглашение через посреднические расчетные центры INT (Interim).

Основные физические характеристики группы стандартов 802.11 представлены в табл. 1.

Т а б л и ц а 1. Параметры стандартов беспроводного доступа 802.11

Стандарт	Диапазон, ГГц	r_b , Мбит/с	Δf_k , МГц	Метод доступа	Модуляция	Безопасность	D, м
802.11b Wi-Fi	2,4-2,4835	5,5; 11	22	CSMA/CA	BPSK, QPSK; DSSS, FHSS	WEP	≤100
802.11a	5,15-5,35; 5,725-5,825	≤54, (группо ≤108)	22	OFDMA	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM	WEP/ WPA	≤50
802.11g	2,4-2,4835	≤ 54	20	OFDMA CSMA/CA	8-PSK, OFDM, PBCC	WPA	≤100
802.11n	2,4-2,4835 5,725-5,825	100...500	20/4 0	OFDMA	OFDM/ MIMO	WPA2/ 802.11i	≤100

Точка доступа в стандарте 802.11 представляет собой базовый приемопередатчик, мощность и параметры антенны которого определяются масштабом и топологией организуемой сети. Благодаря сменным антеннам можно обеспечивать устойчивую радиосвязь на расстоянии до нескольких километров на специализированные узконаправленные антенны. Внешние беспроводные точки имеют водонепроницаемый термостатированный корпус, систему грозовой защиты, систему питания Power-over-Ethernet. Средняя мощность передатчика равна 15 дБ, чувствительность приемника – -83... -87 дБ. В основной комплект оборудования AP входят: кронштейн, мачта, антенна с коэффициентом усиления от 15 до 27 дБ, радиомодуль, имеющий Ethernet-порт, кабели и коннекторы. Излучаемая мощность абонентского терминала обычно не превышает 0,1 Вт.

1.2. Сетевое взаимодействие, варианты доступа в сеть

Сетевой стандарт 802.11 работает на нижних двух уровнях модели ISO/OSI: физическом и канальном (рис. 2). Физический уровень (Physical Layer Protocol, PHY) включает подуровень процедуры определения состояния физического уровня (Physical Layer Convergence Procedure, PLCP) и подуровень среды передачи (Physical Medium Dependent, PMD).

Канальный уровень	Logical Link Control Sublayer (LLC)
	Media Access Control Sublayer (MAC)
Физический уровень	Physical Layer Convergence Procedure (PLCP)
	Physical Medium Dependent (PMD)

Рис. 2. Уровни и подуровни OSI стандарта IEEE 802.11

Канальный уровень состоит из двух подуровней: управления логической связью (*Logical Link Control, LLC*) и управления доступом к носителю (*Media Access Control, MAC*). Основная архитектура, особенности и службы сети определяются в первоначальном стандарте 802.11.

Спецификация 802.11a/b/g затрагивает только физический уровень, добавляя лишь более высокие скорости доступа. Спецификация 802.11n совмещает изменения на физическом и MAC уровнях для повышения скорости и помехоустойчивости. Стандарт 802.11s ориентирован на формирование ячеистых сетей с модернизацией на MAC-уровне. Стандарт IEEE 802.11 VHT (Very High Throughput – сверхвысокая скорость) призван прийти на смену стандартам 802.11 версий с *a* по *n*. Скорость передачи данных составляет 1 Гбит/с в частотном диапазоне 5 ГГц для дальних расстояний и >1 Гбит/с на $f=60$ ГГц для малых расстояний.

Набор стандартов 802.11 определяет целый ряд технологий реализации *физического уровня*, которые могут быть использованы подуровнем MAC. Подуровень PLCP по существу является уровнем обеспечения взаимодействия, на котором осуществляется перемещение элементов данных протокола MAC (MAC Protocol Data Units, MPDU) между MAC-станциями с использованием подуровня PMD, на котором реализуется тот или иной метод передачи и приема данных через беспроводную среду. Подуровни PLCP и PMD отличаются для разных вариантов стандарта 802.11.

Выделяют следующие варианты уровня PHY:

- со скачкообразной перестройкой частоты (FHSS) в диапазоне 2,4 ГГц (802.11), в настоящее время практически не используемый;
- с расширением спектра методом прямой последовательности (DSSS) в диапазоне 2,4 ГГц (802.11);
- с комплементарным кодированием в диапазоне 2,4 ГГц (802.11b);
- с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM) в диапазоне 5 ГГц (802.11a);
- расширенный (Extended Rate Physical Layer, ERP) в диапазоне 2,4 ГГц (802.11g);
- мультиантенный (Multiple input, multiple output, MIMO) с ортогональным мультиплексированием (MIMO-OFDM) и удвоением полосы частот канала в диапазоне 5 ГГц (802.11n).

Основное назначение физического уровня – обеспечение радиотехнических процедур передачи для подуровня MAC, а также поддержание вторичных функций: оценка состояния беспроводной среды и сообщение о нем подуровню MAC. Независимость между MAC и подуровнем PHY позволяет использовать дополнительные высокоскоростные физические уровни, описанные в стандартах 802.11b/a/g/n.

На физическом уровне определен радиочастотный метод передачи в диапазонах 2,400 - 2,483 ГГц, 5,725 - 5,825 ГГц. Применяемые виды модуляции сигнала – бинарная и относительная фазовая модуляция, квадратурная модуляция, ортогональная частотная манипуляция. Методы кодирования относятся к категории комплементарных (Complementary Code Keying, ССК), основным признаком которых является нулевая сумма их автокорреляционных функций для любого циклического сдвига, отличного от нуля. Технология расширения спектра DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) увеличивает надёжность, пропускную способность, позволяет многим не связанным друг с другом устройствам разделять одну полосу частот с минимальными помехами друг для друга. Скрэмблирование и перемежение (интерливинг) предназначены для преобразования потока данных к виду, близкому к случайным последовательностям.

Канальный уровень состоит из двух подуровней: управления логической связью (*Logical Link Control, LLC*) и управления доступом к носителю (*Media Access Control, MAC*). 802.11 использует тот же LLC и 48-битовую адресацию, что и другие сети 802, что позволяет легко объединять беспроводные и проводные сети, однако MAC уровень имеет кардинальные отличия.

Существуют два основных режима доступа в сеть 802.11: 1) *Distributed Coordination Function (DCF)* – с распределённым доступом; 2) *Point Coordination Function (DCF)* – с централизованным доступом, управляемым со стороны AP.

Стандарт 802.11 предусматривает применение алгоритма случайного доступа *Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA)*, используемого в проводной сети Ethernet. В беспроводных сетях полудуплексные приёмопередатчики не могут обнаружить коллизию во время передачи. Чтобы учесть это отличие, в модифицированном протоколе CSMA/CA сеть пытается избежать коллизий путём использования явного подтверждения пакета (ACK). Это означает, что принимающая станция посылает ACK пакет для подтверждения того, что пакет получен неповреждённым.

Модернизированная CSMA/CA в режиме DCF работает следующим образом (рис. 3). Станция, желающая передавать, тестирует канал, и если не обнаружено активности, станция ожидает в течение некоторого случайного промежутка времени, а затем передаёт, если среда передачи данных всё ещё свободна. Если пакет приходит целым, принимающая станция посылает пакет ACK, по приёме которого отправителем завершается процесс передачи. Если передающая станция не получила пакет ACK в силу того, что не был получен пакет данных или пришёл повреждённый ACK, делается предположение, что произошла коллизия, и пакет данных передаётся снова через случайный промежуток времени.

Для определения того, является ли канал свободным, используется алгоритм оценки чистоты канала (*Channel Clearance Algorithm, CCA*). Его суть заключается в измерении энергии сигнала на антенне и определении мощности принятого сигнала (*RSSI*). Если мощность принятого сигнала ниже определенного порога, то канал объявляется свободным и MAC уровень получает статус CTS. Если мощность выше порогового значения, передача данных задерживается в соответствии с правилами протокола. Механизм явного подтверждения эффективно решает проблемы помех.

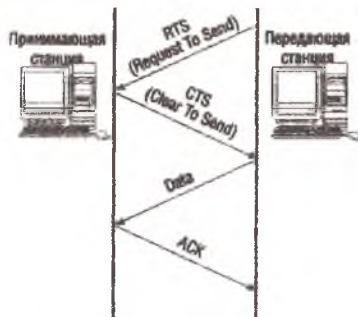


Рис. 3. Запрос по методу CSMA/CA

Если в сети имеется AP, может применяться централизованный режим доступа PCF, обеспечивающий приоритетное обслуживание трафика. В этом случае говорят, что точка доступа играет роль арбитра среды. Режим доступа PCF сосуществует с режимом DCF. Оба режима координируются с помощью трех типов межкадровых интервалов (рис. 4).



Рис. 4. Сосуществование режимов PCF и DCF

После освобождения среды каждая станция отсчитывает время простоя среды, сравнивая его с тремя значениями:

- короткий межкадровый интервал (Short IFS, SIFS);
- межкадровый интервал режима PCF (PIFS);
- межкадровый интервал режима DCF (DIFS).

Захват среды с помощью распределенной процедуры DCF возможен только в том случае, когда среда свободна в течение времени, равного или

большого, чем DIFS. То есть в качестве IFS в режиме DCF используется интервал DIFS - самый длительный период из трех возможных, что дает ему самый низкий приоритет. SIFS имеет наименьшее значение и служит для первоочередного захвата среды ответными CTS-кадрами или квитанциями, которые продолжают или завершают уже начавшуюся передачу кадра. Значение PIFS больше, чем SIFS, но меньше, чем DIFS. Промежутком времени между завершением PIFS и DIFS пользуется арбитр среды, когда он может передать специальный кадр, который «говорит» всем станциям, что начинается контролируемый период. Получив этот кадр, станции, которые хотели бы воспользоваться алгоритмом DCF для захвата среды, уже не могут этого сделать, они должны дождаться окончания контролируемого периода. Его длительность объявляется в специальном кадре, но этот период может закончиться и раньше, если у станций нет чувствительного к задержкам трафика. В этом случае арбитр передает служебный кадр, после которого по истечении интервала DIFS начинает работать режим DCF.

На управляемом интервале реализуется централизованный метод доступа PCF. Арбитр выполняет процедуру опроса, чтобы по очереди предоставить каждой такой станции право на использование среды, направляя ей специальный кадр. Станция, получив такой кадр, может ответить другим кадром, который подтверждает прием специального кадра и одновременно передает данные (либо по адресу арбитра для транзитной передачи, либо непосредственно станции). Для того чтобы какая-то доля среды всегда доставалась асинхронному трафику, длительность контролируемого периода ограничена. После его окончания арбитр передает соответствующий кадр и начинается неконтролируемый период.

Каждая станция может работать в режиме PCF, для чего она должна подписаться на данную услугу при присоединении к сети. Поточковые данные, такие как видео или голос, всегда поддерживаются на MAC-уровне посредством PCF. Недостатком такой схемы является то, что точка доступа должна производить опрос всех станций, что становится чрезвычайно неэффективным в больших сетях.

Другая специфичная проблема MAC-уровня – «скрытая точка», когда две станции могут обе связаться с точкой доступа, но не могут «слышать» друг друга в силу большого расстояния или преград (рис. 5).

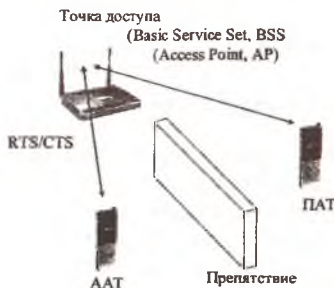


Рис. 5. Иллюстрация проблемы «скрытой точки»

Для решения этой проблемы в 802.11 на MAC уровне существует протокол *Request to Send/Clear to Send (RTS/CTS)*. Посылающая станция передаёт RTS и ждёт ответа точки доступа с CTS. Так как все станции в сети могут «слышать» точку доступа, сигнал CTS заставляет их отложить свои передачи, что позволяет передающей станции передать данные и получить ACK пакет без возможности коллизий. Так как RTS/CTS добавляет дополнительные накладные расходы на сеть, временно резервируя носитель, он обычно используется только для пакетов очень большого объёма, для которых повторная передача была бы слишком дорогостоящей. Если доступ к физическому каналу получен, то начинается процедура подключения к защищенной сети, которая состоит из следующих стадий (рис. 6):

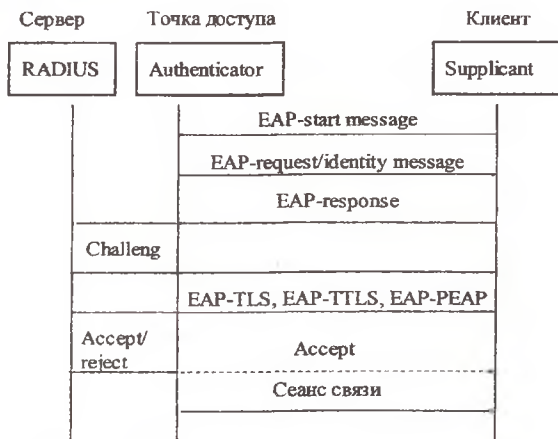


Рис. 6. Подключение клиента к точке доступа сети *Wi-Fi*

1. Клиент (Supplicant) посылает точке доступа запрос на аутентификацию (EAP-start message).
2. Аутентификатор (Authenticator) точки доступа в ответ посылает клиенту запрос на идентификацию клиента (EAP-request/identity message). Аутентификатор может послать EAP-request самостоятельно, если обнаружит активность на каком-либо из портов.
3. Клиент высылает пакет EAP-response с требуемыми данными, который аутентификатор перенаправляет в сторону сервера аутентификации RADIUS (Remote Authentication Dial-In User Server или Authentication Server).
4. Сервер аутентификации посылает аутентификатору запрос информации о подлинности клиента (challenge-пакет). Аутентификатор, в свою очередь, пересылает его клиенту.
5. Далее происходит процесс взаимной идентификации сервера и клиента. Для беспроводных сетей приемлема лишь строгая взаимная аутентификация клиента и сервера по методу EAP-TLS, EAP-TLS или EAP-PEAP и предварительным шифрованием канала связи. В основе аутентификации - протокол защиты транспортного уровня TLS (Transport Layer Security), который обес-

печивает целостность передачи данных между сервером и клиентом. Метод EAP-TLS (Smart Card or Other Certificate) требует настроенной инфраструктуры открытых парных ключей (Pairwise Master Key, PKI) и использует сертификаты для аутентификации клиентов. Tunneled TLS (TTLS) - использует безопасное соединение (TLS-туннель), установленное в результате TLS-квитирования для обмена дополнительной информацией между клиентом и сервером аутентификации. Далее внутри этого туннеля процесс аутентификации может производиться с использованием других методов. PEAP (Protected EAP) позволяет производить аутентификацию на основе сертификатов или логина и пароля. При этом не нужно настраивать инфраструктуру PKI. Достаточно подключить RADIUS-сервер к какой-либо базе, где хранятся пользовательские данные, и производить по ней аутентификацию пользователей.

6. Сервер аутентификации, получив от клиента необходимую информацию, разрешает (accept) или запрещает (reject) доступ с пересылкой соответствующего сообщения аутентификатору. Аутентификатор открывает порт для просителя, если со стороны RADIUS-сервера пришел положительный ответ.
7. После открытия порта аутентификатор пересылает клиенту сообщение об успешном завершении процесса, и клиент получает доступ к сети.
8. В процессе сеанса связи происходит обмен данными с применением одного из алгоритмов шифрования в зависимости от модификации и поколения стандарта БЩД.

После завершения сеанса и отключения клиента порт на точке доступа опять переходит в состояние закрытости.

MAC уровень несёт ответственность за то, каким образом клиент подключается к точке доступа. Когда клиент сети попадает в зону действия одной или нескольких точек доступа, он на основе мощности сигнала и наблюдаемого значения количества ошибок выбирает одну из них и подключается к ней. Как только клиент получает подтверждение того, что он принят точкой доступа, он настраивается на радиоканал, в котором она работает. Время от времени он проверяет все каналы доступа, чтобы посмотреть, не предоставляет ли другая точка доступа службы более высокого качества. Если такая точка доступа находится, то станция подключается к ней, перенастраиваясь на её частоту. Переподключение обычно происходит в том случае, если станция была физически перемещена вдалеке от точки доступа, что вызвало ослабление сигнала. В других случаях повторное подключение происходит из-за изменения радиочастотных характеристик здания или просто из-за большого сетевого трафика через первоначальную точку доступа. В последнем случае эта функция протокола известна как "балансировка нагрузки", так как её главное назначение – распределение общей нагрузки на беспроводную сеть – наиболее эффективно по всей доступной инфраструктуре сети.

Процесс динамического подключения и переподключения позволяет сетевым администраторам устанавливать беспроводные сети с очень широким покрытием, создавая частично перекрывающиеся «соты».

Дополнительно MAC-уровень поддерживает энергосберегающие режимы для продления срока службы батарей мобильных устройств. Стандарт поддерживает два режима потребления энергии, называемые «режим продолжительной работы» и «сберегающий режим». В первом случае радио всегда находится во включенном состоянии, во втором случае радио периодически включается через определённые промежутки времени для приёма «маячковых» сигналов, которые постоянно посылает точка доступа. Эти сигналы включают в себя информацию относительно того, какая станция должна принять данные. Таким образом, клиент может принять маячковый сигнал, принять данные, а затем вновь перейти в «спящий» режим.

1.3. Базовый формат кадров MAC-уровня

На рис. 7 изображен формат кадра MAC-уровня 802.11. Приведенная общая структура применяется для всех информационных и управляющих кадров, хотя не все поля используются во всех случаях.

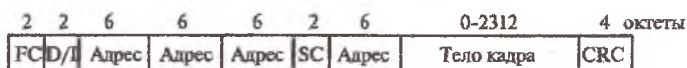


Рис. 7. Формат кадра MAC-уровня (MPDU)

Поля общего кадра:

- *Управление кадром (FC)*. Указывается тип кадра и предоставляется управляющая информация.
- *Идентификатор длительности/соединения(D/I)*. Если используется поле длительности, указывается время (в микросекундах), на которое требуется выделить канал для успешной передачи кадра MAC. В некоторых кадрах управления в этом поле указывается идентификатор ассоциации или соединения.
- *Адреса*. Число и значение полей адреса зависит от контекста. Возможны следующие типы адреса: источника, назначения, передающей станции, принимающей станции.
- *Управление очередностью (SC)*. Содержит 4-битовое подполе номера фрагмента, используемое для фрагментации и повторной сборки, и 12-битовый порядковый номер, используемый для нумерации кадров, передаваемых между приемником и передатчиком.
- *Тело кадра*. Содержит модуль данных протокола LLC или управляющую информацию MAC.
- *Контрольная последовательность кадра (CRC)*. 32-битовая проверка четности с избыточностью.

Поле управления кадром, показанное на рис. 8, состоит из следующих полей:

- *Версия протокола*. Версия 802.11, текущая версия - 0.
- *Тип*. Определим тип кадра: контроль, управление или данные.
- *Подтип*. Дальнейшая идентификация функций кадра. Разрешенные сочетания типов и подтипов перечислены в табл. 2.

- *Защита(W)*. 1, если реализован алгоритм конфиденциальности проводного эквивалента (WEP/WPA/WPA2).
- *Порядок(O)*. 1, если используется услуга строгого упорядочения, указывающая адресату, что кадры должны обрабатываться строго по порядку.

MAC-уровень предоставляет возможность фрагментации пакетов. Стандарт рекомендует использовать пакеты длиной 1500 или 2048 байт. Каждый пакет имеет свои MAC-адрес и контрольную сумму CRC (для контроля и коррекции ошибок передачи кода), которая рассчитывается и прикрепляется к пакету. Фрагментация пакетов позволяет разбивать большие пакеты на более маленькие при передаче по радиоканалу, что полезно в загруженном эфире или в тех случаях, когда существуют значительные помехи, так как у меньших пакетов меньше шансов быть поврежденными. Этот метод в большинстве случаев уменьшает необходимость повторной передачи и, таким образом, увеличивает производительность всей беспроводной сети. MAC-уровень ответствен за сборку полученных фрагментов, делая этот процесс «прозрачным» для протоколов более высокого уровня. Здесь наблюдается отличие от сетей Ethernet, в которых обработкой ошибок занимаются протоколы более высокого уровня (например, TCP).

1.4. Безопасность

Необходимые атрибуты безопасности обычно уже встроены производителями в сеть на уровне точек доступа и маршрутизаторов. На первом уровне защиты используется *SSID (Service Set Identifier - идентификатор точки доступа)* или имя беспроводной сети, который можно изменять при создании или модификации собственной сети. Второй уровень – фильтр *MAC-адресов (MAC ID)*, уникальных идентификаторов, которые «прошиты» производителем внутрь каждого сетевого устройства без возможности его изменения. Производителям аппаратуры выделяются собственные диапазоны MAC-адресов и ведется база данных, препятствующая выпуску устройств с одинаковыми идентификаторами. Вводимый оператором в точки доступа список *MAC ID (Access Control List, ACL)* разрешает подключение к данной сети только определенным клиентам.

Защита транзитных данных осуществляется путем шифрования данных. Изначально в семействе был предусмотрен несовершенный комплекс мер безопасности *WEP (Wired Equivalent Privacy – безопасность, эквивалентная проводной сети)* с алгоритмом шифрования RC4 (Ron's Code). Уязвимость WEP заключается в использовании статических ключей шифрования, известных всем станциям, а также в том, что не предусмотрен процесс проверки подлинности (аутентификация) пользователя. Для обновления ключей необходимо вносить соответствующие изменения у каждого абонента, иначе взлом сети достаточно прост. Сменившая WEP технология защиты *WPA (Wi-Fi Protected Access)* лишена этих недостатков и, согласно спецификации, включает в себя протокол TKIP (Temporal Key Integrity Protocol), работающий в связке с механизмами 802.1x. Повышение уровня безопасности обеспечивается периодическим генерированием уникального ключа для каждого пользователя. Тем не менее, стандарт WPA подвержен атакам типа DoS. При аутентификации WPA проводится

обобщенное подтверждение подлинности как абонента по его идентификатору NAI username, открыто передаваемому по сети, и закрытому паролю доступа, а также подтверждение подлинности AAA-V, AAA-I, AAA-N по их цифровым сертификатам, анализируемым в процессе расширенной аутентификации пользователей или удаленных устройств EAP (Extensible Authentication Protocol). Следующие стандарты WPA2 и 802.11i отличаются от WPA стойким к взлому алгоритмом шифрования *AES (Advanced Encryption Standard)* и модифицированным алгоритмом управления ключами. Технология WPS (Wi-Fi Protected Setup) предназначена для упрощения использования WPA/WPA2 в домашних условиях. Процесс подключения заключается в использовании специальной кнопки на точке доступа или специального кода и программного обеспечения для адаптера с целью безопасной трансляции текущих параметров безопасности (в частности, ключей) в новый адаптер. Для повышения уровня безопасности могут применяться и другие способы, характерные для классических сетей. Например, построение VPN-туннеля поверх беспроводной сети с помощью протоколов более высоких уровней, например IPsec.

2. СТАНДАРТ IEEE 802.11b

2.1. Форматы физических кадров

На физическом уровне к MAC-кадрам (MPDU) добавляется заголовок физического уровня, состоящий из преамбулы и собственно PLCP (*Physical Layer Convergence Procedure*)-заголовка (рис. 9).

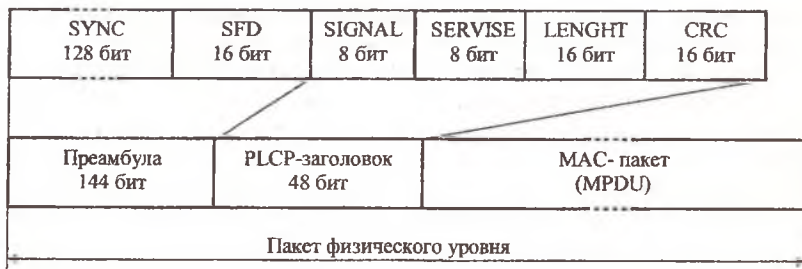


Рис. 9. Структура кадров сети IEEE 802.11b физического уровня с длинным подзаголовком

Препамбула содержит стартовую синхропоследовательность (SYNC) для настройки приемника и 16-битный код начала кадра (SFD) – число F3A016. PLCP-заголовок включает поля SIGNAL (информация о скорости и типе модуляции), SERVICE (дополнительная информация, в том числе о применении высокоскоростных расширений и модуляции) и LENGTH (время в микросекундах, необходимое для передачи следующей за заголовком части кадра). Все три поля заголовка защищены 16-битной контрольной суммой CRC.

В стандарте IEEE 802.11b предусмотрено два типа заголовков: длинный и короткий (рис. 10). Они отличаются длиной синхропоследовательности (128 и 56 бит), способом ее генерации, а также тем, что символ начала кадра в коротком заголовке передается в обратном порядке.

SYNC 56 бит	SFD 16 бит	SIGNAL 8 бит	SERVICE 8 бит	LENGTH 16 бит	CRC 16 бит	MAC- пакет (MPDU)
Короткая преамбула 1 Мбит/с		PLCP-заголовок 2 Мбит/с				1; 2; 5,5; 11 Мбит/с

Рис. 10. Короткий заголовок кадров сети 802.11b

Кроме того, если все поля длинного заголовка передаются со скоростью $r_b=1$ Мбит/с, то при коротком заголовке преамбула транслируется на $r_b=1$ Мбит/с, другие поля заголовка – с $r_b=2$ Мбит/с. Остальную часть кадра можно передавать на любой из допустимых стандартом скоростей передачи, указанных в полях SIGNAL и SERVICE. Короткие заголовки физического уровня предусмотрены спецификацией IEEE 802.11b для увеличения пропускной способности сети.

В версии IEEE 802.11b, фактически являющейся дополнением к основному стандарту, определяется скорость передачи 1; 2; 5,5 и 11 Мбит/с. При передаче данных на скорости 1 Мбит/с используется двоичная относительная фазовая модуляция (DBPSK). При этом сам информационный единичный бит передается 11-чиповой последовательностью Баркера, а нулевой бит — инверсной последовательностью Баркера. Соответственно DBPSK применяется к отдельным чипам последовательности.

Учитывая, что ширина спектра прямоугольного импульса обратно пропорциональна его длительности, а точнее $2/T$, при информационной скорости 1 Мбит/с скорость следования отдельных чипов последовательности Баркера составит 11 Мчип/с, а ширина спектра такого сигнала — 22 МГц, так как длительность одного чипа составляет 1/11 мкс.

Информационная скорость 1 Мбит/с является обязательной (basic access rate), но опционально возможна передача с $r_b=2$ Мбит/с (enhanced access rate). Для передачи данных на такой скорости используется квадратурная относительная фазовая модуляция (DQPSK). Это позволяет в два раза увеличить r_b . При этом ширина самого спектра остается прежней, то есть 22 МГц. Для работы на скоростях 5,5 и 11 Мбит/с используется несколько иной способ уширения спектра.

2.2. Технология расширения спектра DSSS

Основная идея технологии расширения спектра заключается в том, чтобы от узкополосного спектра сигнала, возникающего при обычном потенциальном кодировании, перейти к широкополосному спектру. Именно это позволяет значительно повысить помехоустойчивость передаваемых данных. При потенциальном кодировании информационные биты 0 и 1 передаются прямоугольными импульсами напряжений. Любую функцию и соответственно любой сигнал в пределе можно представить в виде дискретного или непрерывного набора гармоник с определенными весовыми коэффициентами и частотами (преобразование Фурье), а сами частоты гармонических сигналов образуют спектральное разложение функции.

К примеру, при передаче прямоугольного импульса длительностью T спектр сигнала описывается функцией:

$$S(\omega) = A \operatorname{sinc} \left(\frac{\omega T}{2} \right) = AT \left| \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right|, \quad (1)$$

где f — частота центральной составляющей спектра, A — амплитуда импульса.

Гармоники, вносящие значительный вклад в результирующий сигнал, сосредоточены в небольшой частотной области, ширина которой обратно пропорциональна длительности импульса $\Delta F \approx 1/T$.

С целью повышения помехоустойчивости передаваемого сигнала применяется переход к широкополосному сигналу путем введения избыточности в исходный сигнал. Для этого в каждый передаваемый информационный бит, представляемый прямоугольным импульсом, «встраивают» определенный код, состоящий из псевдослучайной последовательности (ПСП) более мелких импульсов-чипов. В результате спектр сигнала значительно уширяется, а спектральная плотность энергии спектра сигнала уменьшается. Результирующий сигнал становится шумоподобным.

ПСП обладают свойством автокорреляции, заключающейся в степени подобия функции самой себе в различные моменты времени t_0 и $t_0 + \tau$. Коды Баркера обладают наилучшими среди известных ПСП свойствами шумоподобности, что и обусловило их широкое применение. Для передачи единичного и нулевого символов сообщения используются соответственно прямая и инверсная последовательности (рис. 11).



Рис. 11. Изменение спектра сигнала при добавлении шумоподобного кода

Одна из наиболее известных ПСП — код Баркера длиной в 11 чипов: 11100010010. Как видно из табл. 3, последовательность Баркера обладает ярко выраженным автокорреляционным пиком.

Т а б л и ц а 3. Определение АКФ последовательности Баркера

Сдвиг	Последовательность										Результат корреляции	
0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	
1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	-1
2	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	-1
3	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	-1
4	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	-1
5	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	-1
6	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	-1
7	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	-1
8	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	-1
9	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	-1
10	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	-1
11	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	11

В приемнике вычисляется корреляционная функция сигнала путем умножения полученного сигнала на код Баркера. Соответствующий ей узкополосный сигнал фильтруется с $\Delta f = 2r_b$. Любая помеха, попадающая в полосу исходного ШПС, после умножения на код Баркера становится широкополосной, поэтому в узкую информационную полосу попадает лишь часть помехи, по мощности в ~ 11 раз меньше помехи на входе приемника.

2.3. Фазовая модуляция

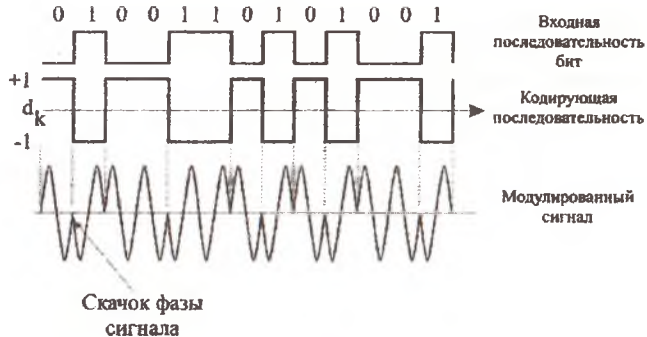
В стандарте применяются два типа бинарной фазовой модуляции: собственно фазовую и относительную фазовую. Если изменение фазы может принимать всего два значения, то говорят о *двоичной фазовой манипуляции* (*Binary Phase Shift Key, BPSK*). Математически сигнал, соответствующий логическому нулю, можно представить как $S_0(t) = A \sin(2\pi f t)$, а сигнал, соответствующий логической единице, как $S_1(t) = -A \sin(2\pi f t)$. Тогда модулированный сигнал можно записать в виде: $S_{BPSK}(t) = V(t) A \sin(2\pi f t)$, где $V(t)$ — управляющий сигнал, принимающий значения $+1$ и -1 . Причем значение сигнала $+1$ соответствует логическому нулю, а значение сигнала -1 — логической единице (рис. 12,а). Изменение фазы может иметь и более двух значений, например четыре ($0, 90, 180$ и 270°). В этом случае говорят о так называемой *квадратурной фазовой модуляции* (*Quadrature Phase Shift Key, QPSK*), принцип реализации которой показан на рис. 12,б.

Рассмотрим общий вид сигнала, модулированного по фазе:

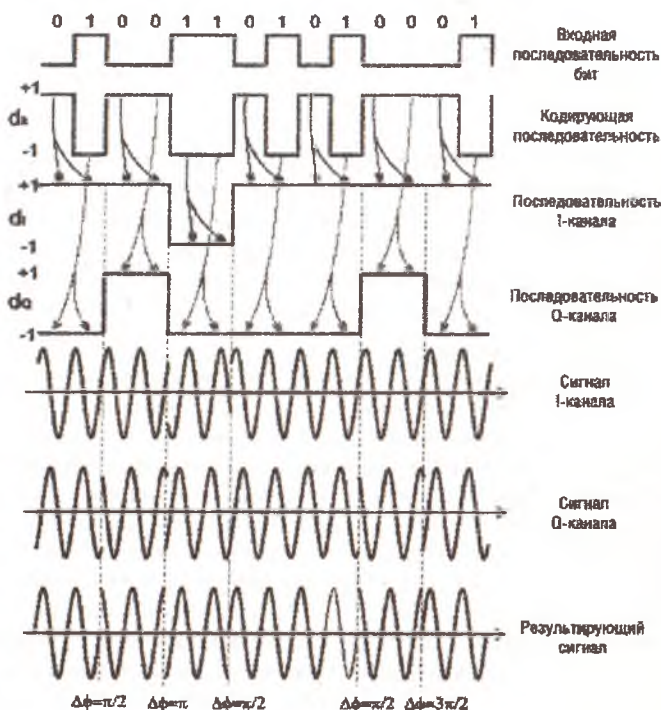
$$S(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi(t)). \quad (2)$$

С учетом простейших тригонометрических соотношений данную формулу несложно привести к виду:

$$S(t) = A \sin(2\pi f t) \cos \varphi + A \cos(2\pi f t) \sin \varphi. \quad (3)$$



а)



б)

Рис. 12. Двоичная фазовая модуляция BPSK (а) и квадратурная фазовая модуляция QPSK (б)

Из полученного выражения видно, что исходный сигнал можно представить в виде суммы двух гармонических составляющих, смещенных друг относительно друга по фазе на 90° , так как

$$\cos(2\pi ft) = \sin(2\pi ft + \frac{\pi}{2}) \quad (4)$$

В передатчике, производящем модуляцию, одна из этих составляющих синфазна сигналу генератора I (In Phase), а вторая находится в квадратуре Q (Quadrature) по отношению к этому сигналу.

Исходный сигнал несложно преобразовать:

$$\begin{aligned} S(t) &= A \sin(2\pi ft + \varphi) = \\ &= \frac{A}{\sqrt{2}} \sin(2\pi ft + \frac{\pi}{4})(\cos \varphi + \sin \varphi) = \\ &= \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(2\pi ft + \frac{\pi}{4})(\cos \varphi - \sin \varphi) \end{aligned}$$

Если ввести обозначения $d_I = \cos \varphi + \sin \varphi$, $d_Q = \cos \varphi - \sin \varphi$, то получим следующий вид сигнала:

$$\begin{aligned} S_{\text{QPSK}}(t) &= \frac{A}{\sqrt{2}} d_I \sin(2\pi ft + \frac{\pi}{4}) - \frac{A}{\sqrt{2}} d_Q \cos(2\pi ft + \frac{\pi}{4}), \\ I &= \frac{A}{\sqrt{2}} d_I \sin(2\pi ft + \frac{\pi}{4}), \\ Q &= \frac{A}{\sqrt{2}} d_Q \cos(2\pi ft + \frac{\pi}{4}). \end{aligned} \quad (5)$$

Кодирующие сигналы d_I и d_Q могут принимать значения $+1$ и -1 , откуда получим соотношения между сдвигом фазы и кодирующими сигналами, приведенные в табл. 4.

Т а б л и ц а 4. Соотношение между сдвигом фазы и кодирующими сигналами

Фаза сигнала, град	d_I	d_Q
0	+1	+1
90	+1	-1
180	-1	-1
270	-1	+1

При реализации QPSK входной поток бит преобразуется в кодирующую последовательность $\{d_k\}$ так, что логическому нулю соответствует кодирующий бит $+1$, а логической единице – кодирующий бит -1 . Далее кодирующий поток разделяется на четные и нечетные биты. Четные биты поступают в I -канал, а нечетные — в Q -канал. Причем длительность каждого управляющего импульса d_I и d_Q в два раза больше длительности исходного импульса d_k .

Управляющие биты d_I модулируют по фазе сигнал $\sin(2\pi ft + \pi/4)$, а биты d_Q модулируют ортогональный сигнал (смещенный по фазе на 90°), т.е. $\cos(2\pi ft + \pi/4)$. После этого оба сигнала складываются и образуется модулированный сигнал. В приведенной на рис. 13 схеме квадратурной фазовой модуляции фаза результирующего сигнала может изменяться каждые $2T$ секунд. Отличительной особенностью QPSK является наличие четырех дискретных состояний сигнала, отвечающих различным фазам.

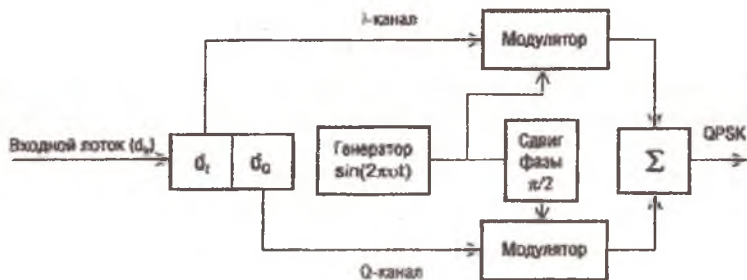


Рис 13. Реализация квадратурной фазовой модуляции

Это позволяет закодировать в одном дискретном состоянии последовательность двух информационных бит - дибит. Последовательность двух бит может иметь всего четыре различные комбинации: 00, 01, 10 и 11. Следовательно ровно в два раза повышается и скорость передачи данных, то есть бодовая скорость в два раза больше битовой ($1 \text{ Бод} = 2 \text{ бит/с}$).

Учитывая, что кодирующему биту +1 отвечает логический ноль, а кодирующему биту -1 — логическая единица и принимая во внимание соответствие между фазой сигнала и значениями d_1 и d_0 , получим табл. 5 соответствия между входными дибитами и фазами модулированного сигнала.

Т а б л и ц а 5. Соответствие между входными дибитами и фазами модулированного сигнала

Фаза сигнала, град	d_1	d_0	Входной дибит
0	+1	+1	00
90	+1	-1	01
180	-1	-1	11
270	-1	+1	10

Примеры векторных диаграмм состояния для двоичной и квадратурной фазовой модуляций показаны на рис. 13.

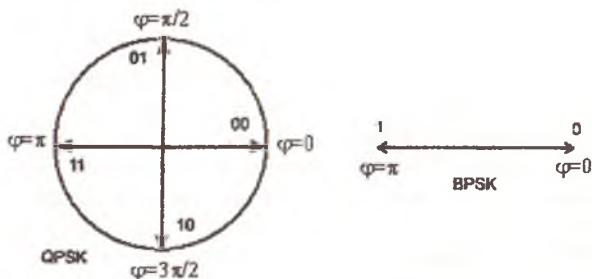


Рис 13. Векторная диаграмма состояния при QPSK и BPSK

Более широкое распространение получил способ отображения различных состояний сигнала на сигнальном созвездии. Сигнальное созвездие — это декартова система координат, по оси абсцисс которой откладываются значения кодирующего сигнала d_1 (ось I), а по оси ординат — значения кодирующего

сигнала d_Q (ось Q). В случае двоичной фазовой модуляции плоскость вырождается в прямую, вдоль которой откладываются значения кодирующего сигнала d_k . В этом случае на сигнальном созвездии располагаются всего две точки, отвечающие значениям кодирующих битов $+1$ и -1 . Эти две точки соответствуют всем возможным состояниям сигнала.

В случае QPSK-модуляции сигнальное созвездие состоит уже из четырех точек с координатами $(+1, +1)$, $(+1, -1)$, $(-1, +1)$, $(-1, -1)$. Эти четыре точки соответствуют четырем возможным дибитам и образуют совокупность всех возможных состояний сигнала (рис. 14).

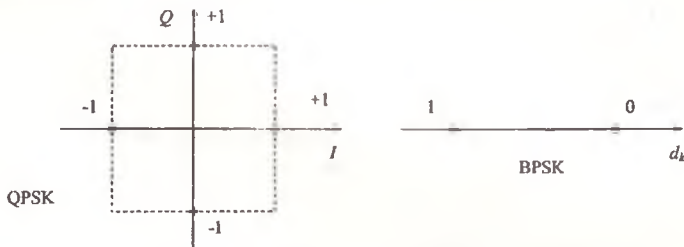


Рис. 14. Сигнальное созвездие для BPSK- и QPSK-модуляций

Методу фазовой модуляции присущи некоторые недостатки, связанные с трудностями технической реализации. Один из недостатков связан с тем, что в случае QPSK при одновременной смене символов в обоих каналах модулятора (с $+1, -1$ на $-1, +1$ или с $+1, +1$ на $-1, -1$) в сигнале происходит скачок фазы на 180° . Такие скачки фазы, имеющие место и при двухфазной модуляции, вызывают паразитную амплитудную модуляцию огибающей сигнала. В результате этого при прохождении сигнала через узкополосный фильтр возникают провалы огибающей до нуля, что приводит к увеличению энергии боковых полос и помех в канале связи.

Для того чтобы избежать этого нежелательного явления, прибегают к *квадратурной фазовой модуляции со сдвигом (Offset QPSK, OQPSK)*. При таком типе модуляции формирование сигнала в квадратурной схеме происходит так же, как и в модуляторе QPSK, за исключением того, что кодирующие биты в Q -канале имеют временную задержку на длительность одного элемента T . Изменение фазы при таком смещении кодирующих потоков определяется лишь одним элементом последовательности, а не двумя. В результате скачки фазы на 180° отсутствуют, поскольку каждый элемент последовательности, поступающий на вход модулятора синфазного или квадратурного канала, может вызвать изменение фазы на $0, 90$ или $270^\circ (-90^\circ)$.

Другим, более серьезным недостатком фазовой модуляции является то обстоятельство, что при декодировании сигнала приемник должен определять абсолютное значение фазы сигнала, так как в фазовой модуляции информация кодируется именно абсолютным значением фазы сигнала. Для этого необходимо, чтобы приемник имел информацию об «эталонном» синфазном сигнале передатчика. Тогда путем сравнения принимаемого сигнала с эталонным можно

определять абсолютный сдвиг фазы. Следовательно, необходимо каким-то способом синхронизировать сигнал передатчика с эталонным сигналом приемника (по этой причине фазовая модуляция получила название синхронной). Реализация синхронной передачи достаточно сложна, поэтому более широкое распространение получила разновидность фазовой модуляции, называемая *относительной фазовой модуляцией* (*Differential Phase Shift Keying, DPSK*). При относительной фазовой модуляции (также называемой относительной фазовой манипуляцией) кодирование информации происходит за счет сдвига фазы по отношению к предыдущему состоянию сигнала. То есть информация кодируется изменением фазы. Такая модуляция уже не является синхронной и проще реализуется. Во всем остальном DPSK не отличается от PSK.

Для технической реализации DPSK входной поток информационных бит первоначально преобразуется, а затем подвергается обычной фазовой модуляции. Если необходимо, чтобы скачки по фазе происходили при появлении логического нуля, то преобразование исходной последовательности сводится к следующему: при появлении нуля происходит преобразование сигнала на инверсный, а при появлении единицы сигнал не меняется. Для примера рассмотрим преобразование 11-битовой последовательности Баркера по описанному правилу (табл. 6).

Т а б л и ц а 6. Преобразование последовательности Баркера

Исходная последовательность		1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0
Преобразованная последовательность	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1

Данный алгоритм можно записать как логическую операцию неравнозначности над исходной последовательностью и преобразованной последовательностью, задержанной на один бит (смешенной по времени) (рис. 15).

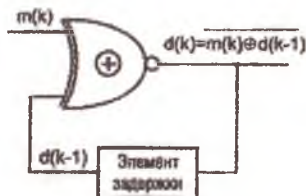


Рис. 14. Преобразование входящей последовательности для получения относительной фазовой модуляции

Математически это записывается в виде формулы:

$$d_k = \overline{m_k \oplus d_{k-1}}, \quad (6)$$

где m_k — исходная последовательность, d_k — преобразованная последовательность (при расчетах предполагается, что первый бит преобразованной последовательности равен 1).

Аналогично производится преобразование входящей последовательности для получения относительной фазовой модуляции и во втором случае, то есть

когда требуется, чтобы фаза сигнала менялась каждый раз при появлении на входе логической единицы. Однако в этом случае формула преобразования будет выглядеть так: $d_k = m_k \oplus d_{k-1}$. Пример получения двоичной относительной фазовой модуляции DBPSK показан на рис.16.

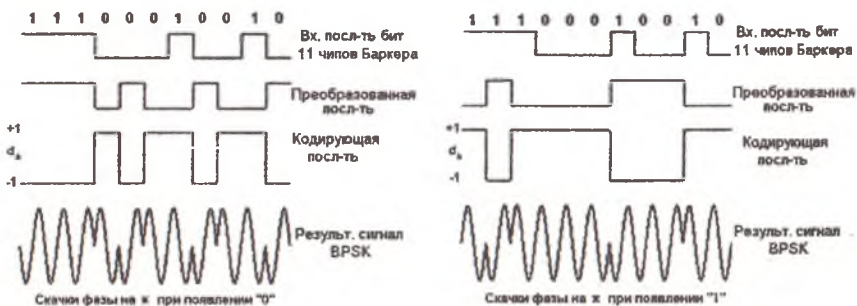


Рис. 16. Получение двоичной относительной фазовой модуляции DBPSK

Спектр сигнала Баркера как спектр комплексной огибающей ФМ сигнала $s(t)$ определяется преобразованием Фурье через спектр одиночного импульса $S_0(\omega)$:

$$S(f) = s(f) e^{-j2\pi f t_0} = S_0(f) \sum_{n=1}^N A_n e^{-j(n-1)2\pi f t_0} \quad (7)$$

где сумма в правой части формулы представляет собой спектр кодовой последовательности длиной N и обозначается $H(f)$. Тогда спектр сигнала Баркера можно записать в виде произведения:

$$S_U(\omega) = S_0(f) H(f)$$

2.4. Кодирование ССК

В 802.11b используется несколько способов кодирования с использованием комплементарных кодов (*Complementary Code Keying, CCK*). Использование ССК позволяет кодировать 8 бит на один символ при скорости 11 Мбит/с и 4 бита на символ при скорости 5,5 Мбит/с. При этом сами кодовые последовательности являются 8-чиповыми, т.е. при скорости передачи 11 Мбит/с кодирование 8 бит на символ соответствует символьной скорости 1,385 мегасимволов в секунду ($R=11/8$, $r_s=1,385$ MS/c). Аналогичная символьная скорость используется и при $r_b=5,5$ бит/с, так как при такой скорости в одном символе кодируется только 4 бита.

Для двух ССК равной длины сумма их АКФ для любого циклического сдвига, отличного от нуля, всегда равна нулю. Исходя из того, что АКФ определяется как сумма попарных произведений последовательности при ее циклическом сдвиге, обозначим через a_i элементы первой последовательности, а через b_j — элементы второй.

Тогда АКФ для первой последовательности длиной n для циклического сдвига на j элементов запишется как

$$c_j = \sum_{i=1}^{n-j} a_i a_{i+j}.$$

Аналогично для второй последовательности АКФ примет вид:

$$d_j = \sum_{i=1}^{n-j} b_i b_{i+j}.$$

При этом две последовательности будут называться комплементарными, если

$$\begin{cases} c_j + d_j = 0 \\ c_0 + d_0 = 2n. \end{cases} \quad (8)$$

Наряду с ССК, элементы которых принимают только значения +1 и -1, можно разделить комплементарные последовательности на множестве комплексных чисел или многофазовые последовательности *Polyphase Codes*. В стандарте IEEE 802.11b применяются 8-чиповые комплексные ССК, содержащие элементы с четырьмя различными фазами, значения которых определяются последовательностью входных битов (табл. 7).

Т а б л и ц а 7. Формирование комплементарных последовательностей

Сдвиг	Первая последовательность	$c(j)$	Вторая последовательность	$d(j)$	$c(j)+d(j)$
0	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1	8	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1	8	16
1	1 -1 -1 -1 1 1 1 -1	0	-1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1	0	0
2	-1 1 -1 -1 -1 1 1 1	0	1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1	0	0
3	1 -1 1 -1 -1 -1 1 1	-4	-1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1	4	0
4	1 1 -1 1 -1 -1 -1 1	0	-1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1	0	0
5	1 1 1 -1 1 -1 -1 -1	-4	1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1	4	0
6	-1 1 1 1 -1 1 -1 -1	0	-1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1	0	0
7	-1 -1 1 1 1 -1 1 -1	0	-1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1	0	0

Элементы 8-чиповой ССК образуются по формулам:

$$\begin{cases} c_0 = e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)}, \\ c_1 = e^{j(\varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_4)}, \\ c_2 = e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_4)}, \\ c_3 = -e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)}, \\ c_4 = e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}, \\ c_5 = e^{j(\varphi_1 + \varphi_3)}, \\ c_6 = -e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)}, \\ c_7 = e^{j\varphi_1}. \end{cases} \quad (9)$$

Значения фазы φ_1 выбирается по первому дибиту, φ_2 — по второму, φ_3 — по третьему и φ_4 — по четвертому. Таким образом, для однозначного определения ССК-последовательности требуется 8 бит входных данных. Фаза φ_1 присутствует во всех членах последовательности. Практически это означает сдвиг по фазе всех членов последовательности на одно и то же значение. По этой

причине первый дибит данных задает сдвиг целого символа по фазе по отношению к фазе предыдущего переданного символа.

Для скорости 5,5 Мбит/с в одном символе кодируется 4 бита (два дибита): $\{d_0, d_1, d_2, d_3\}$. Для того чтобы закодировать 4 бита в одном символе, необходимо иметь 16 различных дискретных состояний сигнала, каждое из которых определяется той или иной комбинаторной ССК. Поэтому для реализации скорости 5,5 Мбит/с требуется иметь набор из 16 различных ССК. Такой набор сформировать нетрудно, поскольку сами последовательности являются 8-чиповыми и определяются на множестве комплексных элементов $\{+1, -1, +j, -j\}$, то есть всего можно сформировать 65536 различных последовательностей.

Выбор требуемой последовательности для кодирования символа происходит следующим образом. Поступающий поток битов группируется по два дибита, то есть каждая группа формирует один символ. При этом символы делятся на четные и нечетные, а первый дибит $\{d_0, d_1\}$ задает фазовый сдвиг четных и нечетных символов. Поскольку каждый дибит может принимать четыре различных значения, для четных и нечетных символов существуют по четыре возможных сдвига фаз (табл. 8).

Т а б л и ц а 8. Фазовые сдвиги символов, определяемые первым дибитом $\{d_0, d_1\}$

$\{d_0, d_1\}$	Фазовый сдвиг четных символов	Фазовый сдвиг нечетных символов
00	0	π
01	$\pi/2$	$-\pi/2$
10	π	0
11	$-\pi/2$	$-\pi/2$

Следующий дибит $\{d_2, d_3\}$ определяет остальные фазы ССК-последовательности по формулам:

$$\begin{cases} \varphi_2 = d_2\pi + \frac{\pi}{2}, \\ \varphi_3 = 0, \\ \varphi_4 = d_3\pi. \end{cases} \quad (10)$$

Таким образом, для задания ССК при кодировании 4 бит/символ используют только 2 бита данных (второй дибит). Этот дибит, принимающий одно из четырех возможных значений, позволяет задать одну из четырех комбинаторных ССК. Первый дибит определяет сдвиг по фазе всего символа (причем возможен сдвиг на четыре различных значения) и применяется в относительной фазовой модуляции. Следовательно, набор из четырех возможных ССК с последующей QPSK позволяет сформировать 16 дискретных состояний сигнала и закодировать 4 бита в одном символе. Как нетрудно рассчитать, при информационной скорости 5,5 Мбит/с символьная скорость составит $5,5/4 = 1,375$ мега-символов в секунду. Учитывая, что сами по себе ССК являются 8-чиповыми, частота следования отдельных чипов составляет 11 МГц, а ширина спектра сигнала — соответственно 22 МГц.

При $r_b=11$ Мбит/с в одном символе кодируется одновременно 8 бит. При этом первый дибит, как и прежде, задает сдвиг фазы при DPSK целого символа в зависимости от того, четный он или нечетный, а остальные три дибита 8-битовой последовательности определяют оставшиеся фазы, причем значение φ_2 выбирается по второму дибиту, φ_3 — по третьему и φ_4 — по четвертому. Значение сдвига фаз определяется по табл. 9.

Т а б л и ц а 9. Фазовые сдвиги символа, определяемые i -м и $i+1$ -м дибитами

d_i, d_{i+1}	Фазовый сдвиг символа
00	0
01	$\pi/2$
10	π
11	$-\pi/2$

Таким образом, для задания используют только 6 бит данных (второй, третий и четвертый дибиты). А поскольку $2^6=64$, то при кодировании каждого символа применяется одна из 64 возможных восьмиразрядных ССК. Набор из 64 возможных ССК с последующей DQPSK позволяет сформировать 256 дискретных состояний сигнала и закодировать 8 бит в одном символе. При $r_b=11$ Мбит/с получим $r_s=11/8=1,375$ MS/c.

Для скорости 5,5 Мбит/с в одном символе кодируется 4 бита, то есть два дибита ($d_0 - d_3$). Первый дибит определяет фазовый сдвиг четных и нечетных символов в соответствии с табл. 8.

Следующий дибит, то есть биты d_2, d_3 , определяет остальные фазы ССК-последовательности по формулам (10). Рассмотрим, к примеру, последовательность данных 11011000. Разбивая ее на пару четырехбитовых символов 1101 и 1000, первый из которых нечетный, а второй — четный, получим, что для нечетного символа $\varphi_1=0, \varphi_2=\pi/2, \varphi_3=0$ и $\varphi_4=\pi$. Тогда комплексная ССК-последовательность примет вид: $\{-j, -1, -j, 1, j, 1, -j, 1\}$.

Аналогично для второго символа $\varphi_1=-\pi/2, \varphi_2=\pi/2, \varphi_3=0, \varphi_4=0$, а ССК имеет вид: $\{1, -j, 1, j, 1, -j, -1, -j\}$. Как нетрудно заметить, обе последовательности сдвинуты друг относительно друга на 90° , точнее, вторая последовательность, соответствующая четному символу, сдвинута относительно первой последовательности на

$$\varphi_1 = -\frac{\pi}{2} (e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j).$$

При скорости 11 Мбит/с в одном символе кодируется одновременно 8 бит данных. При этом первый дибит последовательности данных, как и прежде, задает сдвиг фазы при DPSK целого символа в зависимости от того, четный он или нечетный, точно так же, как и для скорости 5,5 Мбит/с. Остальные три дибита 8-битовой последовательности данных определяют фазы $\varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$, причем значение φ_2 выбирается по второму дибиту, φ_3 — по третьему и φ_4 — по четвертому. Значение сдвига фаз определяется по табл. 9.

Если, к примеру, на вход поступает последовательность 8 бит данных 00111011 и символ является четным, то, пользуясь таблицами, найдем:

$$\begin{cases} \varphi_1 = 0, \\ \varphi_2 = 0, \\ \varphi_3 = \pi \\ \varphi_4 = -\frac{\pi}{2}. \end{cases}$$

Тогда сама ССК примет вид: $\{j, j, -j, j, -1, -1, -1, 1\}$.

С помощью описанных выше алгоритмов кодирования можно представить схему ССК-модулятора (рис. 17).

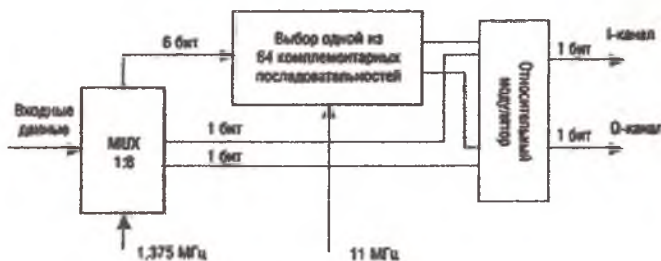


Рис. 17. Блок-схема ССК-модулятора

Последовательности, формируемые в ССК-модуляторе, в дальнейшем поступают на *I*- и *Q*-каналы QPSK-модулятора.

Применение различных методов модуляции и кодирования на физическом уровне, принятых в стандарте IEEE 802.11b для различных скоростей передачи, позволяет составить итоговую табл. 10.

Т а б л и ц а 10. Обзор сигнально-кодовых конструкций

Скорость передачи, Мбит/с	Кодовая последовательность	Тип модуляции	Символьная скорость мегасимволов в секунду	Количество бит на символ
1	11-чиповая (Баркера)	DBPSK	1	1
2	11-чиповая (Баркера)	DQPSK	1	2
5,5	8-чиповая (ССК)	DQPSK	1,375	4
11	8-чиповая (ССК)	DQPSK	1,375	8

3. СТАНДАРТ IEEE 802.11a

3.1. Распределение частотного диапазона 5ГГц

Стандарт 802.11b обеспечивает максимальную скорость передачи данных до 11 Мбит/с в частотном диапазоне 2,4 ГГц (от 2,4 до 2,4835 ГГц). Этот диапазон не требует лицензирования и зарезервирован для использования в промышленности, науке и медицине (ISM), однако при использовании технологии расширения спектра DSSS на частотах около 2,4 ГГц могут возникать проблемы из-за помех, порождаемых другими бытовыми беспроводными устройствами,

в частности микроволновыми печами и радиотелефонами. Кроме того, современные приложения и объёмы передаваемых по сети данных нередко требуют большей пропускной способности, чем может предложить стандарт 802.11b. Выход из создавшегося положения предлагает стандарт 802.11a (табл. 11), рекомендующий передачу данных со скоростью до 54 Мбит/с в частотном диапазоне 5 ГГц (от 5,15 до 5,350 ГГц и от 5,725 до 5,825 ГГц). В США данный диапазон именуют диапазоном нелицензионной национальной информационной инфраструктуры (*Unlicensed National Information Infrastructure, UNII*).

Т а б л и ц а 11. Частотный диапазон стандарта IEEE 802.11a

Диапазон	Частота, ГГц	Ограничение по мощности, мВт
UNII	5,150 - 5,250	50
UNII	5,250 - 5,350	250
UNII	5,725 - 5,825	1000
ISM	2,400 - 2,4835	1000

UNII разбит на три 100-мегагерцевых поддиапазона, различающихся ограничениями по максимальной мощности излучения. Нижний диапазон (5,15...5,25 ГГц) предусматривает мощность ≤ 50 мВт, средний диапазон (5,25...5,35 ГГц) – ≤ 250 мВт, верхний диапазон (от 5,725 до 5,825 ГГц) – ≤ 1 Вт. Использование трёх частотных поддиапазонов с общей шириной 300 МГц делает стандарт 802.11a самым широкополосным из семейства стандартов 802.11 и позволяет разбить весь частотный диапазон на 12 каналов, каждый из которых имеет ширину 20 МГц. Восемь из них лежат в 200-мегагерцевом диапазоне от 5,15 до 5,35 ГГц, а остальные четыре – в 100-мегагерцевом диапазоне от 5,725 до 5,825 ГГц (рис. 18). При этом четыре верхних частотных канала, предусматривающие наибольшую мощность передачи, используются преимущественно для передачи сигналов вне помещений.



Рис. 18. Разделение диапазона UNII на 12 частотных поддиапазонов (каналов)

3.2. Многолучевая интерференция

Предусмотренная протоколом 802.11a ширина канала 20 МГц вполне достаточна для организации высокоскоростной передачи. Использование же частот свыше 5 ГГц и ограничение мощности передачи приводят к возникновению ряда проблем при попытке организовать высокоскоростную передачу данных, и это необходимо учитывать при выборе метода кодирования данных. Распространение любого сигнала неизбежно сопровождается его затуханием, причём величина затухания сигнала зависит как от расстояния от точки переда-

чи, так и от частоты сигнала. При измерении в децибелах величины затухания сигнала пользуются формулой:

$$L_p = X \lg \left(\frac{4\pi df}{c} \right), \quad (11)$$

где X - коэффициент ослабления, равный 20 для открытого пространства; d - расстояние от точки передачи; f - частота сигнала; c - скорость света.

Из (11) вытекает, что с увеличением частоты передаваемого сигнала увеличивается его затухание. Так, при распространении сигнала в открытом пространстве с $f = 2,4$ ГГц он ослабевает на 60 дБ при удалении от источника на 10 м. Если $f = 5$ ГГц, ослабление сигнала при удалении на 10 м составит уже 66 дБ. В результате использование более высоких частот в протоколе 802.11a приводит к меньшему радиусу действия сети, чем в протоколе 802.11b.

Второй важный момент, который необходимо учитывать при использовании высокочастотных сигналов с большой частотной шириной канала, связан с возникновением эффекта многолучевой интерференции: в результате многократных отражений один и тот же сигнал может попадать в приёмник различными путями. Но различные пути распространения имеют и разные длины, а потому для различных путей распространения ослабление сигнала будет неодинаковым. Следовательно, в точке приёма результирующий сигнал представляет собой суперпозицию (интерференцию) N сигналов с различными амплитудами, смещёнными относительно друг друга по времени, что эквивалентно сложению сигналов с разными фазами. Если предположить, что передатчик распространяет гармонический сигнал $s_{\text{прд}} = A \sin 2\pi f t$ с частотой несущей f и амплитудой A , то в приёмнике будет получен сигнал $s_{\text{прм}} = \sum_{i=1}^N A_i \sin 2\pi f (t - t_i)$, где t_i - задержка распространения сигнала по i -му пути (рис. 19).



Рис. 19. Модель многолучевого распространения сигнала

Следствием многолучевой интерференции является искажение принимаемого сигнала. Многолучевая интерференция присуща любому типу сигналов, но особенно негативно она сказывается на широкополосных сигналах. Дело в том, что при использовании широкополосного сигнала в результате интерференции определённые частоты складываются синфазно, что приводит к увеличению сигнала, а некоторые, наоборот, – противофазно, вызывая ослабление сигнала на данной частоте (рис. 20). Различают два крайних случая. В первом случае максимальная задержка между различными сигналами не превосходит

времени длительности одного символа и интерференция возникает в пределах одного передаваемого символа.

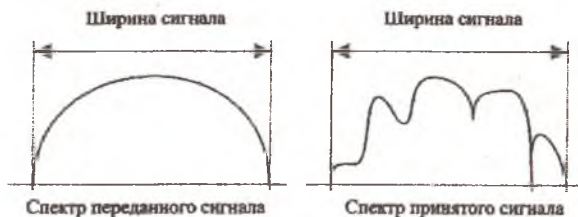


Рис. 20. Искажение сигнала за счёт присутствия многолучевой интерференции

Во втором случае максимальная задержка между различными сигналами больше длительности одного символа, а в результате интерференции складываются сигналы, представляющие разные символы, и возникает так называемая *межсимвольная интерференция (Inter Symbol Interference, ISI - рис. 21)*, которая наиболее отрицательно сказывается на искажении сигнала. Поскольку символ – это дискретное состояние сигнала, характеризующееся значениями частоты несущей, амплитуды и фазы, то для различных символов меняются амплитуда и фаза сигнала, поэтому восстановить исходный сигнал крайне сложно. Чтобы частично компенсировать эффект многолучевого распространения, используются частотные эквалайзеры, однако по мере роста скорости передачи данных либо за счёт увеличения символьной скорости, либо за счёт усложнения схемы кодирования эффективность использования эквалайзеров падает.

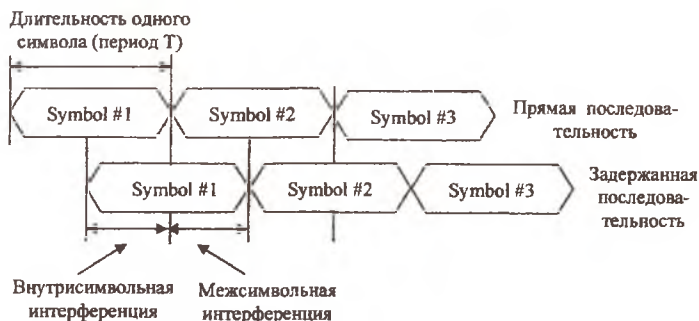


Рис. 21. Возникновение межсимвольной и внутрисимвольной интерференции

В стандарте 802.11b с $r_b=11$ Мбит/с при использовании ССК и QPSK применение схем компенсации межсимвольной интерференции вполне успешно справляется с возложенной на них задачей, но при более высоких скоростях такой подход становится неприемлем. Поэтому в 802.11a используется принципиально иной метод кодирования данных, который состоит в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведётся параллельно на всех этих подканалах. При этом высокая скорость передачи достигается именно за счёт одновременной передачи данных по

всем каналам, а скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой.

Если скорость передачи обозначить C_k в k -ом частотном канале, то общая скорость передачи посредством N каналов будет равной

$$C_{\Sigma} = \sum_{k=1}^N C_k. \quad (12)$$

Поскольку в каждом из частотных подканалов скорость передачи данных можно сделать не слишком высокой, это создает предпосылки для эффективно-го подавления межсимвольной интерференции.

3.3. Ортогональная частотная модуляция

При частотном разделении каналов необходимо, чтобы ширина отдельного канала была, с одной стороны, достаточно узкой для минимизации искажения сигнала в пределах отдельного канала, а с другой – достаточно широкой для обеспечения требуемой скорости передачи. Кроме того, для экономного использования всей полосы канала, разделяемого на подканалы, желательно как можно более плотно расположить частотные подканалы, но при этом избежать межканальной интерференции, чтобы обеспечить полную независимость каналов друг от друга. Частотные каналы и, соответственно, их несущие сигналы, удовлетворяющие перечисленным требованиям, называются ортогональными.

Ортогональность функций означает, что их произведение, усреднённое на некотором интервале, должно быть равно нулю:

$$\int_0^T \sin(2\pi f_l t) \sin(2\pi f_k t) dt = 0, \quad l \neq k, \quad (13)$$

где T - период символа, f_k, f_l - несущие частоты каналов k и l .

Ортогональность несущих сигналов можно обеспечить в том случае, если за время длительности одного символа несущий сигнал будет совершать целое число колебаний. Примеры нескольких несущих ортогональных колебаний представлены на рис. 22,а.

Учитывая, что каждый передаваемый символ длительности T передаётся ограниченной по времени синусоидальной функцией, нетрудно найти и спектр такой функции (рис. 22,б), который будет описываться функцией

$$S(f) = A \frac{\sin 2\pi(f - f_i)}{2\pi(f - f_i)}, \quad (14)$$

где f_i - центральная (несущая) частота i -го канала.

Такой же функцией описывается и форма частотного подканала. При этом важно, что хотя сами частотные подканалы могут и перекрывать друг друга, однако ортогональность несущих сигналов гарантирует частотную независимость каналов друг от друга и, следовательно, отсутствие межканальной интерференции (рис. 23).

Рассмотренный способ деления широкополосного канала на ортогональные частотные подканалы называется ортогональным частотным разделением с мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM).

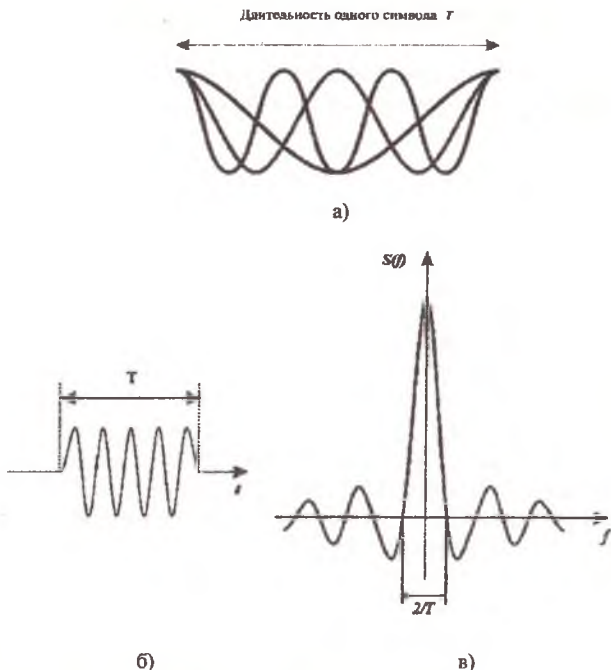


Рис. 22. Ортогональные частоты (а), i -й символ длительностью T (б) и его спектр (в)



Рис. 23. Частотное разделение каналов с ортогональными несущими сигналами

Для его реализации в передающих устройствах используется обратное быстрое преобразование Фурье (IFFT), переводящее предварительно мультиплексированный на N -каналов сигнал из временного представления в частотное (рис. 24):

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt$$

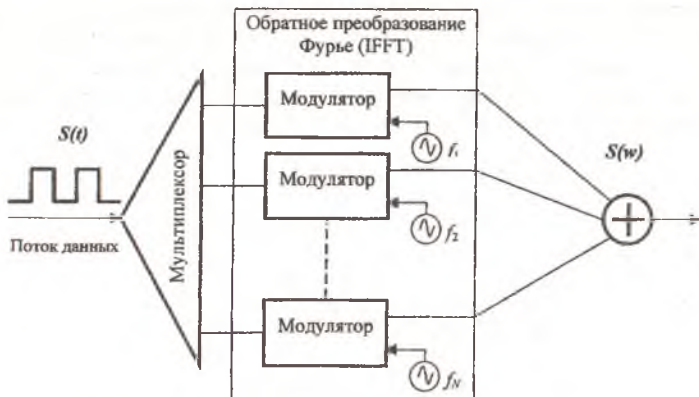


Рис. 24. Осуществление обратного быстрого преобразования Фурье для получения N ортогональных частотных подканалов

В протоколе 802.11a используется обратное преобразование Фурье с окном в 64 частотных подканала. Поскольку ширина каждого из 12 каналов имеет ширину 20 МГц, получаем, что интервал между поднесущими $\Delta f = 20 \text{ МГц}/64 = 312,5 \text{ кГц}$, а сами поднесущие можно представить как

$$f_k(t) = a_k \sin[2(f_0 + k\Delta f)t + \psi_k], \quad k = -26 \dots 26, \quad k \neq 0. \quad (15)$$

Центральная поднесущая f_0 не используется и ее амплитуда всегда равна 0. Для создания защитного частотного интервала из 64 ортогональных подканалов используются только 52, причем 48 подканалов используются для передачи данных (Data Tones), а остальные - для передачи служебной информации (Pilot Tones).

Сама по себе технология OFDM не устраняет многолучевого распространения, но создаёт предпосылки для устранения эффекта межсимвольной интерференции путем ввода охранного интервала (Guard Interval, GI) – циклического повторения окончания символа, пристраиваемого в начале символа (рис. 25).

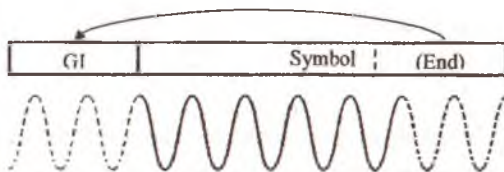


Рис. 25. Охранный интервал, пристраиваемый в начало символа

Охранный интервал является избыточной информацией и в этом смысле снижает полезную (информационную) скорость передачи. Эта избыточная информация добавляется к передаваемому символу в передатчике и отбрасывается

ся при приёме символа в приёмнике, но именно она служит защитой от возникновения межсимвольной интерференции. Наличие GI создаёт временные паузы между отдельными символами, и если длительность GI превышает максимальное время задержки сигнала в результате многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает (рис. 26).

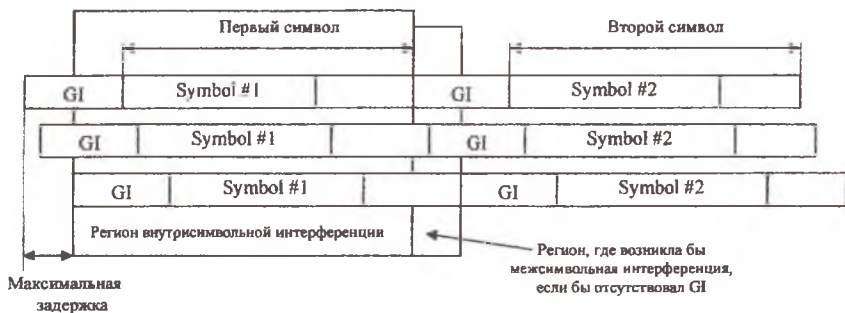


Рис. 26. Охраненный интервал препятствует возникновению межсимвольной интерференции

В протоколе 802.11a $GI = T_s/4 = 3,2/4 = 0,8$ мкс. Таким образом, длительность символа вместе с охраненным интервалом составляет 4 мкс.

3.4. Методы модуляции и кодирования

В протоколе 802.11b для модуляции используются DBPSK и DQPSK. В протоколе 802.11a используются те же методы фазовой модуляции (только не относительные), то есть двоичная и квадратурная фазовые модуляции BPSK и QPSK (рис. 27).

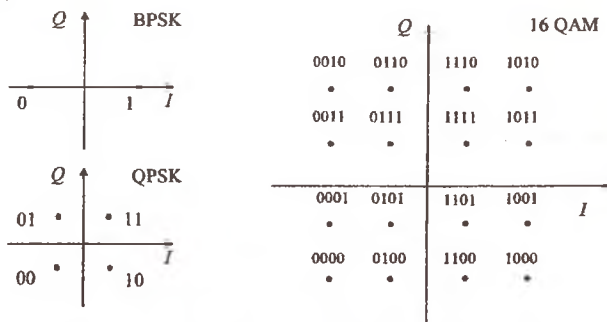


Рис. 27. Представление модуляционных символов для BPSK, QPSK и 16-QAM

При использовании BPSK в одном символе кодируется только один информационный бит. Соответственно при использовании QPSK, то есть когда фаза сигнала может принимать четыре различных значения, в одном символе кодируются два информационных бита. Модуляция BPSK используется для передачи данных на скоростях 6 и 9 Мбит/с, а модуляция QPSK – на скоростях 12 и 18 Мбит/с.

Для передачи на более высоких скоростях используется квадратурная амплитудная модуляция *QAM* (Called *Quadrature Amplitude Modulation*) 16-QAM и 64-QAM. В первом случае имеются 16 различных состояний сигнала, что позволяет закодировать 4 бита в одном символе. Во втором случае имеются уже 64 возможных состояния сигнала, что позволяет закодировать последовательность 6 битов в одном символе. Модуляция 16-QAM применяется на скоростях 24 и 36 Мбит/с, а модуляция 64-QAM – на скоростях 48 и 54 Мбит/с.

Для сравнения видов модуляции рассмотрим, к примеру, модуляцию BPSK, при которой r_b составляет 6 или 9 Мбит/с. Время длительности одного символа вместе с охранным интервалом составляет 4 мкс. Следовательно частота следования импульсов составит 250 кГц. Учитывая, что в каждом подканале кодируется по одному биту, а всего таких подканалов 48, получим, что общая скорость передачи составит $r_b = 250 \text{ кГц} \times 48 \text{ каналов} = 12 \text{ МГц}$ (Мбит/с). Однако не все биты, кодируемые в символе, являются информационными. Для того чтобы обеспечить достоверность принимаемых данных, то есть иметь возможность обнаруживать и исправлять ошибки, используют избыточную информацию и свёрточное кодирование. Суть свёрточного кодирования заключается в том, что к последовательности передаваемых битов добавляются служебные биты, значения которых зависят от нескольких предыдущих переданных битов. Использование свёрточного кодирования в сочетании с алгоритмом Витерби позволяет не только обнаруживать, но и в подавляющем большинстве случаев исправлять ошибки передачи на приёмной стороне.

При скорости свёрточного кодирования $R=1/2$ на каждый информационный бит добавляется один служебный (избыточность равна 2). Именно по этой причине при $R=1/2$ информационная скорость вдвое меньше полной скорости. При $R=3/4$ на каждые три информационных бита добавляется один служебный, поэтому в данном случае полезная (информационная) скорость составляет 3/4 от полной скорости.

Из этого следует, что при использовании одного и того же типа модуляции могут получаться разные значения информационной скорости (табл. 12) – всё зависит от скорости свёрточного кодирования.

Т а б л и ц а 12. Различные скорости в протоколе 802.11a

Скорость данных, Мбит/с	Тип модуляции	Скорость свёрточного кодирования	Количество битов на символ в одном подканале	Общее количество битов в OFDM-символе (48 подканалов)	Количество битов данных в OFDM-символе
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

Так, при использовании BPSK-модуляции со скоростью свёрточного кодирования $R=1/2$ получаем информационную скорость $r_b=6$ Мбит/с, а при использовании свёрточного кодирования с $R=3/4$ $r_b=9$ Мбит/с. Аналогичным образом каждому типу модуляции соответствуют две различные скорости передачи. В протоколе 802.11a обязательными являются скорости 6, 12 и 24 Мбит/с, а все остальные – опциональными.

3.5. Работа приемопередающей аппаратуры

Приемопередающая аппаратура в стандарте 802.11a функционирует по следующему алгоритму (рис. 28). Сформированный OFDM-символ в виде совокупности значений C_k (см. формулу 12) подвергается обратному быстрому преобразованию Фурье (ОБПФ), в результате чего после цифроаналогового преобразования формируются выходные синфазный I и квадратурный Q сигналы. Далее следует типичная обработка – квадратурный модулятор, гетеродин для переноса сигнала в заданную область и выходной антенный усилитель. Входной поток данных перед модуляцией подвергается скремблированию (в данном случае - рандомизации) посредством перемножения на псевдослучайную последовательность (ПСП) с циклом повторения 127. Ее формирует генератор с задающим полиномом $S(x) = x^7 + x^4 + 1$ и начальным значением 1111111.



Рис. 28. Схема формирования сигналов в стандарте IEEE 802.11a

Приемник восстанавливает вектор инициализации, поскольку известно, что последние 7 младших бит поля данных перед скремблированием всегда равны нулю. После скремблирования поток данных поступает на сверточный кодер. Исходя из выбранной скорости передачи данных, скорость кодирования может составлять $1/2$, $2/3$ и $3/4$. Напомним, скорость кодирования - это отношение числа битов в пакете до и после кодера (скорость кодирования $R = 1/2$ означает, что каждый входной бит после кодирования превращается в два бита). Поскольку у кодера два выхода, каждому входному биту x_i соответствует пара выходных битов (y_i, z_i) . Значения скорости кодирования, отличные от $1/2$, получаются путем исключения из выходной последовательности отдельных значений y или z , (процедура «выкалывания»).

Далее поток кодированных битов подвергается перемежению (интерливингу) – изменяется порядок битов в последовательности в рамках OFDM-символа. Вся последовательность кодированных битов разбивается на блоки, длина которых равна числу битов в OFDM-символе (N_{CBPS}) при выбранной скорости передачи. В пределах блока биты нумеруются от 0 до ($N_{CBPS} - 1$). Затем происходит двухстадийная перестановка. Цель первого этапа – добиться, чтобы смежные биты кодовой последовательности оказались на несмежных поднесущих. Первый этап перемежения эквивалентен тому, что данные последовательно записываются по строкам в таблицу из 16 строк и $N_{CBPS}/16$ рядов, а затем последовательно считываются по рядам (т.е. считывают в порядке записи, но из транспонированной таблицы).

После второго этапа смежные биты оказываются попеременно в старших и младших разрядах групп, определяющих модуляционный символ квадратурной модуляции. Это делается для того, чтобы два соседних бита не оказались в младших разрядах, надежность передачи которых наиболее низка. Математически процедура перемежения выражается двумя уравнениями, в которых k – номер бита в кодированной последовательности, i – его номер после первого этапа перестановки, j – после второго (окончательный):

$$\begin{aligned}
 i &= \frac{N_{CBPS}}{16} k \bmod 16 + \text{floor}\left(\frac{k}{16}\right); \\
 j &= s \cdot \text{floor}\left(\frac{i}{s}\right) + \left[i + N_{CBPS} - \text{floor}\left(\frac{16i}{N_{CBPS}}\right) \right] \bmod s; \\
 s &= \max\left(\frac{N_{CBPS}}{2,1}\right),
 \end{aligned} \tag{16}$$

где N_{CBPS} – число битов на поднесущую; $x \bmod n$ – значение x по модулю n ; $\text{floor}(x)$ – наибольшее целое число, не превышающее x .

После интерливинга последовательность битов разбивается на группы по числу позиций выбранной квадратурной модуляции (1; 2; 4 или 6), и в соответствии с диаграммами Грея определяются значения синфазной (младшие биты) и квадратурной (старшие биты) составляющих комплексных амплитуд. Полученные из диаграмм Грея значения амплитуд умножаются на нормировочный коэффициент 1, $1/\sqrt{2}$, $1/\sqrt{10}$, $1/\sqrt{42}$ для QPSK, 16-QAM и 64-QAM соответственно. В результате получают значения комплексных амплитуд C_k , используемых в формуле (12). Совокупность различных видов модуляции поднесущих и скоростей кодирования и определяет диапазон скоростей передачи данных (см. табл. 12).

3.6. Обмен пакетной информацией

Обмен информацией происходит посредством кадров (пакетов). Пакеты начинают формироваться на MAC-уровне: сначала следует MAC-заголовок, содержащий адреса приемников и передатчиков, а также служебную информацию, далее – собственно данные (поле данных), за ними – контрольная сумма (CRC). Сформированный пакет MAC-уровня (MPDU) встраивается в пакет физического уровня. На физическом уровне кадр представляет собой последо-

вательность в составе преамбулы, заголовка (PLCP-заголовок) и данных, за которыми следуют хвостовые биты Tail (равны 0 и обозначают конец поля) и заполняющие биты Pad, предназначенные для выравнивания длины пакета (рис. 29).



Рис.29. Структура пакетов MAC уровня и физического уровня IEEE 802.11a

Преамбула (рис. 30) включает 10 коротких настроечных последовательностей и две длинные последовательности. OFDM-символы коротких последовательностей формируются на основе лишь 12 поднесущих, при этом применяется 4-QPSK-модуляция. Длительность короткой настроечной последовательности — 0,8 мкс. Короткие настроечные последовательности предназначены для автоматической настройки усилителей сигнала (APU), а также временной и частотной синхронизации.

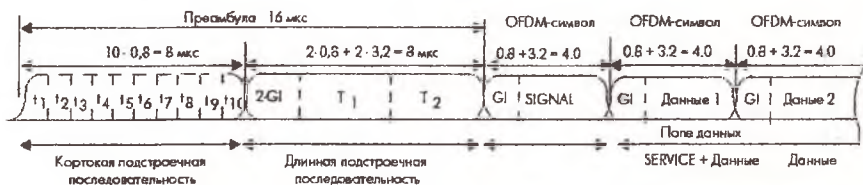


Рис. 30. Последовательность передаваемых данных в стандарте IEEE 802.11a

Две длинные настроечные последовательности следуют за короткими с промежутком в два защитных интервала $GI=0,8$ мкс. Каждой из них соответствуют OFDM-символы, включающие 53 поднесущие (используется и центральная f_0). Поднесущие модулируются посредством двухпозиционной BPSK, длительность символов — 3,2 мкс, защитных интервалов нет. Длинные последовательности предназначены для оценки канала и точной частотной подстройки приемников. Таким образом, длительность трансляции преамбулы составляет 16 мкс.

За преамбулой следует PLCP-заголовок физического пакета. Он состоит из двух фрагментов - SIGNAL и SERVICE. Фрагмент SIGNAL всегда занимает

один OFDM-символ и транслируется посредством BPSK-модуляции с $R=1/2$, т.е. максимально надежно. Он не скремблируется. В SIGNAL передается информация о скорости передачи поля данных (поле RATE) и длине пакета (LENGTH). Для надежности используется бит контроля четности (Parity). Шесть последних бит (Tail), всегда равных 0, обозначают конец фрагмента SIGNAL.

Фрагмент SERVICE (16 бит) формально принадлежит заголовку, но входит в поле данных и передается с выбранной для передачи данных скоростью. Используются только младшие 7 бит поля SERVICE (для инициализации генератора ПСП в приемнике), перед скремблированием они всегда равны 0. Остальные 9 бит в стандарте IEEE 802.11a не задействованы.

Поле данных завершают 6 разделительных нулевых бит (Tail). Они добавляются после скремблирования и служат как дополнительное средство контроля ошибок, поскольку в приемнике после сверточного декодера они также должны оказаться равными 0. Кроме того, в конце пакета добавляются специальные биты заполнения PAD (равны 0), так чтобы общая длина поля данных (включая SERVICE) оказалась кратной числу битов в OFDM-символе при выбранной скорости передачи данных.

4. СТАНДАРТ IEEE 802.11g

4.1 Общие сведения

Стандарт IEEE 802.11g предусматривает скорости соединения: 1; 2; 5,5; 6; 9; 11; 12; 18; 22; 24; 33; 36; 48 и 54 Мбит/с. Одни из них являются обязательными для стандарта, а другие — опциональными. Для различных скоростей соединения применяются разные методы модуляции сигнала.

В протоколе 802.11g в качестве базовых применяются технологии OFDM и ССК, а опционально предусмотрено использование технологии PBCC.

Стандартом предусмотрено применение частотного диапазона от 2,4 до 2,4835 ГГц с жестким ограничением максимальной мощности передатчика. Поэтому при выборе способов кодирования и модуляции сигнала необходимо решить две основные проблемы. С одной стороны, скорость передачи в беспроводной сети должна быть как можно более высокой, с учетом ограниченной ширины спектра. С другой стороны, уровень полезного сигнала должен быть достаточно низким, чтобы не создавать помех другим устройствам в ISM-диапазоне. Уменьшение мощности передаваемого сигнала достигается за счет использования «размазывания» сигнала по всему спектру.

Выбор конкретного метода кодирования и модуляции сигнала — это поиск компромиссного решения между требованиями высокой скорости, помехоустойчивости и ограничения по мощности передачи.

4.2. Последовательности Баркера

Скорости передачи 1 и 2 Мбит/с приняты в качестве обязательных. Для реализации этих скоростей соединения используются технологии модуляции сигнала и уширения спектра кодами Баркера по методу DSSS.

При передаче данных на скорости 1 Мбит/с применяется двоичная относительная фазовая модуляция DBPSK. Для $r_b=1$ Мбит/с скорость следования отдельных чипов последовательности Баркера составляет 11 MS/c, а ширина спектра такого сигнала — 22 МГц, так как длительность одного чипа составляет 1/11 мкс.

При передаче данных с $r_b=2$ Мбит/с используется DQPSK. Применение четырех возможных значений изменения фазы позволяет закодировать в одном дискретном состоянии (символе) последовательность дибитов, принимающих четыре различные комбинации: 00, 01, 10 и 11. Это означает, что битовая скорость в два раза выше символьной. Таким образом, при информационной скорости 2 Мбит/с символьная скорость составляет 1 MS/c. Скорость следования отдельных чипов последовательности Баркера будет равна, как и прежде, 11 MS/c, а ширина спектра сигнала — 22 МГц.

4.3. Комплементарные последовательности

Для обеспечения совместимости с 802.11b скорости 5,5 и 11 Мбит/с являются обязательными.

Уширение спектра достигается применением комплементарных кодов (Complementary Code Keying, ССК). Кроме функции уширения спектра ССК имеют и другое предназначение. В отличие от 11-чиповых последовательностей Баркера, в которых существует всего два варианта (прямая и инверсная) для кодирования логического нуля и единицы, вариантов комплементарных последовательностей значительно больше. Использование различных ССК позволяет кодировать в одном символе не один бит, а больше, то есть увеличивать информационную скорость передачи. В частности, в стандарте 802.11g применяются 64 различные комплементарные последовательности, что позволяет кодировать 8 бит на один символ при скорости 11 Мбит/с и 4 бит на символ при скорости 5,5 Мбит/с. При этом символьная скорость составляет 1,385 MS/c при информационной скорости как 11, так и 5,5 Мбит/с, а ширина спектра сигнала — 22 МГц.

4.4. Двоичное пакетное сверточное кодирование PBCC

Для скоростей 5,5 и 11 Мбит/с опционально предусмотрено использование технологии двоичного пакетного сверточного кодирования (*Packet Binary Convolutional Coding, PBCC*).

В основе PBCC лежит сверточное кодирование с $R=1/2$, при котором входной последовательности битов $\{X_i\}$ ставится в соответствие по определенному алгоритму выходная последовательность битов $\{Y_i\}$. Причем значение каждого бита выходной последовательности зависит от значения нескольких битов входной последовательности, то есть для расчета одного бита выходной последовательности учитывается некоторая предыстория входной последовательности. Для этого в сверточном кодере применяются запоминающие ячейки и логические элементы XOR. Кроме того, любой сверточный кодер подразумевает определенную степень избыточности, что повышает помехоустойчивость закодированной информации.

В протоколе 802.11g используются сверточные кодеры, состоящие из шести запоминающих ячеек (рис. 31).

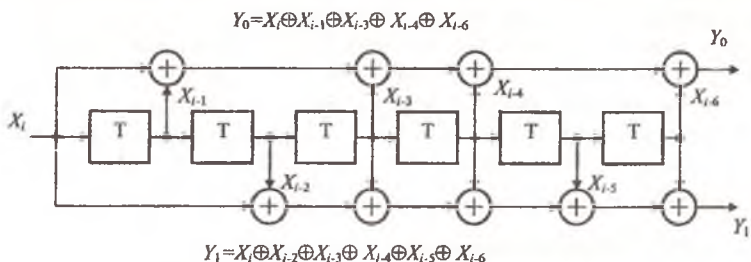


Рис. 31. Схема сверточного кодера с $K=7$ и $R=1/2$

Существует семь различных состояний входного сигнала: текущее и шесть значений, хранящихся в запоминающих ячейках. Такие кодеры называются сверточными кодерами на семь состояний ($K=7$) с $R=1/2$. Каждому входному биту X_i ставятся в соответствие два выходных бита — Y_0 и Y_1 . Если скорость входной последовательности составляет k бит/с, то скорость выходной последовательности — k дибит/с или $2k$ бит/с. Значение каждого формируемого дибита $\{Y_0, Y_1\}$ зависит не только от входящего информационного бита X_i , но и от шести предыдущих битов, значения которых хранятся в двух запоминающих ячейках. На стороне приемника применяется декодер Витерби.

Дибит $\{Y_0, Y_1\}$, формируемый в сверточном кодере, используется в дальнейшем в качестве передаваемого символа, но предварительно он подвергается фазовой модуляции (рис. 34) 256 битной последовательностью.

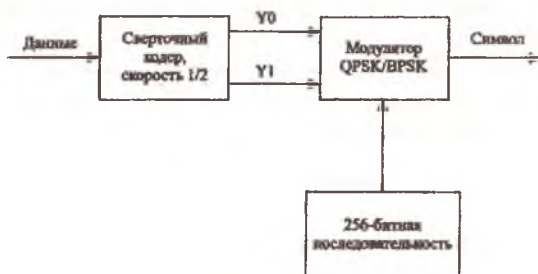


Рис. 32. Схема PBCC-модулятора

Если $r_b=11$ Мбит/с, то применяется QPSK. Каждому из четырех возможных состояний дибита соответствует одна из четырех возможных фаз. При этом в каждом символе кодируется по одному входному биту, а скорость передачи битов соответствует скорости передачи символов. Если $r_b=5,5$ Мбит/с, то используется BPSK. Каждый бит Y_0 или Y_1 , формируемый сверточным кодером, последовательно подвергается фазовой модуляции. Поскольку каждому входному биту в данном случае соответствуют два выходных символа, то $r_b=r_s/2$. Поэтому для скорости и 5,5 и 11 Мбит/с символьная скорость составляет 11 MS/c.

При применении PBCC необходимо, чтобы ширина спектра (22 МГц) передаваемого сигнала оставалась такой же, как и в случае ССК или кодов Баркера. Вместо DSSS используется шумоподобная ПСП длиной 256 бит с вариацией возможных сигнальных созвездий QPSK и BPSK. Выбор конкретного типа созвездия задается управляющим сигналом S , принимающим значение 0 или 1. Этот сигнал задается ПСП, которая формируется из 16-битной базовой последовательности 0011001110001011 путем циклического сдвига трех первых символов одновременно. Рассмотренный метод PBCC-кодирования опционально используется в протоколе 802.11b/b+ на скоростях 5,5 и 11 Мбит/с.

4.5. Пунктурное кодирование

Опционально в протоколе 802.11g технология PBCC может применяться при скоростях передачи 22 и 33 Мбит/с. Отметим, что скорость 22 Мбит/с при использовании технологии PBCC предусмотрена и в стандарте 802.11b+. При скорости 22 Мбит/с имеются два отличия. Прежде всего, применяется не квадратичная, а 8-позиционная фазовая модуляция 8-PSK, что позволяет в одном символе кодировать уже не два, а три бита и, следовательно, увеличить информационную скорость передачи.

Кроме сверточного кодера в схему добавлен пунктурный кодер (Puncture). Избыточность сверточного кодера, равная 2 (на каждый входной бит приходится два выходных), достаточно высока и при определенных условиях помеховой обстановки является излишней, поэтому можно уменьшить избыточность, чтобы, к примеру, каждым двум входным битам соответствовали три выходных. Допустим, что пунктурный кодер удаляет один бит из каждых четырех входных битов. Тогда каждым четверем входящим битам будут соответствовать три выходящих. Скорость такого кодера составляет $R=4:3$. Если же такой кодер используется в паре со сверточным кодером со скоростью $1/2$, то общая скорость кодирования составляет уже $2/3$, то есть каждым двум входным битам будут соответствовать три выходных (рис. 33).

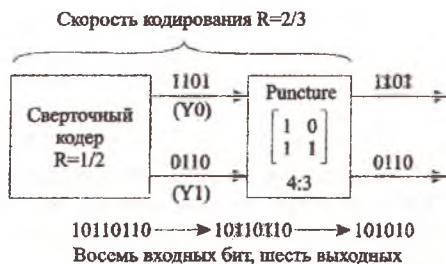


Рис. 33. Принцип работы пунктурного кодера

В сверточный кодер ($K = 7$, $R = 1/2$) данные поступают со скоростью 22 Мбит/с (рис. 34).

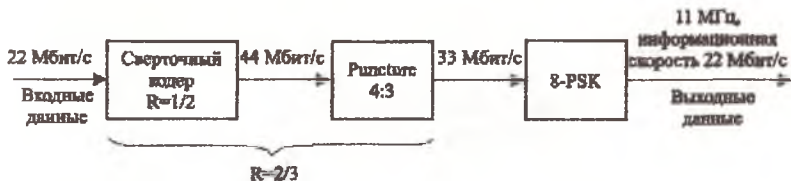


Рис. 34. Схема кодирования при скорости передачи 22 Мбит/с

После добавления избыточности в сверточном кодере биты с $r_{bk}=44$ Мбит/с поступают в пунктурный кодер 4:3, в котором избыточность уменьшается так, чтобы на каждые четыре входных бита приходилось три выходных. Следовательно после пунктурного кодера $r_{bp}=33$ Мбит/с (не информационная скорость, а общая скорость с учетом добавленных избыточных битов). Полученная в результате последовательность направляется в фазовый модулятор 8-PSK, где каждые три бита упаковываются в один символ. При этом $r_s=11$ MS/c, а информационная скорость $r_b=22$ Мбит/с.

Аналогичная технология кодирования предусматривается протоколом 802.11g и на скорости 33 Мбит/с, но для повышения скорости используются увеличение входной скорости данных (до 33 Мбит/с) и еще большее уменьшение избыточности (пунктурный кодер 2:1). В результате при $r_s=11$ Ms/c информационная скорость $r_b=33$ Мбит/с.

4.6. Ортогональное частотное разделение каналов

При скорости передачи 11 или 22 Мбит/с в случае использования ССК-кодов или пакетного сверточного кодирования схемы компенсации межсимвольной интерференции успешно справляются с возложенной на них задачей, но при более высоких скоростях такой подход становится неприемлемым. Поэтому для реализации более высоких скоростей передачи в стандарте 802.11g применяется метод кодирования данных, аналогичный 802.11a, который состоит в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведется параллельно на всех этих подканалах.

Охранный интервал задает паузы между отдельными символами. Если его длительность превышает максимальное время задержки сигнала из-за многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает.

В стандарте IEEE 802.11g технология ортогонального частотного разделения каналов OFDM является обязательной при скоростях передачи 6, 12 и 24 Мбит/с и опциональной при скоростях передачи 9, 18, 36, 48 и 54 Мбит/с. Кроме того, одна и та же скорость передачи может реализовываться при различной технике модуляции.

4.7. Технология гибридного кодирования ССК-OFDM

Кроме технологии ортогонального частотного разделения каналов OFDM для опциональных скоростей (6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 и 54 Мбит/с) может использоваться также технология гибридного кодирования ССК-OFDM (табл. 13).

Т а б л и ц а 13. Скорости передачи, предусмотренные протоколом 802.11g

Скорость, Мбит/с	Метод кодирования	
	Обязательно	Опционально
1	Последовательность Баркера	
2	Последовательность Баркера	
5,5	CCK	PBCC
6	OFDM	CCK-OFDM
9		OFDM, CCK-OFDM
11	CCK	PBCC
12	OFDM	CCK-OFDM
18		OFDM, CCK-OFDM
22		PBCC
24	OFDM	CCK-OFDM
33		PBCC
36		OFDM, CCK-OFDM
48		OFDM, CCK-OFDM
54		OFDM, CCK-OFDM

При использовании технологии OFDM заголовок кадра и данные передаются посредством OFDM-кодирования. При применении технологии CCK-OFDM заголовок кадра кодируется с помощью CCK-кодов, но сами данные кадра передаются с использованием многочастотного OFDM-кодирования. Таким образом, технология CCK-OFDM является своеобразным гибридом CCK и OFDM. Другие варианты гибридного кодирования данных в пакетах показаны на рис. 35.

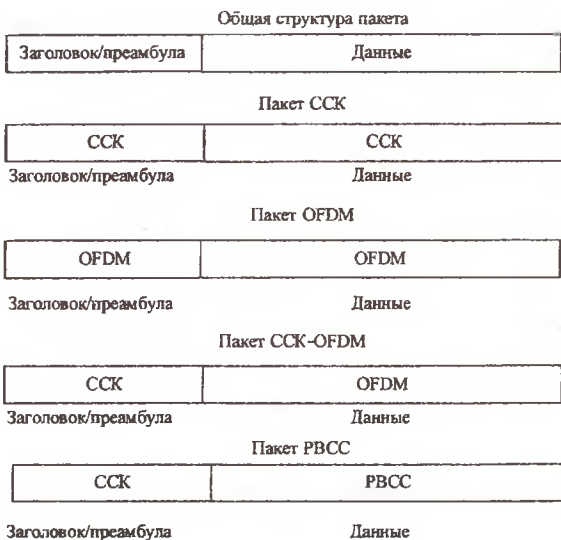


Рис. 35. Форматы кадров при использовании различного кодирования

4.8. Зона покрытия

Максимальное расстояние между двумя станциями в значительной степени зависит от того, есть ли между ними преграды или эти станции находятся в зоне прямой видимости. Радиус действия беспроводной сети зависит также от того, имеется ли в этой сети точка доступа (режим Infrastructure BSS) или же сеть функционирует в режиме Ad Hoc. Не последнюю роль играет мощность передатчика точки доступа. Поэтому понятие радиуса действия беспроводной сети довольно условно. К тому же, используя несколько точек доступа в режиме Infrastructure BSS, зону покрытия можно неограниченно увеличивать.

Если же говорить о зоне покрытия с одной точкой доступа в идеальных условиях (отсутствие преград и радиочастотных помех), то при сравнении возможностей различных беспроводных стандартов сети стандарта IEEE 802.11g оказываются и более скоростными, и более «дальнобойными», чем сети стандартов IEEE 802.11a и 802.11b/b+. Не уступая по своим скоростным характеристикам стандарту IEEE 802.11a, стандарт IEEE 802.11g обеспечивает такую же зону покрытия, как и стандарт IEEE 802.11b (рис. 36).

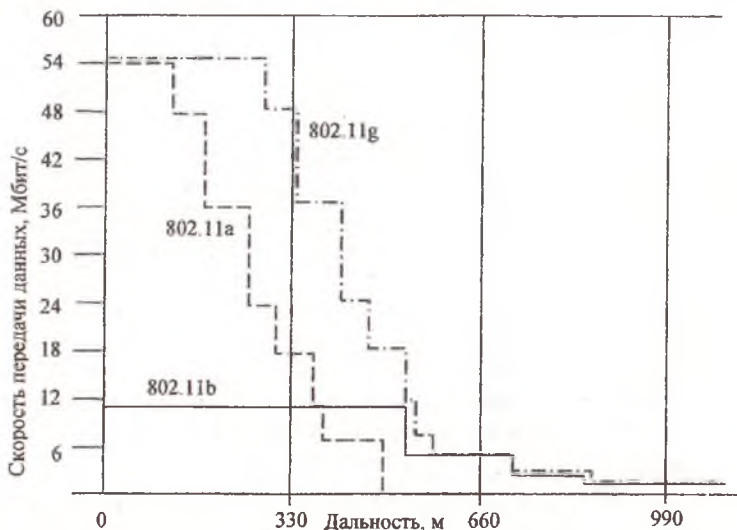


Рис. 36. Сравнение стандартов беспроводной связи по скорости и зоне покрытия

5. СТАНДАРТ 802.11n

5.1. Отличия физического уровня

Цель стандарта - реализация нового физического уровня (PHY) и уровня доступа к среде передачи (MAC), которые позволили бы достичь реальной скорости передачи данных ≥ 100 Мбит/с (табл. 14). В 802.11n использованы технологии OFDM и QAM.

Стандарт IEEE 802.11n допускает как стандартные каналы с шириной полосы 20 МГц, так и расширенные до 40 МГц. Предусматривается поддержка как традиционных режимов передачи (как в IEEE 802.11a), так и режимов с высокой пропускной способностью (HT - High Throughput). В традиционных (L) режимах число поднесущих не изменено. В HT-режимах оно увеличено: в 20-МГц канале $N_f=56$, из них 52 - информационные и 4 пилотные. Только из-за этого скорость возрастает на 8%. Еще один фактор увеличения скорости - повышение допустимой скорости кодирования до $R=5/6$. Опционально предусмотрена возможность двукратного сокращения длительности защитных интервалов GI в OFDM-символах - с 0,8 до 0,4 мкс. В результате скорость возрастает до 65 и 72,2 (опционально) Мбит/с. Режим 20 МГц – обязательный, для него установлен базовый набор скоростей (табл. 14). В 40-МГц каналах поднесущих 114, из них 108 информационных и 6 пилотных. Один лишь этот фактор увеличивает пропускную способность канала на 125%.

Т а б л и ц а 14. Базовый набор скоростей в проекте IEEE 802.11n

Модуляция	Скорость кодирования	Число битов на поднесущую	Кодированных битов на символ	Информационных битов на символ	Скорость передачи данных	
					GI=0,8 мкс	GI=0,4 мкс
BPSK	1/2	1	52	26	6,5	7,2
QPSK	1/2	2	104	52	13,0	14,4
QPSK	3/4	2	104	78	19,5	21,7
16-QAM	1/2	4	208	104	26,0	28,9
16-QAM	3/4	4	208	156	39,0	43,3
64-QAM	2/3	6	312	208	52,0	57,8
64-QAM	3/4	6	312	234	58,5	65,0
64-QAM	5/6	6	312	260	65,0	72,2

Традиционный режим также позволяет удваивать скорость передачи данных, используя 40-МГц каналы. Фактически передача ведется на двух смежных каналах IEEE 802.11a, используются $N_f=52 \times 2 = 104$ поднесущие (из 128 номинальных поднесущих не задействованы частоты с -5 по 5). При этом в верхней половине 40-МГц канала фаза модуляции смещена на 90° .

5.2. Формирование MIMO-OFDM-сигналов

Ключевое отличие стандарта IEEE 802.11n от его предшественников - появление нескольких антенных каналов в приемнике и передатчике. Обязательный режим подразумевает поддержку двух антенных каналов оборудованием точек доступа (BS) и одного канала – пользовательскими (терминальными) станциями. Всего же и у BS, и у терминальной станции (AS) может быть до четырех антенных каналов приема-передачи.

Технология MIMO изменяет структурную схему передающего и приемного устройств (рис. 37). Данные после скремблирования поступают на сверточный кодер (как в IEEE 802.11a). Если скорость передачи данных превышает 300 Мбит/с, используются два сверточных кодера. В отличие от IEEE 802.11a поддерживается скорость кодирования 5/6. Кроме того, опционально вместо

двоичного сверточного кодера (BCC) предусмотрено применение блочного кодера LDPC (*Low density parity check codes*).

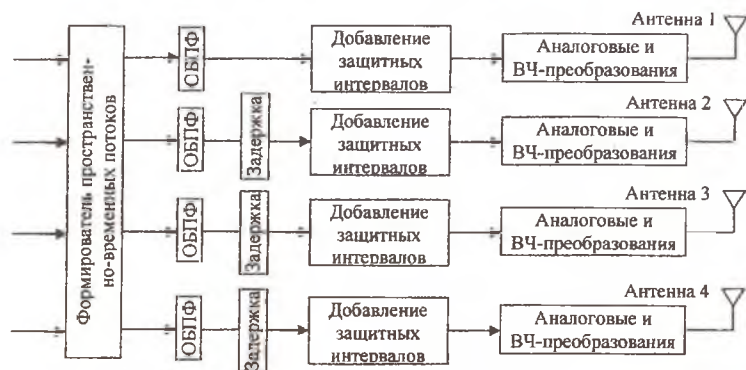
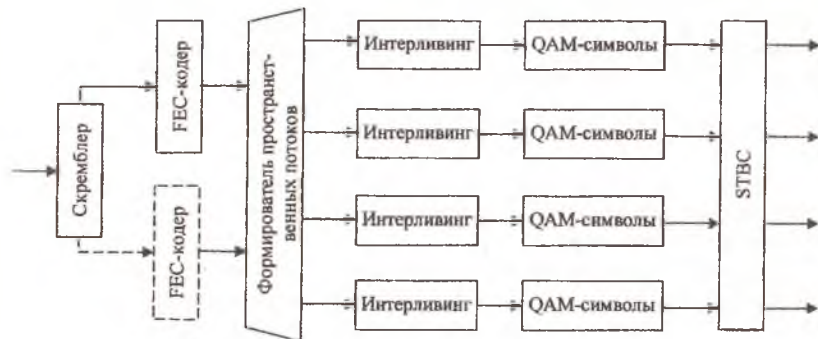


Рис. 37. Структура аппаратуры передачи стандарта IEEE 802.11n

Дальше различия более глубокие. Кодированный поток битов разбивается на пространственно разделенные потоки (*spatial streams*). Число таких потоков N_{SS} не может быть меньше, чем число антенных каналов в передатчике N_{TX} . Предусмотренный алгоритм распределения по потокам заключается в разбивке входной последовательности на группы длиной

$$M = \sum_{i_{ss}=0}^{N_{ss}-1} m(i_{ss}), \quad (17)$$

где $m(i_{ss}) = \max \left[1, \frac{N_{BPSC}(i_{ss})}{2} \right]$ – число бит, определяющих действительную или мнимую составляющую комплексного модуляционного символа на одной поднесущей, $N_{BPSC}(i_{ss})$ – число бит на поднесущую в одном OFDM-символе.

Если в каждом пространственном потоке используется одинаковая схема мультиплексирования, то $m = N_{SS} \cdot \max \left[1, \frac{N_{BPSC}(i_{ss})}{2} \right]$. Группы длиной M после-

довательно (по кругу) распределяются между N_{SS} пространственных потоков. Далее в каждом потоке происходит перемежение битов (на первой стадии для перестановок применяется таблица в 13 строк на $4 \times N_{BPSC}$ столбцов для 20-МГц канала и $18 \times 4N_{BPSC}$ - для 40-МГц канала). Если использовано более одного пространственного потока, появляется третья стадия перемежения - частотная ротация. Она описывается выражением

$$r = \left\{ j - \left[2i_{SS} \bmod 3 + 3 \cdot \text{floor}(i_{SS}/3) \right] \cdot N_{rot} \cdot N_{BPSC} \right\} \cdot N_{CBPS}, \quad (18)$$

где j – индекс бита после второй стадии перестановок, i_{SS} – номер пространственного канала. Коэффициент N_{rot} принимает значения 11 и 29 для 20- и 40-МГц каналов соответственно.

Применение технологии MIMO преследует две цели - повышение надежности приема/передачи и обеспечение связи по пространственно-разделенным каналам (*Spatial Division Multiplexing, SDM*). В первом случае используется пространственно-временной блочный код (*Space Time Block Code, STBC*) и повышение скорости передачи происходит за счет сокращения проверочных последовательностей и уменьшения защитных интервалов. При SDM скорость увеличивается благодаря распараллеливанию потоков транслируемых данных.

Пространственно-временное кодирование подразумевает преобразование одного потока OFDM-символов d_i в два пространственно-временных потока (табл. 15, символ * означает комплексное сопряжение: если $x = a + jb$, то $x^* = a - jb$). Поэтому в системах IEEE 802.11n число пространственно-временных потоков N_{STS} должно превышать N_{SS} . Возможны различные сочетания значений N_{STS} и N_{SS} с $N_{STS} > N_{SS}$.

Т а б л и ц а 15. Пространственно-временное кодирование

	Интервал 1	Интервал 2
Канал 1	d_{2n}	d_{2n+1}
Канал 2	$-d_{2n+1}^*$	d_{2n}^*

После стадии формирования пространственно-временных потоков (если STBC не используется, можно считать, что пространственно-временной поток однозначно соответствует пространственному потоку, $N_{STS} = N_{SS}$) происходит их распределение по антенным каналам. IEEE 802.11n предусматривает несколько схем такого распределения. Наиболее простая - прямое назначение (*direct mapping*) пространственного потока антенному каналу с одинаковыми номерами, при этом число антенных каналов передатчика $N_{TX} = N_{STS}$.

Если $N_{TX} > N_{STS}$, используются различные схемы пространственного расширения, которые математически описывает выражение

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = [\mathbf{Q}] \cdot \mathbf{x} = [\mathbf{Q}] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, \quad (19)$$

где \mathbf{r} – вектор символов, передаваемых в антенных каналах (длиной N_{TX}), \mathbf{x} – вектор символов в пространственно-временных каналах длиной N_{STS} , \mathbf{Q} – матрица с N_{TX} строками и N_{STS} столбцами. В схеме прямого назначения \mathbf{Q} – диагональная единичная матрица.

В случае двух пространственно-временных потоков и трех антенных трактов первый поток может передаваться через первый и третий антенные тракты, т.е.

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10 \\ 01 \\ 10 \end{bmatrix} \quad \text{при } N_{TX} = 3 \text{ и } N_{STS} = 1 \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Столбцы в матрицах \mathbf{Q} должны быть ортогональными (например, на основе матриц Адамара).

Предусмотрен и режим, когда матрица \mathbf{Q} принимает различные значения для каждой поднесущей k : в рассмотренном случае при $N=3$ и $N=2$:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10 \\ 00 \\ 01 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 10 \\ 01 \\ 00 \end{bmatrix} \text{ или } \begin{bmatrix} 00 \\ 10 \\ 01 \end{bmatrix}.$$

В антенных каналах 2, 3 и 4 информация передается с временной задержкой (относительно канала 1) в 400, 200 и 600 нс соответственно. Такой фазовый сдвиг необходим, чтобы избежать произвольного формирования стабильной диаграммы направленности передающей антенной системы, что может произойти, например, при синфазном или противофазном излучении.

Кроме того, предусмотрен режим формирования луча (*beamforming*). В этом режиме матрица \mathbf{Q} формируется передатчиком на основе информации о состоянии канала связи между ним и выбранным приемником. Вектор принятого приемником совокупного по всем антенным каналам сигнала можно записать как $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_{RX}]^T$. Вектор передаваемого сигнала $\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_{TX}]^T$. Тогда $\mathbf{y} = \mathbf{H} \times \mathbf{r} + \mathbf{n}$, где \mathbf{n} – вектор шума в канале, \mathbf{H} – матрица (размерности $N_{RX} \times N_{TX}$) состояния канала. Поскольку $\mathbf{r} = \mathbf{Q} \times \mathbf{x}$, то $\mathbf{y} = \mathbf{H} \times \mathbf{Q} \times \mathbf{x} + \mathbf{n}$.

Следовательно, для компенсации задержек и затуханий в канале, описываемых матрицей \mathbf{H} , необходимо вычислить и применить соответствующую матрицу \mathbf{Q} . Для этого приемник вычисляет и транслирует передатчику либо матрицу состояния канала \mathbf{H} , либо уже подготовленные матрицы \mathbf{Q} . В качестве тестовой последовательности (заранее известной передатчику) выступают преамбулы пакетов физического уровня (точнее – длинные подстроечные последовательности режима HT, HT-LTF) либо специальные тестовые пакеты "прослушивания" канала, включая пакеты прослушивания без поля данных.

5.3. Структура кадров физического уровня

IEEE 802.11n на физическом уровне предусматривает три структуры кадров – традиционную (совпадающую с IEEE 802.11a/g), смешанную и «Зеленое

поле» (*Green Field*) (рис. 38). Эти структуры соответствуют одноименным режимам работы. Последние два из них называют скоростными (HT).

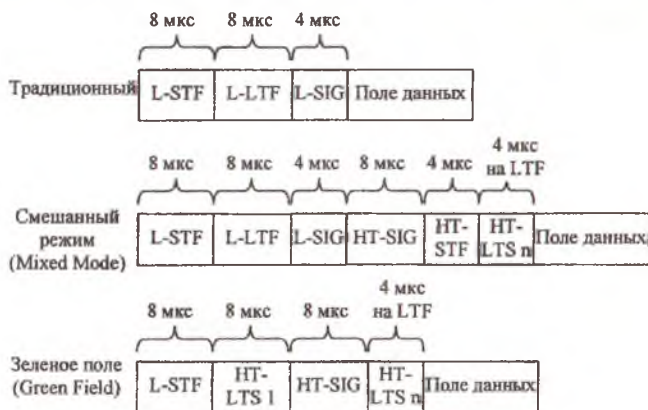


Рис. 38. Пакеты физического уровня стандарта IEEE 802.11n

Смешанный режим (Mixed Mode, MM) предназначен для совместимости сетей IEEE 802.11a/g и IEEE 802.11n. Традиционные устройства распознают присутствие высокоскоростных абонентов и определяют режим их передачи (например, длительность захвата канала), что позволяет предотвратить коллизии, особенно в случае скрытых станций. Для этого в структуре пакетов типа MM присутствуют как традиционные поля - короткая и длинная подстроечные последовательности (L-STF и L-LTF) и заголовок SIGNAL (L-SIG), так и поля, необходимые для HT-режима. К последним относятся управляющее поле HT-SIGNAL (HT-SIG), а также короткая и длинные подстроечные последовательности (HT-STF и HT-LTF). Временная задержка между каналами добавляется перед HT-полями.

Режим *Зеленого поля (GF)* позволяет передавать данные наиболее эффективно. В GF-кадрах присутствуют только HT-поля, и традиционные приемники IEEE 802.11 такие послышки не воспринимают. Поэтому данный режим опционален.

Управляющее поле HT-SIGNAL состоит из двух частей по 24 бит каждая. Эти части кодируются (со скоростью 1/2), подвергаются перемежению и прочей обработке, как и в случае IEEE 802.11a. Поднесущие модулируются посредством BPSK, только модуляционные символы смещены на 90° относительно традиционного случая (приведенного на рис. 27) - т.е. на диаграмме Грея значения битов 0 и 1 соответствуют -1 и 1 на квадратурной (мнимой) оси. В результате поле HT-SIGNAL занимает 2 OFDM-символа.

Информация, передаваемая в HT-SIGNAL: номер схемы кодирования/модуляции (MCS), признак ширины канала (20/40 Мбит), длина поля данных, признаки оценки канала *smoothing* (интегральная или на каждой поднесу-

шей отдельно), пакетов прослушивания канала (sounding), объединения MAC-пакетов (aggregation), номер схемы STBC-кодирования, указатель типа кодирования (BCC/LDPC), признак короткого защитного интервала в OFDM-символах (short GI), число дополнительных длинных подстроечных последовательностей (NHT-LTF), контрольная сумма CRC и разграничительные 6 бит (Tail) (рис. 39). Короткая подстроечная последовательность аналогична традиционной (с поправкой на число поднесущих). Длинные подстроечные последовательности служат для оценки каналов передачи (для каждого антенного тракта), поэтому их число не может быть меньше, чем число пространственно-временных потоков N_{STB} . Кроме того, HT-LTF - это механизм прослушивания канала, поэтому в кадре может быть больше HT-LTF, чем необходимо для передачи поля данных именно этого кадра (т.е. больше, чем в данный момент, используется пространственно-временных каналов).

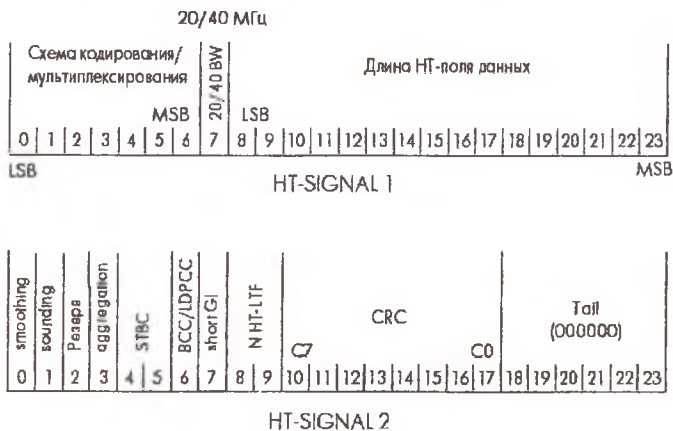


Рис. 39. Поле SIGNAL заголовка пакета физического уровня стандарта IEEE 802.11n

Дополнительные последовательности предназначены для оценки каналов, которые передатчик предполагает использовать. Это означает, что если данные в кадре передаются, например, через антенные тракты 1 и 2, то в них используют длинные подстроечные последовательности HT-LTF1 и HT-LTF2, а одновременно в недействующих антенных трактах 3 и 4 могут транслироваться последовательности HT-LTF3 и HT-LTF4 для оценки соответствующих каналов. Длительности HT-LTF ~ 4 мкс, в режиме GF первая HT-LTF вдвое длиннее. В результате применения дополнительных антенных трактов, а также 20- и 40-МГц каналов число возможных скоростей передачи и соответствующих им схем модуляции/кодирования существенно возрастает по отношению к базовому набору (см. табл. 14). Причем возможны 32 симметричные схемы модуляции (одинаковые в каждом пространственном потоке) и 44 асимметричные (вид модуляции в каждом потоке различен). В результате для 20-МГц каналов предусмотрены скорости до 288,9 Мбит/с и до 600 Мбит/с - для 40-МГц каналов.

5.4. Особенности MAC-уровня

Дальнейшее повышение скорости передачи возможно за счет изменений на MAC-уровне. Одна из важнейших особенностей IEEE 802.11n - возможность объединения (агрегирования) нескольких MAC-пакетов (MPDU) в один пакет физического уровня PSDU (A-MPDU) (рис. 40).

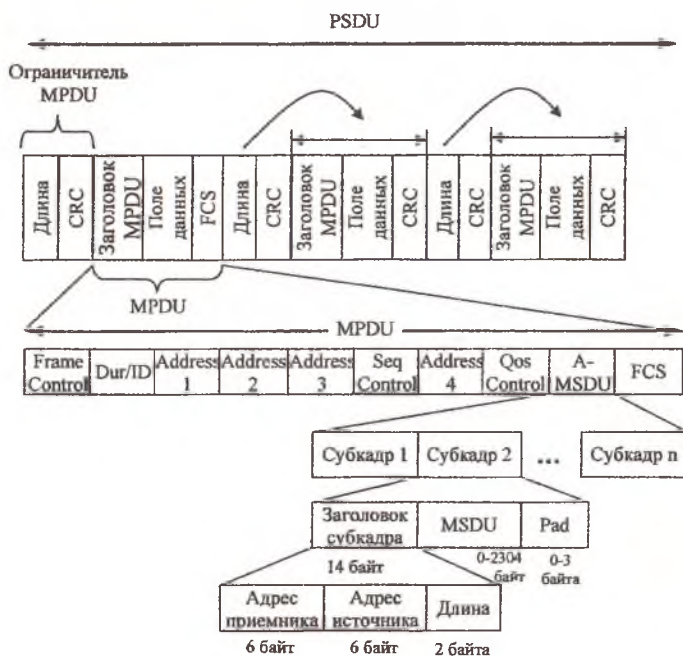


Рис. 40 Интегрированные заголовки MAC-уровня стандарта IEEE 802.11n

У объединенного пакета может быть только один адрес получателя. При этом повышается скорость передачи данных, поскольку сокращается удельный объем служебной информации (заголовки и преамбулы пакетов физического уровня). Объединение пакетов - это обязательное требование, и только те MPDU, которые требуют индивидуального подтверждения приема (Ack), могут передаваться как отдельные пакеты. Более того, один MPDU может агрегировать несколько пакетов MSDU (MAC service data unit), принадлежащих различным сервисным потокам и обладающих различными требованиями к QoS. В результате формируется объединенный MAC-пакет A-MSDU (см. рис. 39). Для подтверждения приема пакетов физического уровня PSDU используется специальный пакет блочного подтверждения (Block Acknowledge, BA), описанный в стандарте IEEE 802.11e. Однако в IEEE 802.11n использует «сжатые» BA - в этом пакете предусмотрен стандарт 802.11e поле подтверждения размером 128 байт сокращено до 8 байт, причем каждый бит в этом поле подтверждает прием отдельного MSDU (рис. 41).

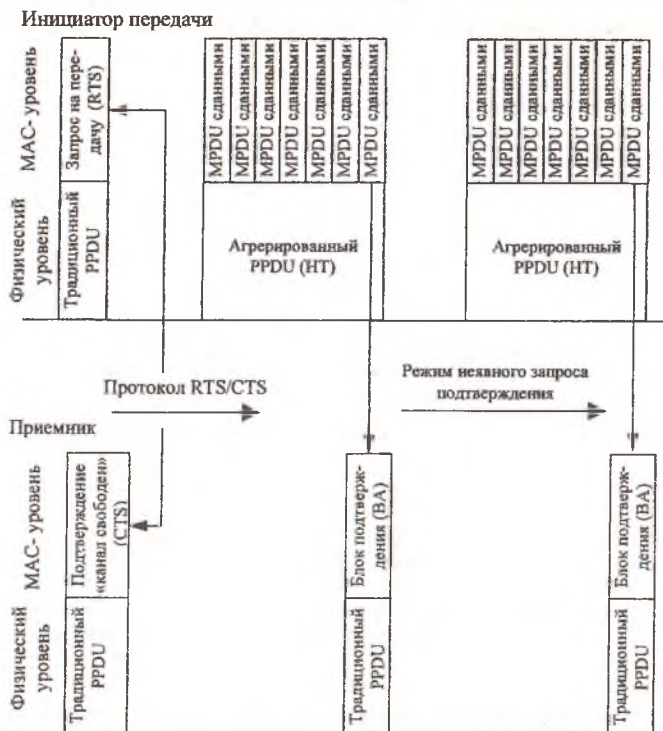


Рис. 41. Передача посредством агрегированных пакетов и блоков подтверждений

Важная особенность IEEE 802.11n – режим *PSMP (Power Save Multi-Poll)* – энергосберегающий множественный опрос. Управляющая станция AP транслирует специальный управляющий пакет PSMP, в котором для каждой станции с разрешенным режимом PSMP назначается время и длительность приема и передачи (нисходящего и восходящего соединений) в интервале обслуживания (цикле повторения приема-передачи). Длительность интервала обслуживания для каждой станции может быть различной. Для подтверждения приема в режиме PSMP используются специальные пакеты подтверждения (MTBA), следующие немедленно за переданными агрегированными пакетами данных. Электроэнергия экономится благодаря тому, что станции знают, когда им необходимо активизироваться, и могут выключать свои энергоемкие блоки на время бездействия.

Особенность данного режима – его гибкость. В рамках одного цикла PSMP управляющая станция может передавать дополнительные PSMP (sub-PSMP) – это режим мультифазного PSMP. Например, возможен случай, что какая-либо станция не успела передать данные в отведенный для нее интервал (рис. 42). Тогда в конце этого интервала она посылает AP специальный пакет с указанием необходимых этой станции дополнительных ресурсов (запрос RR).

Если станция не получила подтверждения приема, AP также может предоставить ей дополнительные ресурсы для повторной передачи посредством sub-PSMP.

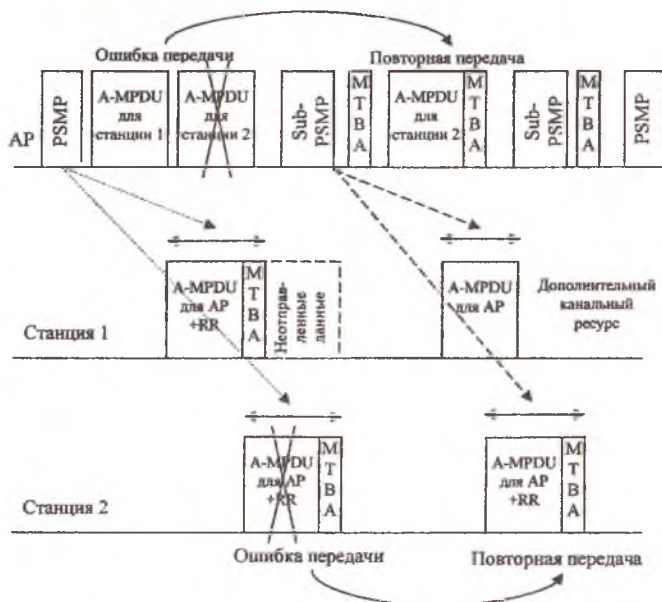


Рис. 42. Выделение окна передачи для досылки информации и повторной отправки данных в режиме мультифазового PSMP

Еще одна особенность IEEE 802.11n – режим изменения направления обмена соединением. Пусть станция А передаст данные станции Б. Оставаясь в рамках того же соединения, т.е. без дополнительных процедур доступа к каналу, возможно изменить направление передачи - от станции Б к станции А, а затем вновь передать права трансляции станции А.

Помимо перечисленных особенностей MAC-протокол IEEE 802.11n включает поддержку всех изменений физического уровня. Он определяет специальные форматы пакетов калибровки канала передачи, выбора антенн, измерения характеристик канала и передачи матриц параметров канала, формирования диаграмм направленности и т.п. Предусмотрено применение сокращенных до 2 мкс межкадровых интервалов (RIFS) и т.д.

6. ПРОТОКОЛ IEEE 802.11s

6.1. Общие сведения

Спецификация 802.11s Wi-Mesh разработана для стандартизации организации ячеистых Mesh-сетей. Их основное отличие от архитектуры «точка-многоточка» (рис. 43,а) в том, что в Mesh-сети возможно взаимодействие непо-

средственно между формально равноправными ААТ по древовидной многоуровневой цепочке из нескольких станций-соседей через AP (рис. 43,б).

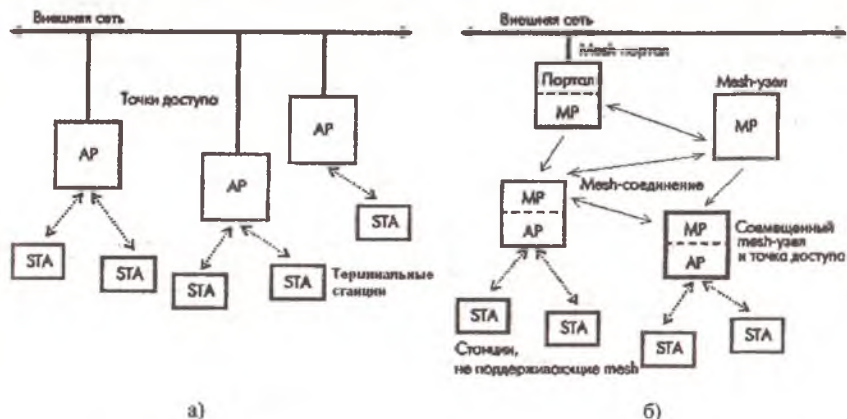


Рис. 43. Примеры построения сети Ad Hoc (а) и Mesh-сети (б)

Территория покрытия разделяется на кластерные зоны, число которых теоретически не ограничено. Точки доступа в ячеистой структуре способны взаимодействовать напрямую, а не по кабельному соединению Ethernet. В одном кластере размещается от 8 до 16 BSS, реализующих Wireless Grid — мелкоячеистые решетки из точек доступа для формирования сплошной зоны покрытия без кабельных соединений. Одна из таких точек является узловой (gateway) и подключается к магистральному информационному каналу с помощью кабеля (оптического либо электрического) или по радиоканалу (с использованием систем широкополосного доступа). BSS выполняют функции маршрутизаторов/ретрансляторов для других точек доступа той же сети. Дополнительно вводится понятие Mesh-порталов - устройств, которые призваны соединять между собой сети различного типа (Mesh, сети типа 802.11a/b/g/n, узлы широкополосного доступа и т.д.). Узловые BSS, так же как и остальные точки доступа (nodes) в кластере, соединяются между собой (с ближайшими соседями) по транспортному радиоканалу. Особенностью Mesh является использование специальных протоколов, позволяющих каждой BSS создавать таблицы абонентов сети с контролем состояния транспортного канала и поддержкой динамической маршрутизации трафика по оптимальному маршруту между соседними точками. При отказе какой-либо из них происходит автоматическое перенаправление трафика по другому маршруту, что гарантирует доставку трафика адресату за минимальное время.

6.2. Структура пакетов MAC-уровня

Изменения в стандарте IEEE 802.11s практически не затрагивают физический уровень. Все нововведения относятся к MAC-подуровню канального уровня. Кроме того, в стандарте рассматриваются вопросы маршрутизации па-

кетов в рамках Mesh-сети (фактически – сетевой и транспортный уровень модели OSI), что выходит за изначальные рамки IEEE 802.11.

Структура пакетов MAC-уровня в Mesh-сети (рис. 44) аналогична стандартному формату пакетов сетей 802.11. Формат заголовка MAC-пакета в Mesh-сети полностью соответствует MAC-заголовку пакета данных, определенному в стандарте IEEE 802.11 за исключением поля HT Control (High Throughput Control), предназначенного для поддержки оборудования стандарта IEEE 802.11n. Первые три поля заголовка и поле контрольной суммы FCS присутствуют во всех пакетах MAC-уровня.



Рис. 44. Формат MAC-кадра с Mesh-заголовком

Еще одно отличие MAC-пакетов 802.11s заключается в наличии Mesh-заголовка в начале поля данных. Этот заголовок присутствует в пакетах данных только тогда, когда они передаются от Mesh-узла к Mesh-узлу по установленному между ними соединению, он так же присоединяется к одному из типов (MultiHop Action) управляющих пакетов.

Mesh-заголовок содержит четыре поля. Байт Mesh-флагов регулирует обработку Mesh-заголовка. Пока используются только первые два бита, которые просто определяют размер расширенного Mesh-адреса. Поле «время жизни пакета в Mesh-сети» (Mesh Time To Live, MTL) содержит оставшееся максимальное число шагов между узлами, которое может совершить пакет в Mesh-сети. Таким образом, ограничивается время жизни пакета при многошаговой пересылке, что помогает бороться с образованием циклических маршрутов. Номер пакета в последовательности (Mesh Sequence Number) пресекает появление дубликатов пакетов при широковещательной и многоадресной посылке.

Поле расширения Mesh-адреса (Mesh Address Extension) может включать дополнительные адреса (Адрес 4, Адрес 5 и Адрес 6) по 6 байт, что позволяет Mesh-пакету содержать до 6 адресов. Адрес 4 используется в управляющих пакетах типа MultiHop Action при эстафетной передаче в Mesh-сети. Адреса 5 и 6 служат для передачи адресов конечных отправителя и получателя, если они оба или один из них не являются MR. Это возможно, если узлы вне Mesh-сети общаются через Mesh-сеть. Возможен вариант, когда два MR-устройства взаимодействуют через корневой узел Mesh-сети, т.е. используются два отдельных Mesh-пути (от отправителя до корневого узла и от корневого узла до получателя).

Детерминированный доступ в Mesh-сети (Mesh Deterministi Access, MDA) – опциональный механизм, позволяющий получать доступ к среде в заранее зарезервированные временные интервалы. Это снижает конкуренцию доступа к среде передачи, что позволяет существенно увеличить вероятность своевременной доставки данных, чувствительных к задержкам (аудио- и видеопотоки, данные с высоким приоритетом и т.п.)

7. ПРИМЕРЫ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ

Одним из ведущих производителей электронных микросхем стандарта 802.11 считается компания Metalink. Компанией разработаны и производятся чипсеты в соответствии с требованиями стандартов 802.11g/n. Например, WLAN Plus представляет собой законченное архитектурное решение из двух микросхем — микросхемы обеспечения доступа к физическому уровню PHY с поддержкой технологии MIMO (MtW8150) и микросхемы MAC-уровня MtW8170.

Основные особенности чипсета WLAN Plus:

1. Поддержка технологии MIMO 2x2 или 2x3 для обеспечения высокой производительности и качества обслуживания.
2. Рабочий диапазон частот микросхемы PHY 4,9...5,6 ГГц при скорости передачи данных до 243 Мбит/с.
3. Возможность увеличения диапазона рабочих частот.
4. Совместимость со стандартом 802.11a и поддержка 802.11b/g/n.
5. Поддержка дополнительных схем обеспечения безопасности (WPA2, 802.11i).
6. Поддержка WMM (Wireless Multi-Media) 802.11e.
7. Встроенная поддержка PCI, Ethernet и других интерфейсов.

Радиотрансивер MtW8150, структурная схема которого приведена на рис. 45, представляет собой автономную RFIC микросхему с поддержкой MIMO.

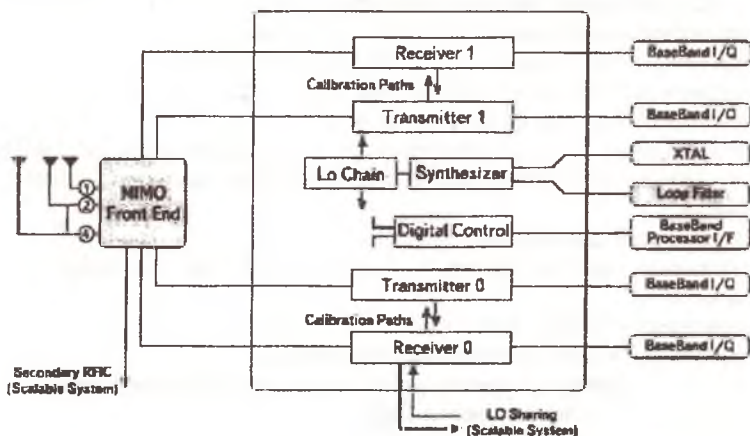


Рис. 45. Структурная схема MtW8150

Микросхема имеет встроенный локальный генератор-гетеродин (Local Oscillator, LO), который обслуживает микросхему MtW8150 и доступен для тактирования других элементов схемы. MtW8150 использует прямое преобразование частоты и подключается к внешнему SAW-фильтру, настроенному на основную полосу частот. Радиочастотный RSSI-детектор позволяет осуществить точный автоматический контроль (AGC) устройства, в том числе с целью устранения интерференции. Для изготовления микросхемы MtW8150 используется техпроцесс на подложке из SiGe. Микросхема помещена в пластмассовый корпус TAPP (Thin Array Plastic Package) размерами 4×11×11 мм. Номинальное рабочее напряжение $E=3,0$ В, что позволяет использовать микросхему в портативных устройствах с автономным питанием. Микросхема MtW8150 использует два полных канала RF, предназначенные для реализации технологии MIMO стандарта IEEE 802.11n. Кроме того, MtW8150 включает два приемопередатчика в составе AGC и RSSI.

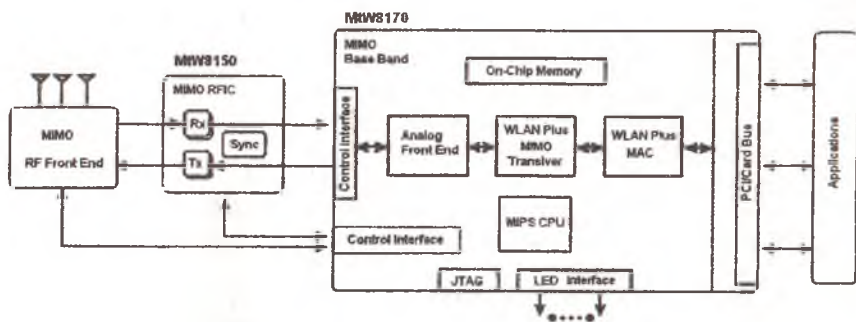


Рис. 46. Архитектура WLAN Plus

Особенности архитектуры чипсета (рис. 46):

- реализована поддержка 2×2 MIMO в одном чипе;
- совместимость стандартов IEEE 802.11n и IEEE 802.11a;
- поддержка EVM модуляций до QAM 64;
- высокие спектральные характеристики;
- использование пространственного мультиплексирования для передачи или приема двух независимых потоков данных по общему частотному каналу;
- две полных и независимых цепи RF;
- разделение частоты одного локального генератора LO между цепями чипсета;
- поддержка MIMO до 4×4;
- поддержка переключения приёмной антенны;
- динамическое распределение данных в каналах для регулировки SNR;
- обратная связь для калибровки Tx/Rx;
- быстрый и простой параллельный интерфейс;
- быстрое переключение между приёмом и передачей;

- простой интерфейс с baseband-контроллером;
- отдельный контроль для каждой цепи RF;
- независимый контроль мощности;
- поддержка BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM.

Точка доступа Access5830™AP промышленного класса с встроенной антенной предлагает множество средств управления, включая мониторинг, оперативное управление и администрирование, автоматическую стабилизацию мощности, адаптацию пороговой чувствительности, анализ частотных каналов, динамическую автонастройку пропускной способности в направлениях вверх и вниз и другие функции, позволяющие операторам сети быстро и эффективно осуществлять развертывание и управление сетью. Основные параметры радиомодуля приведены в табл. 16.

Т а б л и ц а 16. Параметры радиомодуля точки доступа Access5830™AP

Рабочая частота, МГц	5725 - 5850 (ISM); 5250 - 5350 (U-NII)
Количество рабочих каналов	ISM: 6; U-NII: 5
Усиление антенны	14 dBi
ДН антенны	по горизонтали - 60°, по вертикали - 10°
Поляризация антенны	горизонтальная /вертикальная (переключается программой)
Вид модуляции	DSSS с RAKE
Чувствительность приемника (при $P_b=10^{-6}$)	Пакеты 1600 байт: -83 dBm, пакеты 64 байта: -87 dBm
Метод доступа	TDD
Макс. пропускная способность	30 Мбит/сек
Формат	10/100 BaseT
Сетевой протокол	Совместимый с IEEE 802.3/802.3u
Конфигурация и управление	Telnet, SNMP, TFTP, HTTP
Физические интерфейсы	10/100 BaseT (RJ45), серийный порт 9600 бод
Питание	=10,5-24 В; адаптер ~ 220 В 13,4 Вт
Макс. длина кабеля PoE Cat-5	90 м для кабеля Cat-5 24 AWG STP
Корпус радиомодуля	Алюмин. всепогодн., поликарбонатное покрытие антенны, монтаж на стену или трубу $\varnothing \geq 25$ мм
Диапазон рабочих температур	-40°C ... 60°C
Размеры радиомодуля, см	31,75 × 20,3 × 7
Вес радиомодуля	1,5 кг
Пользовательский интерфейс	RJ45 (экранированный)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной [и др.]. – М.: Техносфера, 2005.
2. Joint Proposal: High throughput extension to the IEEE 802.11 Standard: PHY. – IEEE 802.11 -05/1102r4.
3. Joint Proposal: High throughput extension to the IEEE 802.11 Standard: MAC. – IEEE 802.11 -05/1095r5.
4. Слюсар, В. Системы MIMO: принципы построения и обработка сигналов / В. Слюсар. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2005, №8, с. 52-58.
5. Русев, Д. П. Технологии беспроводного доступа: справочник / Д.П. Русев. – СПб: БХВ-Петербург, 2002.
6. Пакет, К. Создание сетей удаленного доступа Cisco / К. Пакет. – Cisco Press; 2003.
7. Juha Heiskala, John Terry: OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide, 2006.
8. Крухмалев, В.В. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей / В.В. Крухмалев. – М.: Радио и связь, 2004.
9. Леонович, Г.И. Анализ и синтез сигналов специальной формы / Г.И. Леонович. – Самара: Самар. гос. аэрокосм. ун-т, 2003.
10. Галлагер, Р. Теория информации и надёжная связь / Р. Галлагер. – М.: Советское радио, 1974.
11. Котоусов, А.С. Теоретические основы радиосистем / А.С. Котоусов. – М.: Радио и связь, 2002.
12. Петрович, Н.Т. Системы связи с шумоподобными сигналами / Н.Т. Петрович, М.К. Размахнин. – М.: Сов. радио, 1969.
13. Диксон, Р.К. Широкополосные системы / Р.К. Диксон; пер. с англ.; под ред. В.И. Журавлева. – М.: Связь, 1979.
14. Spread Spectrum Wireless Technology. – <http://www.wi-lan.com>
15. Леонович, Г.И. Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания / Г.И. Леонович, Л.М. Логвинов - Самара: Изд-во Самарского научного центра РАН, 2008.