

Министерство образования и науки Российской Федерации

---

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

---

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

***А.В. РАШИЧ***

# **СЕТИ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА WiMAX**

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

Санкт-Петербург  
Издательство политехнического университета  
2011

УДК 004.733(075.8)

ББК 32.973.202я73

Р 281

Рецензенты:

кафедра радиопередающих устройств и средств подвижной связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича, заведующий кафедрой д.т.н., проф. *М. Сиверс*;

кафедра военных телекоммуникационных систем Санкт-Петербургской Военной академии связи им. С.М. Буденного, д.т.н., доц. *С. Ясинский*.

*Рашич А. В. Сети беспроводного доступа WiMAX: учеб. пособие / Рашич А.В. — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. — 179 с.*

ISBN

Предлагаемое учебное пособие посвящено изучению основных принципов построения систем беспроводного доступа WiMAX. Рассматриваются физический уровень, подуровень доступа к среде и сетевой уровень систем. Большое внимание уделяется методам формирования сигналов с OFDM, способам их приема, а также структуре кадров в сетях WiMAX.

Учебное пособие рекомендовано Учебно-методическим объединением по университетскому политехническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки “Техническая физика”. Оно также может быть полезно студентам, обучающимся по направлениям подготовки “Радиотехника” и “Инфокоммуникационные технологии и системы связи”.

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

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

© Рашич А.В., 2011

© Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2011

ISBN

## Оглавление

Перечень сокращений .....	5
Введение .....	8
1. Общие принципы построения сетей WiMAX .....	11
1.1. Стандарты IEEE 802.16. Форум WiMAX .....	11
1.2. Сетевой уровень систем WiMAX .....	16
1.2.1. Архитектура сетей WiMAX IEEE 802.16 .....	16
1.2.2. Базовая модель сетей WiMAX IEEE 802.16-2009 .....	19
1.2.3. Поддержка мобильности в сетях WiMAX IEEE 802.16-2009 .....	27
1.2.4. Качество обслуживания в сетях WiMAX IEEE 802.16-2009 .....	29
1.2.5. Специальные службы WiMAX .....	32
1.3. Вид сигналов в системах WiMAX. Сигналы с OFDM .....	36
1.3.1. Временные характеристики сигналов с OFDM .....	37
1.3.2. Спектральные характеристики случайной последовательности сигналов с OFDM .....	42
1.3.3. Полоса занимаемых частот и спектральные маски сигналов с OFDM .....	45
1.3.4. Формирование сигналов с OFDM .....	48
1.3.5. Прием сигналов с OFDM .....	50
1.4. Многоантенные системы передачи данных MIMO .....	51
1.4.1. Актуальность применения технологии MIMO .....	51
1.4.2. Основные понятия. Схемы передачи. Стратегии приема .....	53
1.4.3. Пространственно-временное кодирование .....	58
1.4.4. Пространственно-временное блочное кодирование. Схема Аламоути .....	62
1.5. Вопросы для самопроверки .....	65
2. Физический уровень сетей WiMAX .....	67
2.1. Сигнал физического уровня. Основные параметры .....	68
2.2. Структура кадра .....	70
2.2.1. Частотно-временные ресурсы, слоты. Уплотнение пользователей на основе OFDMA .....	70
2.2.2. Структура кадра в режиме временного дуплекса .....	74
2.2.3. Структура преамбулы .....	79
2.2.4. Сообщения DLFP и FCH .....	80
2.3. Группирование частот в логические подканалы .....	82
2.3.1. Зона с PUSC в нисходящем канале .....	83
2.3.2. Зона с PUSC в восходящем канале .....	89
2.4. Модуляция и кодирование .....	94
2.4.1. Скремблирование .....	95
2.4.2. Помехоустойчивое кодирование .....	96
2.4.3. Перемежение .....	107

2.4.4. Манипуляция .....	107
2.4.5. Кодирование повторением .....	109
2.4.6. Поддержка HARQ .....	109
2.4.7. Сводные данные по процедурам модуляции и кодирования ...	110
2.5. Поддержка многоантенных систем.....	111
2.5.1. MISO в нисходящем канале .....	112
2.5.2. Пространственное уплотнение сигналов в восходящем канале	114
2.6. Общие вопросы приема сигналов WiMAX.....	115
2.6.1. Тактовая синхронизация.....	115
2.6.2. Реализация эквалайзеров .....	123
2.6.3. Декодирование сверточного турбокода WiMAX.....	130
2.7. Вопросы для самопроверки .....	132
3. Уровень доступа к среде сетей WiMAX.....	134
3.1. Подуровни стандарта IEEE 802.16.....	134
3.2. Общий подуровень доступа к среде .....	137
3.2.1. Принципы функционирования общего подуровня MAC.....	137
3.2.2. Виды сообщений MAC-уровня.....	141
3.2.3. Управляющие сообщения подуровня MAC .....	145
3.2.4. Формирование и передача пакетов данных подуровня MAC (MAC PDU) .....	151
3.2.5. Механизм ARQ .....	152
3.3. Подуровень безопасности .....	152
3.3.1. Архитектура подуровня безопасности WiMAX.....	152
3.3.2. Формирование зашифрованных пакетов данных .....	155
3.3.3. Методы криптографической защиты .....	156
3.3.4. Аутентификация и авторизация.....	162
3.3.5. Управление ключами .....	169
3.4. Вопросы для самопроверки .....	176
Библиографический список.....	177
Приложение. Пример сети WiMAX .....	179

## Перечень сокращений

3GPP	3rd Generation Partnership Project;
AAA	Authentication, Authorisation, Accounting;
AMC	advanced modulation and coding;
ASN	Access Service Network;
BTC	Block Turbo Coding;
CC	Convolutional Coding;
CDD	Cyclic Delay Diversity;
CID	Client Identifier;
CP	Cyclic Prefix;
CRC	Cyclic Redundancy Check;
CSN	Connectivity Service Network;
CTC	Convolutional Turbo Coding;
DAMA	Demand Assigned Multiple Access;
DL-MAP	Downlink Map;
DP	Decision Point (шлюза ASN);
DSL	Digital Subscriber Line;
EP	Enforcement Point (шлюза ASN);
FA	Foreign Agent;
FCH	Frame Control Header;
FDMA	Frequency Division Multiple Access;
FUSC	Full Usage of the Subchannels;
GH	Generic Header;
HA	Home Agent;
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request;
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers;
IP	Internet Protocol;
LDPC	Low Density Parity Check;
LLC	Logical Link Control;
MAC	Media Access Control;
MAN	Metropolitan Area Network;
MAP	Maximum A-posteriori Probability;
MIMO	Multiple Input – Multiple Output;
MIP	Mobile IP;

MM	Management Message;
MMS	Multimedia Messaging Service;
NAP	Network Access Provider;
NSP	Network Service Provider;
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing;
OFDMA	Orthogonal Frequency Multiple Access;
PHY	Physical layer;
PDU	Protocol Data Unit;
PMP	Point-to-multipoint;
PTP	Point-to-point;
PUSC	Partial Usage of the Subchannels;
QoS	Quality of Service;
SDMA	Spatial Division Multiple Access;
SISO	Single Input – Single Output;
SM	Spatial Multiplexing;
SMS	Short Message Service;
SOVA	Soft Output Viterbi Algorithm;
SPID	Subpacket Identifier;
STC	Space-Time Coding;
STH	Signaling Type Header;
STTD	Space-Time block coding based Transmit Diversity;
TDMA	Time Division Multiple Access;
TSM	Time-Spreading Mechanism;
TVM	Time-Variant Mechanism;
WAN	Wide Area Network;
WAP	Wireless Application Protocol;
Wi-Fi	Wireless Fidelity;
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access;
WLAN	Wireless Local Area Network;
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network;
АБГШ	аддитивный белый гауссовский шум;
АС	абонентская станция;
БМ	базовая модель (сети WiMAX);
БС	базовая станция;
ДПФ	дискретное преобразование Фурье;

ИС	источник сообщений;
КАМ	квадратурная амплитудная манипуляция;
МД	множественный доступ;
АС	мобильная станция;
МСИ	межсимвольная интерференция;
МФМ	многопозиционная фазовая манипуляция;
ОБПФ	обратное быстрое преобразование Фурье;
ППРЧ	псевдослучайная перестройка рабочей частоты;
ПСП	псевдослучайная последовательность;
РТУ	радиотехническое устройство;
ФМ	фазовая манипуляция;
ЧВР	частотно-временной ресурс;
ШПС	шумоподобные сигналы.

## Введение

Предлагаемое учебное пособие посвящено изучению основных принципов построения систем беспроводного доступа WiMAX. Рассматриваются физический уровень, подуровень доступа к среде и сетевой уровень систем. Большое внимание уделяется методам формирования сигналов с OFDM, способам их приема, а также структуре кадров в сетях WiMAX.

На *физическом уровне* сетей WiMAX (PHY-уровень) определены вид используемых для передачи данных сигналов, способы манипуляции и помехоустойчивого кодирования, алгоритмы формирования логических каналов и т. п.

На *подуровне доступа* сетей WiMAX (MAC-подуровень) решаются задачи согласования форматов данных протоколов вышестоящих уровней и данных физического уровня; выполняются основные функции по планированию, обработке и выделению ресурсов, установлению и поддержанию соединений, поддержке QoS, а также осуществляется шифрование данных для обеспечения конфиденциальности работы пользователей.

*Сетевой уровень* сетей WiMAX определяет способы построения системы связи в целом, методы взаимодействия между собой базовых станций, мобильных терминалов, шлюзов, описываются топология и структура сети. На сетевом уровне вводятся понятия домашних и гостевых провайдеров, домашних агентов и указывается порядок обмена данными между ними.

В настоящем пособии, в отличие от другой аналогичного рода литературы, там, где это возможно, изложение ведется с позиций приемника, а не передатчика. Такой подход позволяет уделять большее внимание вопросам приема сигналов WiMAX, что часто представляет наибольший интерес.

В первом разделе настоящего пособия рассматриваются основные принципы построения сетей WiMAX, описывается семейство стандартов IEEE 802.16. Большое внимание в этом разделе уделяется описанию сигналов с ортогональным частотным уплотнением, составляющих основу физического уровня сетей WiMAX, и систем с MIMO, так как стандарт WiMAX является первым стандартом, поддерживающим режимы передачи с нескольких антенн совместно с пространственно-временным кодированием или пространственным уплотнением.

Второй раздел посвящен физическому уровню сетей IEEE 802.16. Основное внимание здесь уделяется описанию способов формирования логических подканалов в нисходящем и восходящем каналах в зоне PUSC. Также подробно рассматриваются структура кадра WiMAX в режиме временного дуплекса, способы построения одночастотных сетей, процедуры перемежения, скремблирования и помехоустойчивого кодирования, включая сверточное турбокодирование. Также во втором разделе кратко рассмотрены общие вопросы приема сигналов WiMAX, включая тактовую синхронизацию, эквалайзеры и декодирование сверточного турбокода.

В третьем разделе рассматриваются основные принципы построения подуровня MAC сетей WiMAX, приводится описание формата пакетов данных, различных заголовков и подзаголовков, описываются управляющие сообщения подуровня MAC. Особое внимание в третьем разделе уделяется вопросам обеспечения безопасности передачи данных в сетях WiMAX и описанию подуровня безопасности этих сетей.

К сожалению, вследствие ограниченности объема пособия за рамками рассмотрения остались такие вопросы, как адаптивные антенные системы в сетях WiMAX, блочное турбо- и LDPC-кодирование, описание процедур подключения абонентов к сети и хэндовера, балансирование нагрузки. Тем не менее, настоящее пособие охватывает все основные вопросы функционирования систем WiMAX от физического до сетевого уровней.

Каждый раздел настоящего пособия является относительно изолированным, от других разделов, что позволяет сразу сосредоточиться на освоении учащимся необходимого ему материала. Например, при изучении способов формирования логических подканалов достаточно освоить только материал второго раздела и правильно ответить на соответствующие контрольные вопросы.

Для первичного ознакомления с сетями WiMAX достаточно изучить материал следующих разделов пособия:

- 1.1. Стандарты IEEE 802.16. Форум WiMAX;
- 1.2.1. Архитектура сетей WiMAX IEEE 802.16;
- 2.1. Сигнал физического уровня. Основные параметры;
- 2.2.2. Структура кадра в режиме временного дуплекса;
- 2.4.7. Сводные данные по процедурам модуляции и кодирования;

- 3.1. Подуровни стандарта IEEE 802.16;
- 3.2.1. Принципы функционирования общего подуровня MAC;
- 3.3.1. Архитектура подуровня безопасности WiMAX.

Тем не менее, для системного освоения систем WiMAX необходимо последовательное изучение всех разделов пособия.

Материалы предлагаемого пособия прошли апробацию в курсах, читаемых на кафедре радиоэлектронных средств защиты информации радиофизического факультета Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

Учебное пособие рекомендовано Учебно-методическим объединением по университетскому политехническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки “Техническая физика”. Оно также может быть полезно студентам, обучающимся по направлениям подготовки “Радиотехника” и “Инфокоммуникационные технологии и системы связи”.

Автор выражает благодарность ассистенту кафедры радиоэлектронных средств защиты информации радиофизического факультета Санкт-Петербургского государственного университета А. Б. Кислицыну за помощь при подготовке настоящего пособия.

# 1. Общие принципы построения сетей WiMAX

## 1.1. Стандарты IEEE 802.16. Форум WiMAX

При переходе к созданию систем широкополосного радиодоступа с интеграцией услуг стало понятно, что основополагающие принципы, заложенные в беспроводные системы на предыдущих этапах, нуждаются в существенной корректировке. На сигнальном уровне первостепенное значение приобрело оптимальное использование спектрального ресурса радиоканала при любых соотношениях “скорость – помехоустойчивость”. На уровне протоколов стало необходимым обеспечивать заданный уровень качества обслуживания каждому абоненту сети.

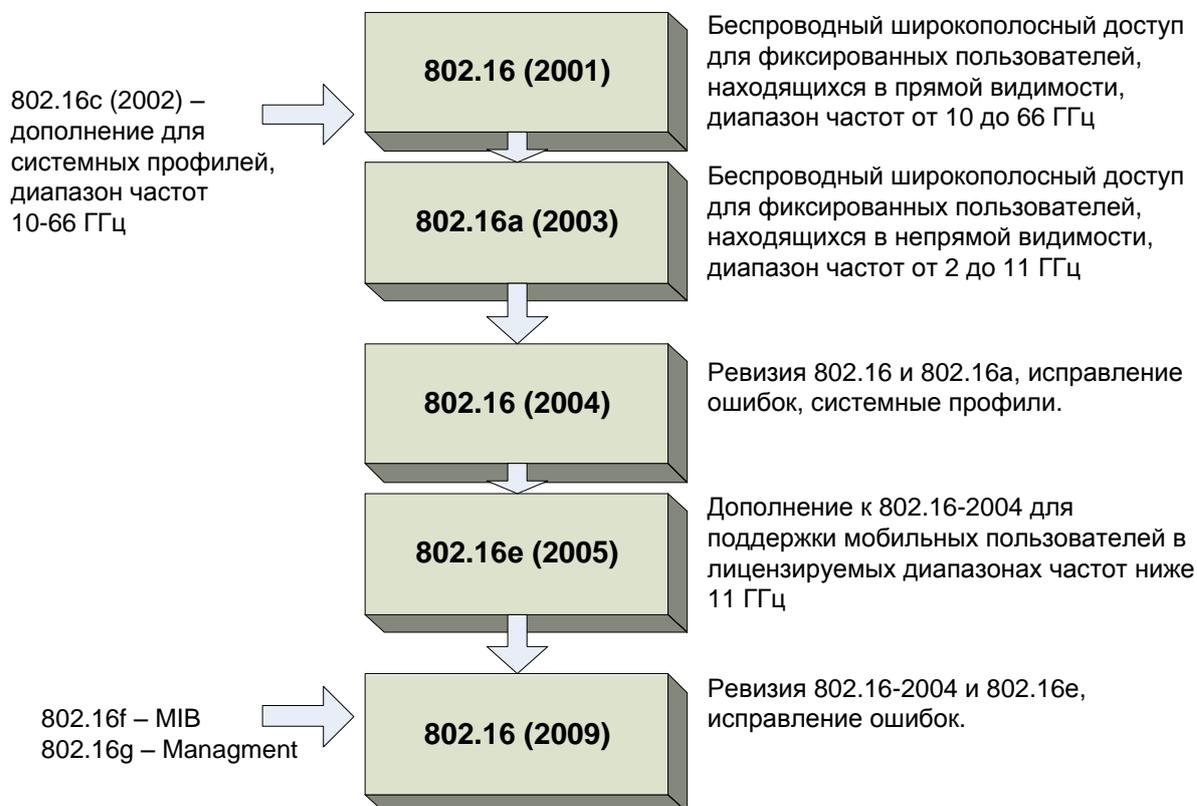
Беспроводные сети связи городского масштаба WiMAX активно развиваются на протяжении уже 10 лет, развернутые решения создают конкуренцию другим решениям проблемы предоставления широкополосного доступа, эквивалентного технологии xDSL. Основным преимуществом сетей WiMAX по сравнению с другими технологиями, призванными решать аналогичные задачи, является относительно быстрое развертывание систем на достаточно больших территориях без проведения работ по прокладке кабеля и предоставление конечным пользователям каналов связи в единицы Мбит/с, что особенно актуально для мест с неразвитой сетевой инфраструктурой (например, новые загородные районы, исторические центры городов и т. п.). Заметим, что основным конкурентом сетей WiMAX являются системы связи четвертого поколения LTE E UTRA.

На сегодняшний день беспроводные сети городского масштаба представлены следующими стандартами:

- IEEE 802.16e-2005, 2009 (WiMAX) (рис. 1.1);
- ETSI HiperMAN;
- IEEE 802.20 (WBWA).

Рабочая группа IEEE 802.16 была создана в 1999 г. Через два года (в декабре 2001 г.) был принят первый стандарт беспроводных сетей связи городского масштаба IEEE 802.16. Первоначально он был ориентирован на частотный диапазон 10–66 ГГц, что подразумевало прямую видимость между приемником и передатчиком и являлось существенным недостатком в городских условиях. Стандарт IEEE 802.16a (принят в январе 2003 г.)

предусматривал использование частотного диапазона 1–10 ГГц и был лишен указанного недостатка.



**Рис. 1.1. Эволюция стандартов IEEE 802.16**

В июле 2004 г. был одобрен стандарт IEEE 802.16REVd, который объединил в себе предыдущие версии IEEE 802.16.

В июле 2005 г. вышел стандарт IEEE 802.16e, являющийся дополнением к стандарту IEEE 802.16-2004. Акцент в стандарте сделан на поддержку мобильности конечного пользователя.

Осенью 2009 г. вышел окончательный на сегодняшний день стандарт беспроводных сетей городского масштаба IEEE 802.16-2009, объединивший в себе предыдущие версии стандартов (рис. 1.1).

Европейский институт телекоммуникационных стандартов ETSI и рабочая группа BRAN (Broadband Radio Access Networks) разработали стандарт HiperMAN. В основу HiperMAN на физическом уровне положен стандарт IEEE 802.16-2004. Некоторые различия наблюдаются на канальном

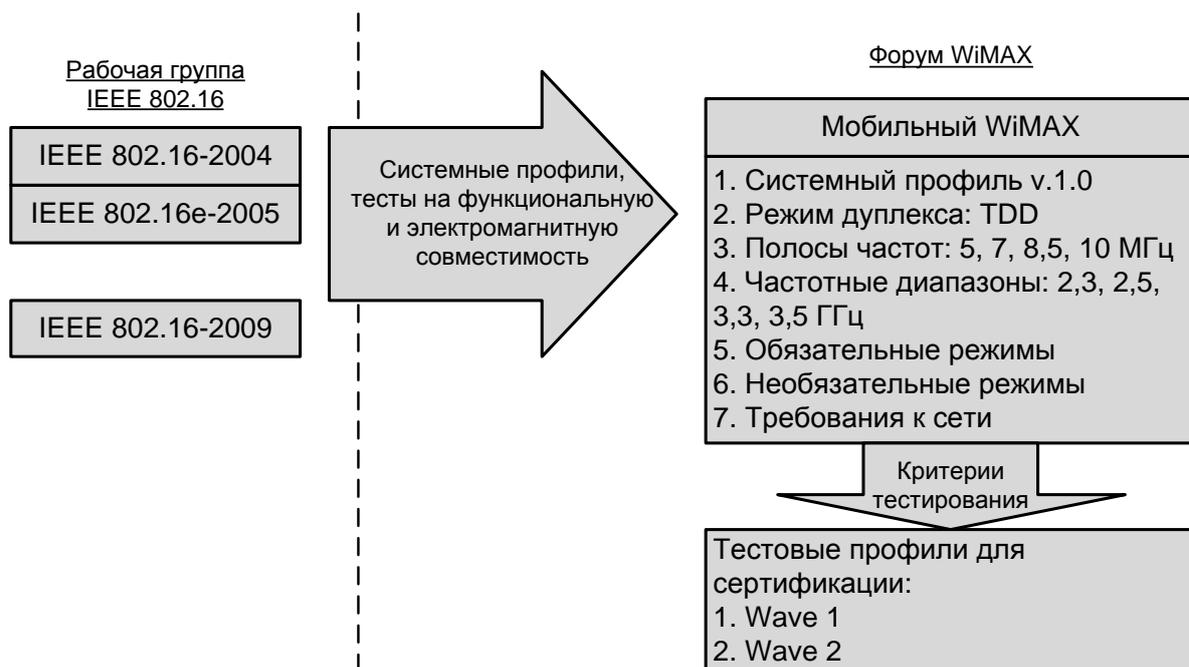
(MAC) и сетевом уровнях. Основное внимание ETSI уделяет типам приложений и качеству услуг.

Рабочая группа IEEE 802.20 Mobile Broadband Wireless Access (MBWA), утвержденная в декабре 2002 г., сосредоточена на предоставлении услуг мобильным пользователям, движущимся со скоростью до 250 км/ч.

Спустя два года после создания рабочей группы IEEE 802.16 появился форум WiMAX, образованный фирмами Nokia, Harris Corp., Ensemble и Crosspan. К маю 2005 г. форум объединял уже 230 участников, а на сегодняшний день форум включает в себя более 400 различных производителей, лабораторий и поставщиков телекоммуникационного оборудования.

Необходимо различать стандарты связи серии IEEE 802.16 и форум WiMAX (рис. 1.2). **Стандарты серии IEEE 802.16** — это множество стандартов, определяющих беспроводные сети городского масштаба (WMAN — Wireless Metropolitan Area Network). Разработаны для обеспечения беспроводным широкополосным доступом стационарных и мобильных пользователей. **Форум WiMAX** (WiMAX — Worldwide Interoperability for Microwave Access) является некоммерческой организацией для продвижения и сертификации устройств беспроводного широкополосного доступа, основанных на согласованном стандарте IEEE 802.16/ETSI HiperMAN. Сотрудничает с поставщиками услуг, производителями оборудования, производителями тестового оборудования, сертификационными лабораториями и поставщиками программно-аппаратных ресурсов для обеспечения соответствия ожиданиям заказчика и государственным стандартам.

Стандарты серии IEEE 802.16 определяет радиоинтерфейс для систем широкополосного беспроводного доступа (уровни MAC и PHY, рис. 1.3) с фиксированными и мобильными абонентами в диапазоне частот 1–66 ГГц, рассчитанных на внедрение в городских распределенных беспроводных сетях операторского класса. Сети, построенные на основе этих стандартов, займут промежуточное положение между локальными сетями (IEEE 802.11x) и региональными сетями (WAN), где планируется применение разрабатываемого стандарта IEEE 802.20. Указанные стандарты совместно со стандартом IEEE 802.15 (PAN — Personal Area Network) и IEEE 802.17 (мосты уровня MAC) образуют иерархию стандартов беспроводной связи.

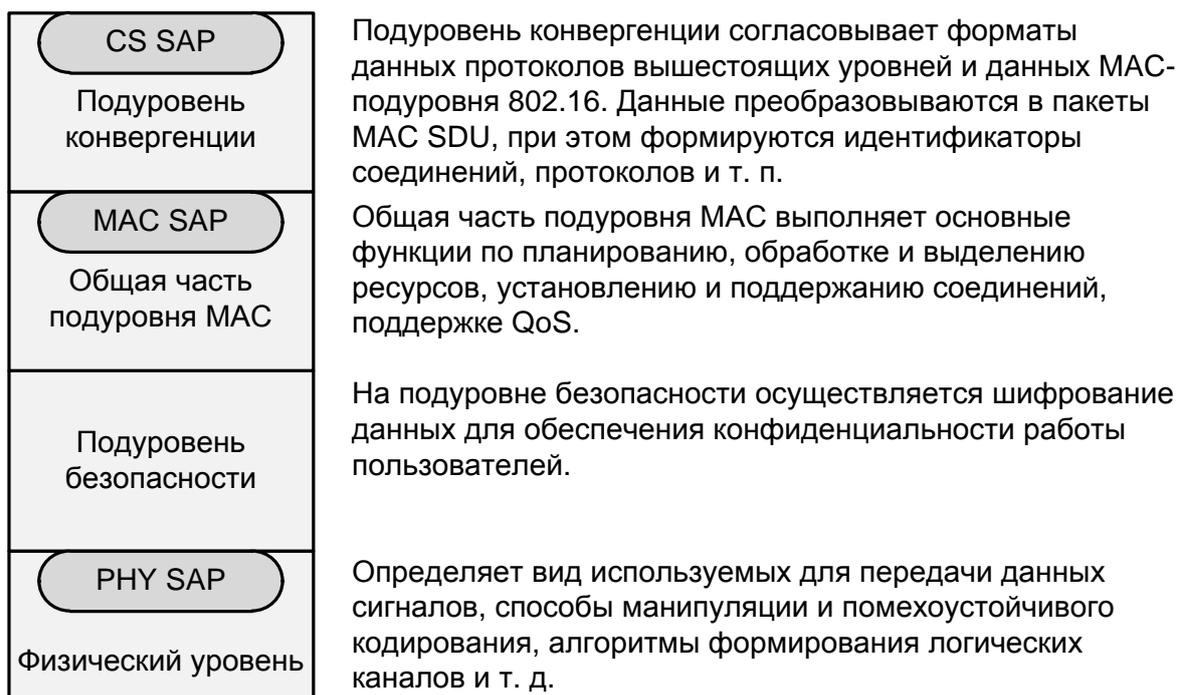


**Рис. 1.2. Стандарты серии IEEE 802.16 и форум WiMAX**

Для обеспечения работоспособности систем в диапазоне 10–66 ГГц вследствие относительно малой длины волны требуется наличие прямой видимости между передатчиком и приемником. В таких условиях при анализе канала связи многолучевостью среды можно пренебречь. Данные передаются на одной несущей. Ширина полосы частот одного канала составляет 25 или 28 МГц, скорость передачи данных до 120 Мбит/с.

В диапазоне частот 1–11 ГГц за счет увеличения длины волны возможен сценарий взаимодействия передатчика и приемника в условиях отсутствия прямой видимости. При этом необходимо применять более сложные (по сравнению с системами, функционирующими в диапазоне частот 10–66 ГГц) методы регулировки мощности, различные способы борьбы с межсимвольной интерференцией. Для передачи данных используется одна или множество несущих (сигналы с OFDM).

Структура стандартов IEEE 802.16 представлена на рис. 1.3. Стандарты описывают MAC- и PHY- уровни семиуровневой эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС). При этом уровень MAC делится на подуровни конвергенции, общей части и безопасности.



**Рис. 1.3. Структура стандартов IEEE 802.16**

Подуровень конвергенции согласовывает форматы данных протоколов вышестоящих уровней и данных MAC-подуровня 802.16. Данные преобразовываются в пакеты MAC SDU, при этом формируются идентификаторы соединений, протоколов и т. п.

Общая часть подуровня MAC выполняет основные функции по планированию, обработке и выделению ресурсов, установлению и поддержанию соединений, поддержке QoS.

На подуровне безопасности осуществляется шифрование данных для обеспечения конфиденциальности работы пользователей.

Физический уровень определяет вид используемых для передачи данных сигналов, способы манипуляции и помехоустойчивого кодирования, алгоритмы формирования логических каналов и т. д.

Физический уровень WiMAX детально рассматривается в раз. 2, а подуровни конвергенции и безопасности и общая часть подуровня MAC — в разд. 3.

В настоящем пособии рассматриваются только сети WiMAX, построенные на основе стандартов IEEE 802.16e-2005, 2009, функционирующие в диапазоне 1–10 ГГц и использующие сигналы с OFDM и технологию

OFDMA. Далее по тексту такие системы будут коротко называться сетями IEEE 802.16.

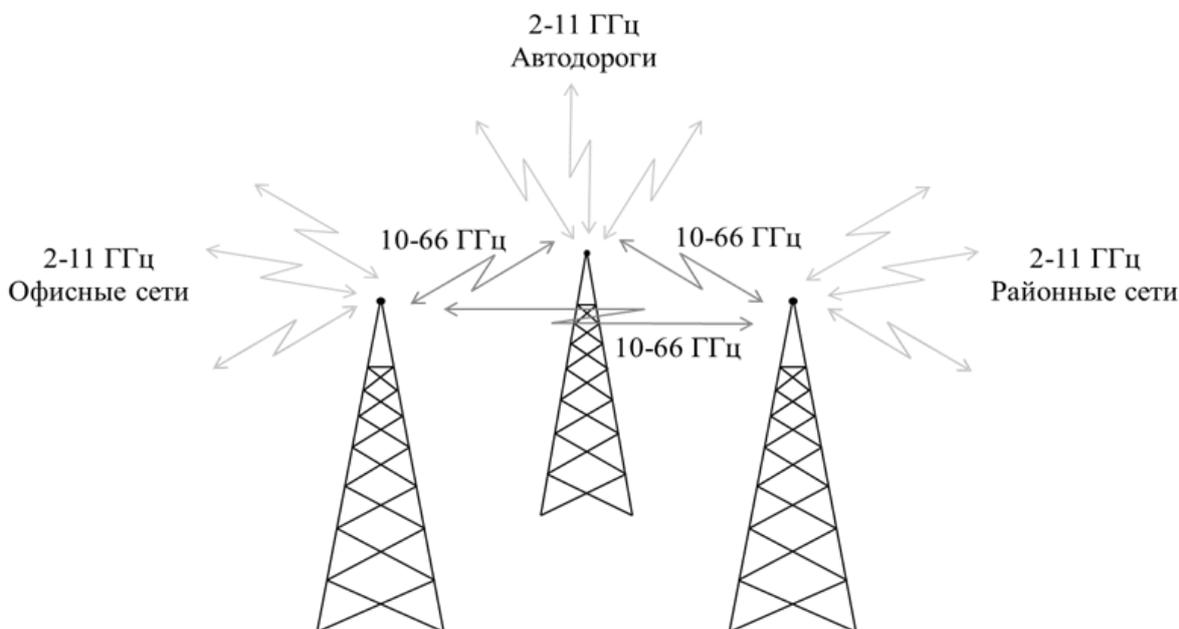
## **1.2. Сетевой уровень систем WiMAX**

### **1.2.1. Архитектура сетей WiMAX IEEE 802.16**

Базовая станция (БС, BS — Base Station) размещается в здании или на вышке и осуществляет связь с абонентскими станциями (АС, SS — Subscriber Station) по схеме “точка – мультиточка” (Point to Multipoint — PMP). Возможен сеточный режим связи (Mesh — сетка связей “точка – точка” — PTP), когда любые клиенты (АС) могут осуществлять связь между собой непосредственно, а антенные системы, как правило, являются ненаправленными. БС предоставляет соединение с основной сетью и радиоканалы к другим станциям. Радиус действия БС может достигать 30 км (в случае прямой видимости) при типовом радиусе сети 6–8 км. АС может быть радиотерминалом или повторителем, который используется для организации локального трафика. Трафик может проходить через несколько повторителей, прежде чем достигнет клиента. Антенны в этом случае являются направленными.

Канал связи предполагает наличие двух направлений передачи: восходящий канал (АС – БС, uplink) и нисходящий (БС – АС, downlink). Эти два канала используют разные неперекрывающиеся частотные диапазоны при частотном дуплексе и различные интервалы времени при временном дуплексе.

Простейший способ представления архитектуры сетей WiMAX заключается в их описании как совокупности БС, которые располагаются на крышах высотных зданий или вышках, и клиентских приемо-передатчиков (рис. 1.4).



**Рис. 1.4. Схематичное изображение сети WiMAX**

Радиосеть обмена данными между БС и АС работает в СВЧ-диапазоне от 2 до 11 ГГц. Такая сеть в идеальных условиях может обеспечить техническую скорость передачи информации до 75 Мбит/с и не требует того, чтобы БС находилась на расстоянии прямой видимости от пользователя. В настоящее время в РФ выданы разрешения на полосы частот в соответствии с табл. 1.1.

Диапазон частот от 10 до 66 ГГц используется для установления соединения между соседними базовыми станциями при условии, что они располагаются в зоне прямой видимости друг от друга. Так как в городской среде это условие может оказаться невыполнимым, связь между базовыми станциями иногда организуют посредством прокладки кабелей.

При более детальном рассмотрении сеть WiMAX можно описать как совокупность беспроводного и базового (опорного) сегментов. Первый описывается в стандарте IEEE 802.16, второй определяется спецификациями WiMAX Forum. Базовый сегмент объединяет все аспекты, не относящиеся к абонентской радиосети, т. е. связь базовых станций друг с другом, связь с локальными сетями (в том числе, интернетом) и т. п. Базовый сегмент основывается на IP-протоколе и стандарте IEEE 802.3-2005 (Ethernet). Однако само описание архитектуры в части, не относящейся к беспровод-

ной клиентской сети, содержится в документах WiMAX Forum, объединенных под общим названием “Network Architecture”.

Таблица 1.1

**Основные режимы для стандарта IEEE 802.16 в РФ**

Диапазон частот, ГГц	Разрешенные полосы частот, МГц	Общая ширина выделенных полос, МГц	Тип беспроводного доступа
2,5	2500–2530 2560–2570 2620–2630 2660–2670 2680–2690	70	мобильный
3,5	3400–3450 3500–3550	100	фиксированный
5	5150–5350 5650–5725 5725–6425	975	фиксированный

В этих спецификациях к сетям WiMAX предъявляются такие требования, как независимость архитектуры от функций и структуры транспортной IP-сети. В то же время, должны обеспечиваться услуги, основанные на применении IP-протокола (SMS over IP, MMS, WAP и др.), а также мобильная телефония на основе VoIP и мультимедийные услуги. Обязательным является условие поддержки архитектурой протоколов IPv4 и IPv6. Сети WiMAX должны быть легко масштабируемыми и гибко изменяемыми и основываться на принципе декомпозиции (строиться на основе стандартных логических модулей, объединяемых через стандартные интерфейсы). Свойства масштабируемости и гибкости необходимо обеспечивать по таким эксплуатационным характеристикам, как плотность абонентов, географическая протяженность зоны покрытия, частотные диапазоны, топология сети, мобильность абонентов. Сети WiMAX должны поддерживать взаимодействие с другими беспроводными (3GPP, 3GPP2) или проводными (DSL) сетями. Большое значение имеет способность обеспечивать различные уровни качества обслуживания QoS.

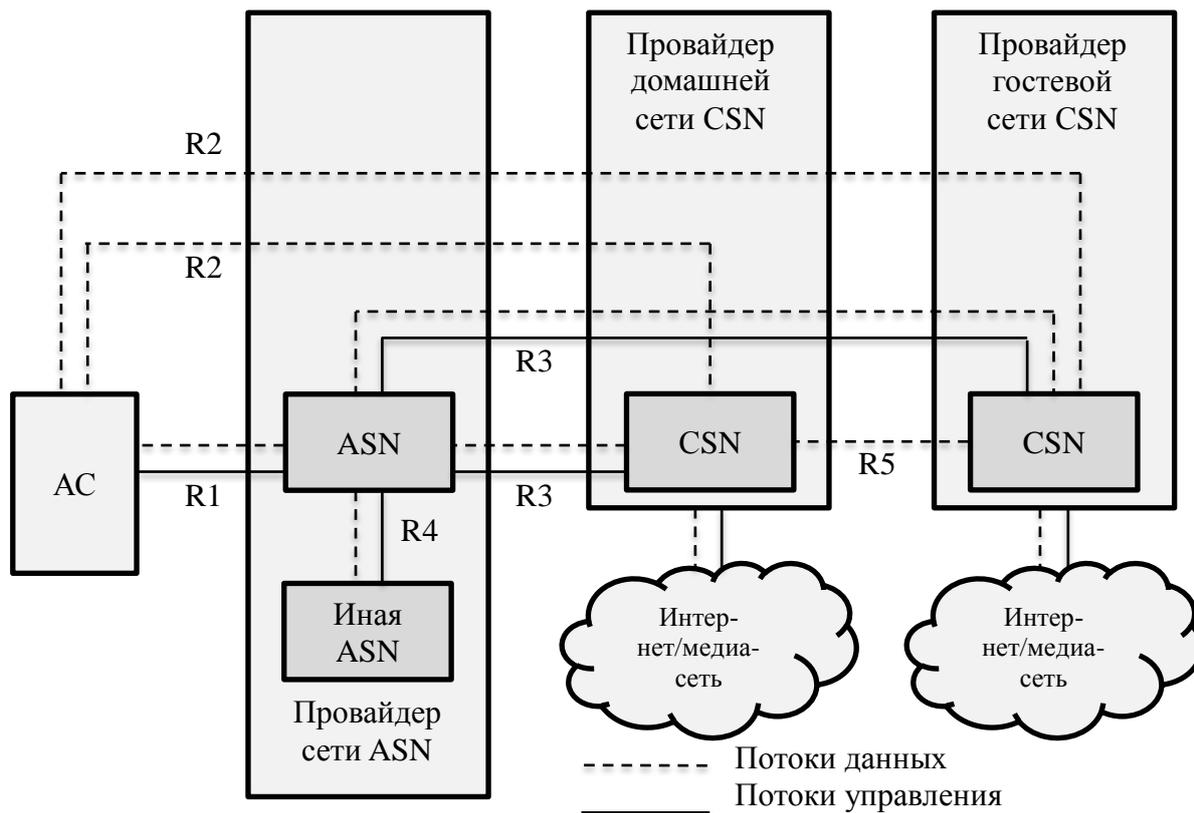
### 1.2.2. Базовая модель сетей WiMAX IEEE 802.16-2009

Базовая модель (БМ) сети WiMAX — это логическое представление сетевой архитектуры WiMAX. Термин “логическое” в данном случае означает, что модель рассматривает набор стандартных логических функциональных модулей и стандартных интерфейсов (точек сопряжения модулей).

БМ включает три основных элемента: множество абонентских (мобильных) станций (АС), совокупность сетей доступа (ASN, Access Service Network) и совокупность сетей подключения (CSN, Connectivity Service Network). Кроме того, в БМ входят так называемые базовые точки (R1...R8), через которые происходит сопряжение функциональных модулей (рис. 1.5).

Сеть (сети) ASN принадлежит провайдеру сети доступа (NAP, Network Access Provider) — организации, предоставляющей доступ к радиосети для одного или нескольких сервис-провайдеров WiMAX (NSP, Network Service Provider). В свою очередь, сервис-провайдер WiMAX — организация, предоставляющая IP-соединения и услуги WiMAX конечным абонентам. В рамках данной модели именно сервис-провайдеры WiMAX заключают соглашения с интернет-провайдерами, операторами других сетей доступа, соглашения о роуминге и т. п. Сервис-провайдеры по отношению к абоненту могут быть домашними и гостевыми, каждый со своей сетью CSN.

Сеть доступа ASN представляет собой множество базовых станций беспроводного доступа по стандарту IEEE 802.16 и шлюзов для связи с транспортной IP-сетью (т. е. с локальной или глобальной сетями передачи информации). Фактически эта сеть связывает радиосети IEEE 802.16 и IP-сети. ASN включает как минимум одну БС и как минимум один ASN-шлюз. Но и базовых станций, и шлюзов в одной ASN может быть несколько, причем одна БС может быть логически связана с несколькими шлюзами. БС в рамках данной модели — это логическое устройство, поддерживающее набор протоколов IEEE 802.16 и функции внешнего сопряжения.



**Рис. 1.5. Базовая модель сети WiMAX**

Сети ASN отвечают за передачу данных AC на втором логическом уровне и передают служебные и информационные сообщения AC, поступающие от сетей CSN. Состояния готовности к подключению и обеспечение целостного включения в сеть WiMAX для каждой AC накладывает следующие функциональные требования к ASN:

- обнаружение сети и выбор предпочитаемого абонентом WiMAX NSP;
- подключение AC к сети в соответствии с правилами второго логического уровня IEEE 802.16;
- реализация транслирующей функции для организации подключений AC на третьем логическом уровне (выделение IP-адресов);
- управление радиоресурсами сети;
- управление групповыми и широковещательными рассылками;
- поддержка мобильности с привязкой к ASN;
- поддержка внешних агентов для мобильности с привязкой к ASN;

- поддержка туннелей ASN – CSN;
- управление персональными вызовами и службами для определения местоположения абонентов;
- продвижение данных;
- авторизация сервисных потоков;
- поддержка уровней QoS;
- управление доступом и контроль за соблюдением правил.

Перечисленные функции сетей ASN распределяются между БС и шлюзами ASN в соответствии с профилями, определенными в документе “Release 1.0” форума WiMAX. На сегодняшний момент описано три таких профиля: *A*, *B* и *C*. На рис. 1.6 представлена архитектура профиля *C*. Все профили обеспечивают функциональную совместимость между CSN и другими ASN через специальные опорные точки.

Профиль *B* подразумевает полную свободу производителя, ему соответствует как концентрация всех функций в одном устройстве, так и их произвольное распределение. Профили *A* и *C* чрезвычайно похожи. Различие состоит в том, что в профиле *A* функции контроллера радиоресурсов и управления хэндовером отнесены к ASN-шлюзу, а в профиле *C* — к базовой станции. Несмотря на это незначительное различие, профиль *A* был официально закрыт в 2007 г. на сессии WiMAX Forum, а общепризнанным стандартом стал профиль *C*.

Шлюз ASN (шлюз радиоподсети) — это логическое устройство, связывающее базовые станции одной ASN с другими сетями доступа и с сетью подключения CSN. Шлюз ASN обеспечивает связность как на уровне каналов передачи данных, так и на уровне управления. Шлюз ASN может быть представлен как совокупность двух групп функциональных элементов: блока решения (DP, Decision Point) и блока исполнения (EP, Enforcement Point).

Блок решения шлюза ASN выполняет функции управления инвариантно к виду используемых радио интерфейсов. Шлюз ASN может содержать модуль, управляющий аутентификацией и распределением ключей, для реализации инфраструктуры AAA (Authentication, Authorisation, Accounting). Инфраструктура AAA проверяет полномочия пользователей в процессе их подключения или переподключения к сети по алгоритму EAP

и создает безопасную среду с разделяемыми между АС и БС ключами. Инфраструктура AAA также отвечает за ведение статистики по абонентам.

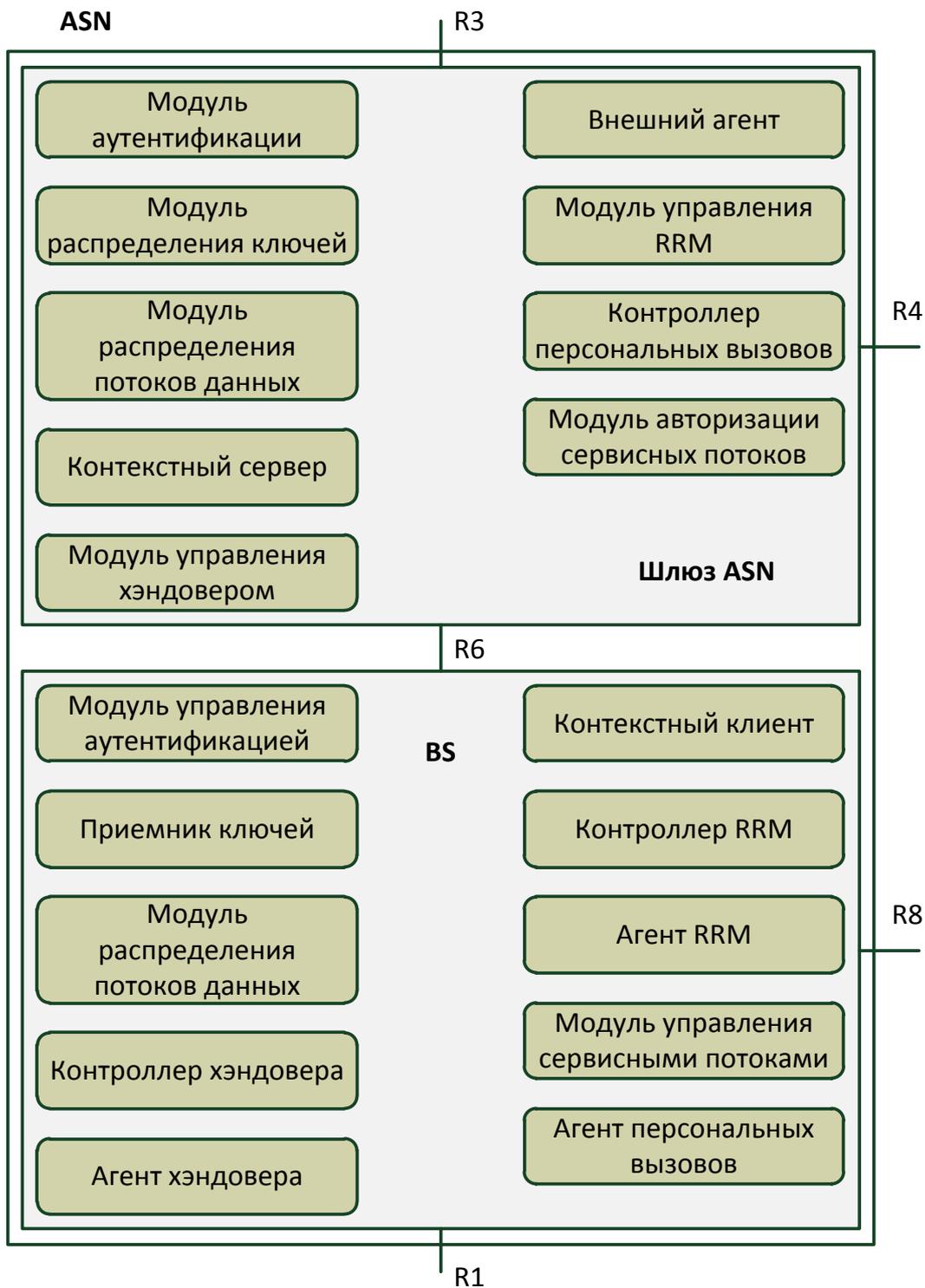


Рис. 1.6. Архитектура профиля С

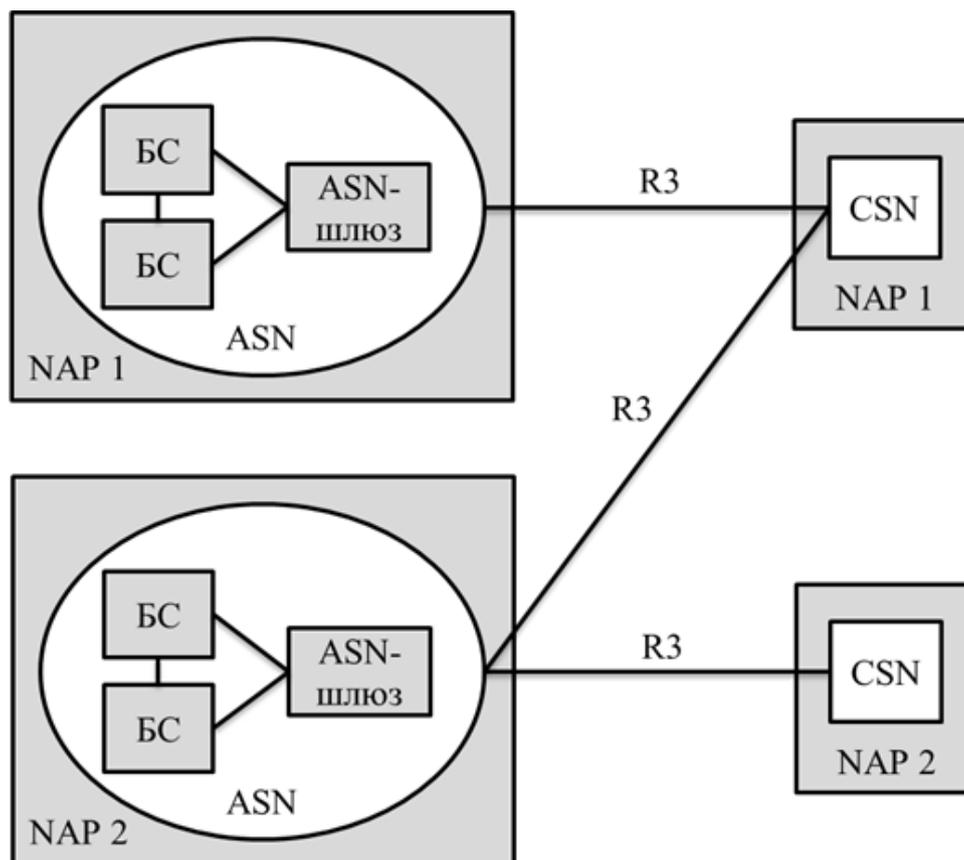
Шлюз ASN реализует управление текущим профилем AC и осуществляет контроль за соблюдением правил CSN. Управление профилем AC включает в себя определение и сохранение аутентификационных данных, параметров безопасности, а также настроек AC, необходимых при переключении AC на другую БС.

В процессе хэндовера шлюз ASN осуществляет переключение канала передачи данных к требуемой БС. Шлюз ASN также обеспечивает целостность передаваемых данных для минимизации задержек распространения и снижения количества потерянных пакетов. Шлюз ASN содержит внешний агент для поддержки хэндовера на третьем логическом уровне и взаимодействия с домашним агентом в случае перехода AC от одной сети ASN к другой. Контроллер персональных вызовов и регистр местоположения в шлюзе ASN осуществляют поддержку персональных вызовов и работы AC в режиме ожидания.

Блок исполнения шлюза ASN отвечает за фильтрацию пакетов, организацию туннелей, управление доступом, контроль за соблюдением правил, поддержку уровней QoS и продвижение данных. Блок исполнения может поддерживать протоколы IPv4/v6 и протоколы групповой и индивидуальной маршрутизации, такие как BGP, OSPFv2, PIM, IGMP и т. д. Шлюз ASN является центральным элементом сетей ASN, выполняет функции интерфейса к внешним сетям и реализует различные службы IP.

Последним рассматриваемым компонентом ASN является устройство, называемое внешним агентом (FA, Foreign Agent). Это — маршрутизатор, отслеживающий принадлежность AC к той или иной БС в каждый момент времени для распределения информационных потоков (рис. 1.7).

Сеть подключения CSN — это сеть оператора WiMAX, именно в ней реализуются функции управления авторизацией, аутентификацией и доступом, подключение абонентов WiMAX к глобальным IP-сетям, предоставление таких услуг, как IP-телефония, доступ к телефонным сетям общего пользования, доступ в интернет и частные сети и т. д. Базовая модель сети WiMAX допускает, что одной сетью доступа ASN могут пользоваться несколько сервис-провайдеров, каждый со своей CSN. Напротив, одна CSN может подключаться к сетям доступа разных провайдеров доступа (рис. 1.7).



**Рис. 1.7. Модель взаимодействия сетей доступа и сетей подключения различных провайдеров**

Сеть CSN представляет собой набор сетевых функций, которые обеспечивают абонента WiMAX различными услугами IP. CSN может выполнять следующие функции:

- выделение IP-адресов;
- предоставление доступа к интернету;
- реализацию сервера или прокси-сервера для инфраструктуры AAA;
- управление доступом и контроль за соблюдением правил на основе профилей пользовательской подписки;
- поддержка туннелей ASN – CSN;
- учет оплаты абонентских услуг;
- поддержка туннелей между CSN для роуминга;
- поддержка перемещений абонента между различными ASN;
- поддержка специальных служб WiMAX таких, как службы, основанные на определении местоположения абонента (LBS — location based

services), одноранговые службы, подключение спецслужб, групповые широковещательные рассылки и т. д.

Процедуры аутентификации, авторизации и контроля доступа выполняет устройство, называемое AAA-сервером. При этом под аутентификацией пользователя понимается проверка его подлинности и возможности доступа в сеть, под авторизацией — выделение ему ресурсов сети в соответствии с услугами, на которые он подписан и под контролем доступа — подсчет потребленных пользователем ресурсов (количество времени или размер переданных данных) для формирования счета за пользование сетью. Также каждая CSN содержит домашний агент (НА, Home Agent), который является роутером-шлюзом, расположенным на границе WiMAX сети и внешних сетей.

Опорные точки в рамках базовой модели сети WiMAX — это каналы связи между базовыми модулями. Они определяют собой стандартные интерфейсы, причем не обязательно физические, если соединяемые опорной точкой модули конструктивно находятся в одном устройстве. Назначение опорных точек описано в табл. 1.2. Опорные точки необходимы для того, чтобы улучшить функциональную совместимость устройств, выпускаемых различными производителями.

БС WiMAX является логическим объектом, который реализует радио интерфейс и интерфейс к IP-сетям. БС реализует физический уровень и MAC-подуровень стандарта IEEE 802.16, а также одну или несколько функций ASN для взаимодействия со шлюзом ASN и другими БС. Экземпляр БС стандарта IEEE 802.16 поддерживает один сектор с одной несущей частотой, одна БС может взаимодействовать с несколькими шлюзами ASN для балансировки нагрузки и/или обеспечения избыточности передаваемых данных. Физически БС может включать в себя несколько объектов БС, так как БС определена как логический объект. Основным элементом БС является планировщик задач, осуществляющий управление частотно-временными ресурсами сети при организации обмена в нисходящем и восходящем каналах связи.

Таблица 1.2

**Назначение опорных точек БМ сети WiMAX IEEE 802.16**

Опорная точка	Назначение
R1	Канал связи между мобильной станцией и сетью доступа ASN, беспроводный интерфейс стандарта IEEE 802.16.
R2	Канал между МС и шлюзом ASN или CSN, включает процедуры аутентификации, авторизации АС и IP-конфигурирования. Данная точка представляет собой логический интерфейс, который обычно используется для аутентификации, авторизации конфигурирования IP и управления мобильность АС.
R3	Содержит набор протоколов для взаимодействия ASN и CSN для реализации процедур AAA и контроля за выполнением правил сети. Данная опорная точка применяется, когда АС находится в гостевой сети и обменивается информацией с домашней сетью.
R4	Канал связи между ASN-шлюзами различных ASN-сетей или одной ASN-сети. Данная опорная точка используется при перемещении АС между различными ASN. В отличие от предыдущих точек, между точками R4 могут создаваться защищенные соединения, в том числе, с использованием протоколов IP-Sec или SSL VPN.
R5	Канал связи между сетью домашнего и гостевого сервис-провайдера.
R6	Интерфейс между БС и ASN.
R7	Виртуальный канал между блоками DP и EP в ASN-шлюзах.
R8	Канал связи непосредственно между БС. Данная опорная точка применяется для передачи сигнализации в процессе хэндовера и при балансировке нагрузки между несколькими БС. Так же, как и для точек R4, между точками R8 могут создаваться защищенные соединения, в том числе, с использованием IP-Sec или SSL VPN.

### **1.2.3. Поддержка мобильности в сетях WiMAX IEEE 802.16-2009**

Одно из главных направлений в области описания и стандартизации сетей WiMAX IEEE 802.16 — обеспечение глобальной мобильности абонентов WiMAX, их свободы перемещаться между различными сетями во всем мире, постоянно оставаясь “на связи”. Особенно актуально это замечание для мобильных сетей WiMAX, абоненты которых являются обладателями небольших пользовательских терминалов, которые чаще всего берутся с собой в командировки, деловые поездки и на отдых.

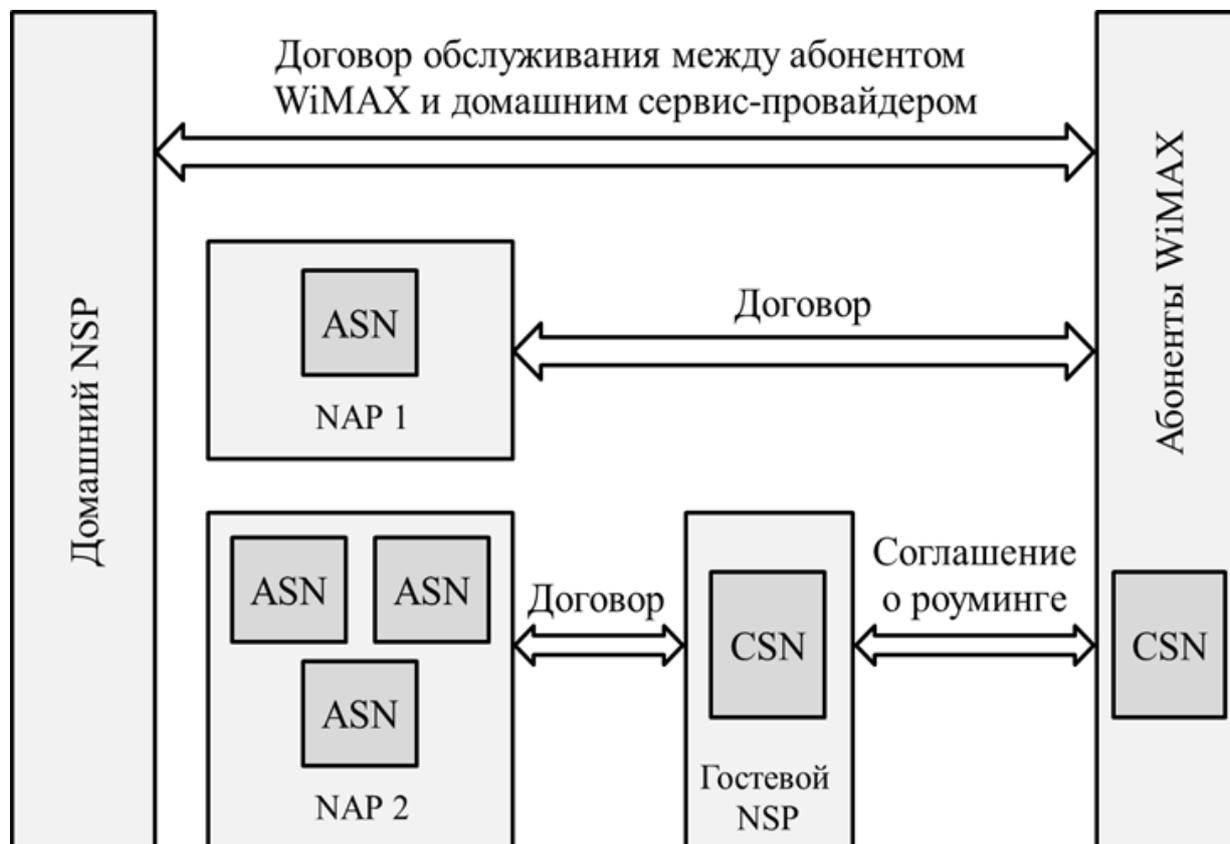
В связи с поддержкой мобильности в базовой модели сети WiMAX введены понятия домашних и гостевых сервис-провайдеров — соответственно, H-NSP и V-NSP (рис. 1.8). Домашний NSP — это оператор, заключивший договор об обслуживании с абонентом WiMAX. Именно он реализует функции AAA. Для поддержки роуминга домашний сервис-провайдер WiMAX заключает роуминговые соглашения с другими NSP. Гостевой NSP — это оператор, который предоставляет WiMAX-абоненту услуги роуминга. Прежде всего, V-NSP обеспечивает для такого абонента функции AAA, а также полный или частичный доступ ко всем услугам WiMAX-сети.

В WiMAX-сетях выделяют два вида мобильности: микро- и макромобильность. Метод обеспечения микромобильности применяется в случае движения AC в пределах одной ASN. Все функции выполняет сама ASN с помощью маршрутизатора FA. При этом методе CSN не участвует в процедуре передачи абонента от одной БС к другой (хэндовер) и не осведомлена о ней. IP-адрес AC остается неизменным. Процедура хэндовера на радиоинтерфейсе определена стандартом IEEE 802.16.

#### **Мобильность с привязкой к ASN (микромобильность)**

В процессе перемещения AC меняет точку привязки. В случае, когда точка привязки (БС) принадлежит той же ASN, AC не меняет свой IP-адрес. Такой тип мобильности называется мобильностью с привязкой к ASN. Существует также мобильность с привязкой к CSN, при которой AC перемещается между зонами действия БС, принадлежащих разным ASN.

Управление перемещением АС необходимо для снижения количества потерянных пакетов, уменьшения задержек при хэндовере и сохранении порядка следования пакетов при требуемом уровне безопасности.



**Рис. 1.8. Модель взаимодействия операторов сервисных сетей WiMAX IEEE 802.16, сетей доступа и абонентов**

### **Мобильность с привязкой к CSN (макромобильность)**

В случае, когда АС перемещается в зону покрытия БС, принадлежащей другой ASN, имеет место мобильность на основе IP, что приводит к перепривязке текущего внешнего агента к новому внешнему агенту.

Метод обеспечения макромобильности необходим при перемещении АС между различными ASN. Его суть состоит в переключении пути данных с одного интерфейса R3 на другой. Метод основан на использовании MIP (Mobile IP) — интернет-протокола, обеспечивающего передвижение абонента между сетями без изменения его IP-адреса. Таким образом, устройство, с которым абонент обменивается информацией, не замечает

этого передвижения. MIP подразумевает, что у каждого устройства есть два IP-адреса — основной (HoA), присвоенный ему в домашней сети, и дополнительный (CoA).

MIP использует следующие функциональные компоненты: MIP-клиент (MIP client), FA, HA. MIP клиент может располагаться в AC (CMIP, Client MIP) — в этом случае AC должен быть присвоен глобальный CoA. Этот адрес AC сообщает HA домашней сети, который перехватывает все сообщения по HoA и направляет их по CoA (как правило, в режиме туннелирования и инкапсуляции). Также MIP клиент может быть расположен в FA ASN, который будет действовать от имени MS, от которой не требуется поддержки протокола MIP. При этом для всех сетей, лежащих за пределами ASN, в роли CoA мобильной станции выступает IP-адрес внешнего агента. Настоящий CoA AC присваивается FA и используется для маршрутизации пакетов внутри ASN. Основной IP-адрес мобильной станции для этих целей не используется из-за опасности его совпадения с IP-адресом другой AC, работающей внутри этой же ASN. В сетях WiMAX IEEE 802.16 обязательна поддержка обоих случаев расположения MIP-клиента.

HA содержит таблицу соответствия IP-адреса AC (основного или дополнительного, в зависимости от того, является ли данный NSP домашним по отношению к абоненту) IP-адресу FA, к которому относится эта AC. Таким образом, HA имеет информацию о том, к какому FA отправлять пакеты, предназначенные данной AC.

#### **1.2.4. Качество обслуживания в сетях WiMAX IEEE 802.16-2009**

В связи с тем, что сети WiMAX изначально рассматривались как сети операторского класса, вопрос обеспечения QoS в них первичен. Стандарт IEEE 802.16 вопросы обеспечения требуемого качества обслуживания связывает с конкретным сервисным потоком. Сервисным потоком называется поток данных, связанный с определенным приложением. Каждый поток имеет свой QoS-класс обслуживания, при этом абоненту выделяется необходимая полоса пропускания — соответствующий виртуальный канал, которому присваивается 16-разрядный идентификатор соединения CID (Connection Identifier). Класс обслуживания QoS может задаваться для

каждого абонентского терминала или назначаться для групп пользователей по MAC-, IP-адресам и др. Существует пять QoS-классов обслуживания:

- класс доступа по первому требованию UGS (Unsolicited Grant Service), при котором абонентской станции немедленно предоставляется заранее оговоренная (при подключении к сети) фиксированная скорость передачи. Несмотря на применение коммутации пакетов, этот класс позволяет эмулировать непрерывный канал связи и, как при коммутации каналов, обеспечивает постоянную скорость передачи, что требуется, например, в традиционной телефонии;

- класс доступа с переменной скоростью с передачей данных в режиме реального времени RT-VR (Real-Time Variable Rate), при котором абонентская станция передает информацию, чувствительную к задержкам, с переменной скоростью без потери качества. Таким способом может передаваться видеoinформация с переменным сжатием;

- класс доступа с переменной скоростью без передачи данных в режиме реального времени NRT-VR (Non-Real-Time Variable Rate) используется для передачи информации нечувствительной к задержкам, но требующей гарантированной скорости. Например, этот класс используется для передачи файлов (протоколы FTP, HTTP);

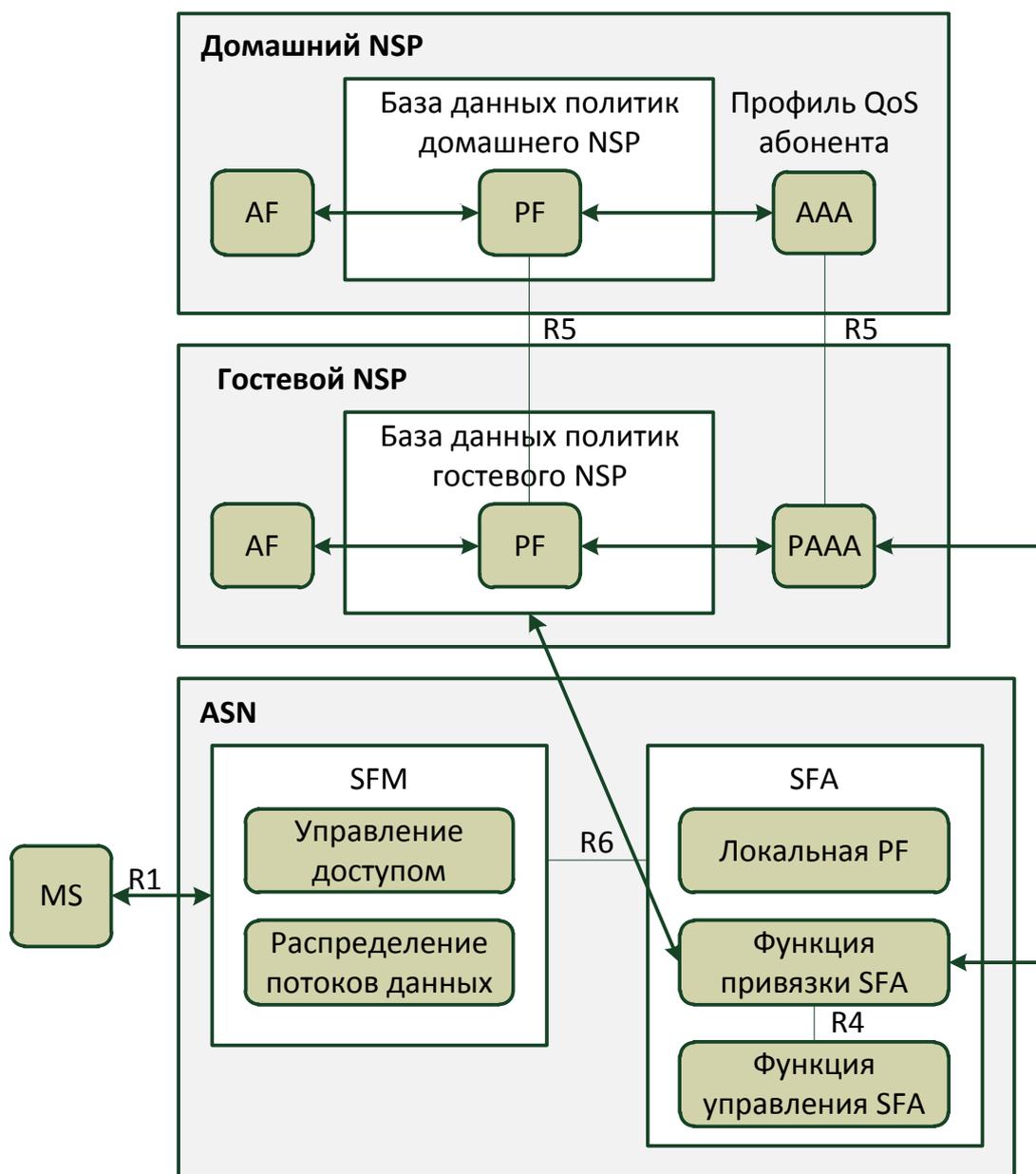
- класс доступа в режиме максимально возможной в данный момент скорости BE (Best Effort) используется для передачи данных, не критичных к скорости передачи и времени задержки. Преимущественно данный класс используется для передачи данных в интернете;

- для передачи данных приложений реального времени вводится промежуточный между UGS и RT-VR пятый расширенный класс доступа с переменной скоростью с передачей данных в режиме реального времени ERT-VR (Extended Real-Time Variable Rate), который обеспечивает постоянную скорость и задержку, например, при передаче голоса с подавлением пауз.

Инфраструктура QoS включает в себя следующие элементы:

- службы с установлением соединения;
- службы доставки: UGS, RT-VR, ERT-VR, NRT-VR;
- модули обеспечения требуемых параметров QoS для каждого абонента отдельно;

- модули управления доступом на основе политик разрешения;
- службы создания статических или динамических сервисных потоков.



**Рис. 1.9. Поддержка QoS в системах WiMAX**

Вследствие того, что в стандарте IEEE 802.16 инфраструктура QoS поддерживается и в базовых сетях (а не только в БС и АС), для эффективного обслуживания абонентов с разными требованиями QoS в сети требуются дополнительные функциональные элементы: модули управления

стратегиями работы (PF — Policy Function), управления доступом (AC — Admission Control), авторизации сервисных потоков (SFA — Service Flow Authorization). На рис. 1.9 показаны элементы, осуществляющие указанные функции. Модуль управления стратегиями работы вместе с соответствующими базами данных относится к NSP. Инфраструктура AAA функционирует совместно с модулями управления стратегиями работы для определения прав каждого пользователя на работу с определенными уровнями QoS и выстраивания соответствующих стратегий работы абонента. Модуль авторизации сервисных потоков обычно размещается в шлюзе ASN и использует информацию, полученную от модуля управления стратегиями работы в процессе подключения абонентов к сети и для управления сервисными потоками.

После того, как загружены профили QoS модуль авторизации сервисных потоков создает, принимает и приводит в действие заранее подготовленные сервисные потоки. Более того, в случае, когда пользовательский профиль QoS не удалось загрузить, модуль управления стратегиями работы может инициировать создание новых сервисных потоков, которые далее будут использоваться в качестве предварительно подготовленных.

### **1.2.5. Специальные службы WiMAX**

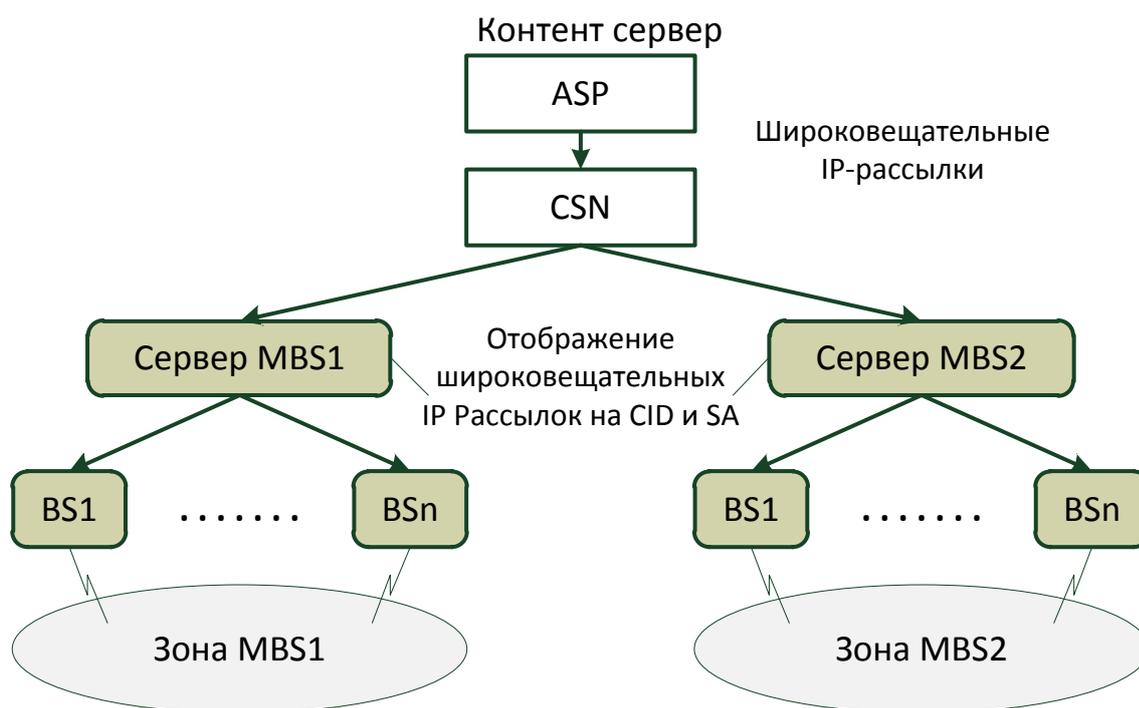
В технологии WiMAX предложено множество новых служб, призванных не только обеспечить простую сетевую интеграцию для поставщиков услуг, но и предложить абонентам услуги связи следующего поколения. Далее будут кратко описаны некоторые специальные службы WiMAX, предлагаемые форумом WiMAX в релизе 1.5.

#### **Службы групповых широковещательных рассылок**

Службы групповых широковещательных рассылок (Multicast Broadcast Services — MCBCS) в сетях WiMAX дополняют инфраструктуру аналогичных служб, описанных в стандарте IEEE 802.16. Примером использования службы групповых широковещательных рассылок являются потоковое видео; местные широковещательные уведомления абонентов о различных локальных социальных событиях (концерты, спортивные матчи и т. д.); интерактивные онлайн-игры; услуга “Нажми и говори” (push-to-talk); загрузка файлов; предварительно запланированная загрузка файлов; загрузка различных руководств, справочников и путеводителей; службы

оповещения (уличное движение, прогноз погоды и т. д.); звуковой живой журнал; интерактивное телевидение; контроль в реальном времени; видеоконференции; видео по запросу и т. д.

Службы групповых широковещательных рассылок могут применять в базовой сети стандартные протоколы IP для групповой маршрутизации такие, как PIM-SM, DVMRP и т. п., причем дублирование пакетов осуществляется специальными групповыми маршрутизаторами в направлении ASN и CSN. В каждой зоне групповых широковещательных рассылок может функционировать специальный сервер (рис. 1.10), который содержит информацию о БС, принадлежащих данной зоне вещания и участвующих в групповой широковещательной рассылке. Такой сервер обеспечивает подключение абонентов к службе групповых широковещательных рассылок по протоколу IGMP и передачу необходимого контента абоненту по соединению с заданным CID (рис. 1.10).



**Рис. 1.10. Пример системы групповых широковещательных рассылок**

Служба групповых широковещательных рассылок может приостановить передачу данных в случае, когда в данной зоне вещания отсутствуют подключенные к службе абоненты.

## **Службы, основанные на определении местоположения абонента (LBS — location based services)**

Значительное количество современных приложений для мобильных пользователей использует в процессе работы информацию о местоположении пользователя. Сети WiMAX предусматривают возможность определения местоположения абонентов для функционирования служб LBS, обеспечения экстренных вызовов, подключения спецслужб страны, а также для оптимизации работы сети (например, хэндовер на основе знания местоположения абонента и равномерное распределение трафика между БС). Система со службой LBS содержит сервер расположения (Location Server — LS), контроллер расположения (Location Controller — LC) и агент расположения (Location Agent — LA) (рис. 1.11).

Сервер расположения, размещаемый в CSN, является центральным элементом службы LBS, который собирает из сети доступа информацию о местоположении абонентов и предоставляет ее авторизованным объектам. Для подключения устройства к службе LBS сервер расположения взаимодействует с AAA для получения специального идентификатора аутентификации.

Контроллер расположения, размещаемый в шлюзе ASN, обеспечивает получение информации о местоположении абонента на основе различных алгоритмов с использованием ресурсов сети или на основе данных непосредственно от абонента (например, информация о координатах абонента, полученная от встроенного GPS-приемника).

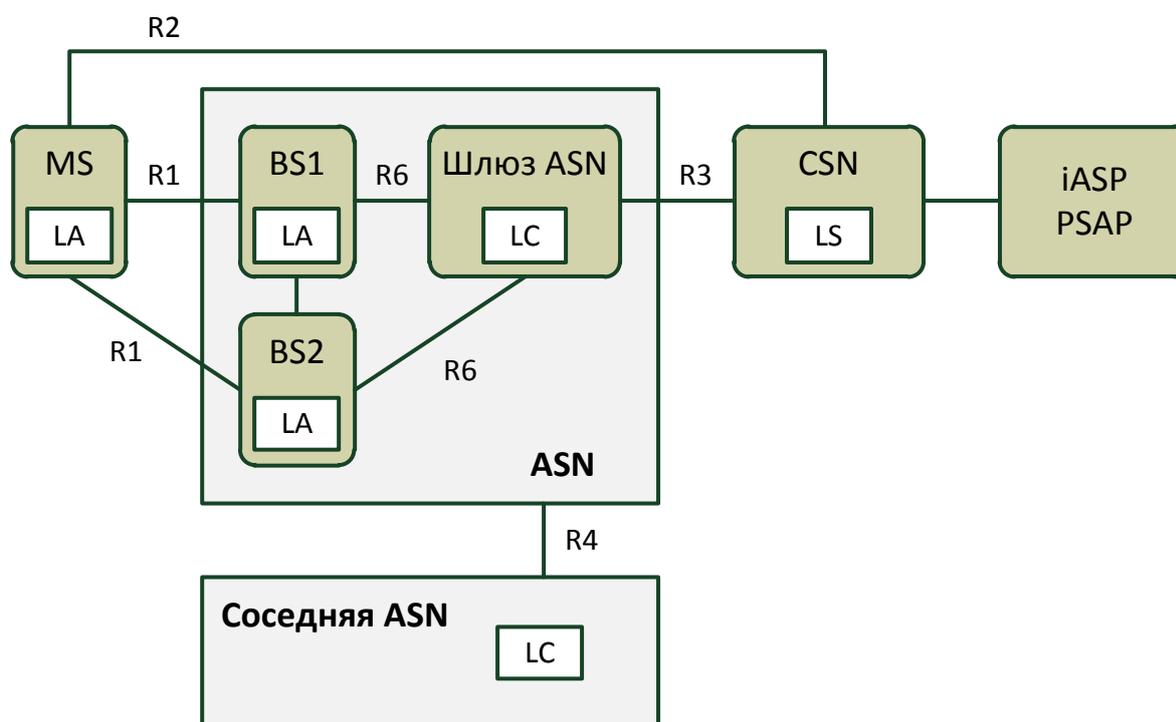
Агент расположения размещается в БС и выполняет измерения.

Всего возможны два типа служб LBS: с определением местоположения на основе данных от абонента и с определением местоположения средствами самой сети. В первом случае используются специальные сигналы от БС или информация о координатах от встроенного GPS-приемника. Абонент подключается к такой службе в процессе входа в сеть и получает навигационные данные в служебном сообщении LBS-ADV. АС использует эту информацию и передает ее к своим приложениям.

Определение местоположения абонента средствами сети может быть инициировано либо АС, либо самой сетью. АС может иметь встроенный GPS-приемник, информация с которого может пересылаться в сеть для повышения точности определения координат. Сети WiMAX могут также пе-

редавать абонентам спутниковые эфемериды для уменьшения времени холодного старта GPS-приемника.

Опорные БС передают специальные опорные сигналы и вспомогательную информацию для определения местоположения в нисходящем канале (относительная задержка, круговая задержка, RSSI — Received Signal Strength Indication), в восходящем канале для определения местоположения могут использоваться специальные сигнальные конструкции или служебное сообщение RNG-REG.



**Рис. 1.11. Структура службы LBS в сетях WiMAX**

При определении местоположения на основе данных от абонента для триангуляции используются опорные сигналы нисходящего канала, при этом опорные БС обмениваются данными для обеспечения взаимной синхронизации высокой степени точности. При определении местоположения под управлением сети выполняется определение координат обслуживающей абонента БС и определение значения параметра CINR (Carrier-to-Interference + Noise Ratio). Также в этом случае АС может выполнять расчет для определения местоположения по опорным сигналам нисходящего канала и пересылать результаты обратно в сеть.

## **Интерфейсы для подключение спецслужб**

Сети WiMAX предоставляют специальные интерфейсы для подключения спецслужб (Lawful Intercept — LI) в целях перехвата широковещательных пакетных сообщений в соответствии с законодательством некоторых стран.

Инфраструктура, обеспечивающая интерфейсы для подключения спецслужб, включает в себя функцию доступа (Access Function — AF), функцию доставки (Delivery Function — DF), функцию сбора (Collection Function — CF), администрирование поставщика услуг (Service Provider Administration) и управление правоприменением (Law Enforcement Administration).

Функция доступа состоит из одной или нескольких точек перехвата (Intercept Access Points — IAPs), которые расположены в одной или нескольких ASN/CSN. Точки IAP обеспечивают перехват сообщений на основе протокола CALEA8 и предоставляют данные о перехвате серверу перехвата сообщений (Lawful Interception Server — LIS). Существует два типа точек IAP: точки, предоставляющие общую информацию о прослушиваемом соединении и точки, предоставляющие собственно передаваемые по прослушиваемому соединению данные. Точки IAP собирают и передают на LIS данные, полученные в процессе перехвата сообщений.

Функции сбора и доставки обеспечивают возможность подключения к одним и тем же точкам перехвата различных спецслужб.

### **Универсальный интерфейс**

Универсальный интерфейс (Universal Services Interface — USI) представляет собой инфраструктуру для подключения к сетям WiMAX различных доверенных сторонних поставщиков услуг интернет (например, Google, E-Bay, Yahoo! и др.). Универсальный интерфейс позволяет динамически подключать различные службы и встраивать их в сеть WiMAX.

## **1.3. Вид сигналов в системах WiMAX. Сигналы с OFDM**

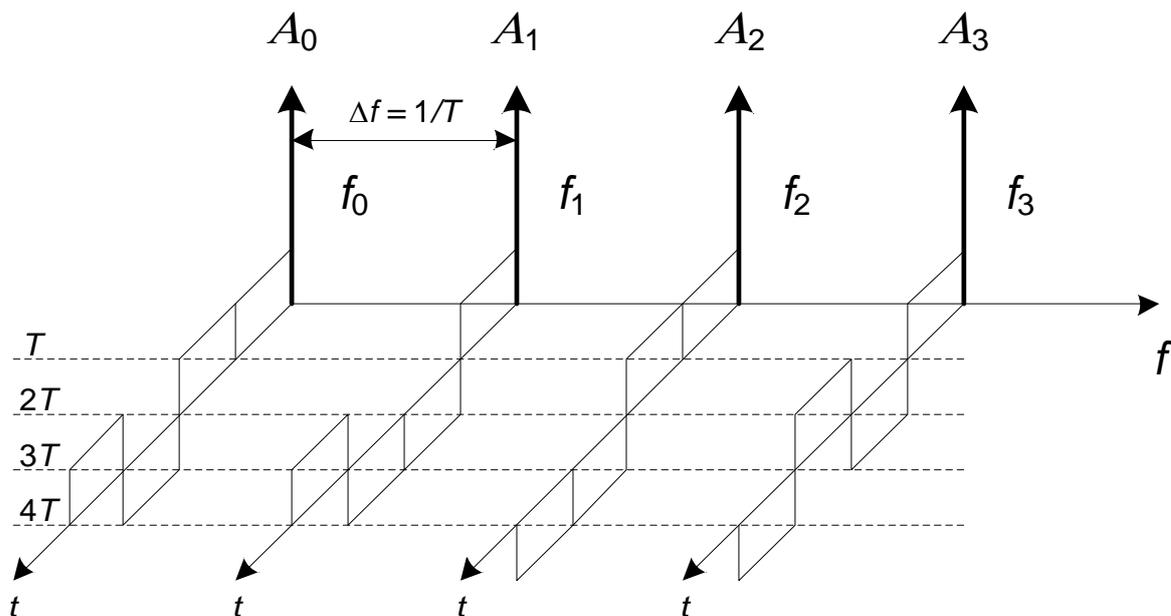
На физическом уровне сетей WiMAX для передачи данных в нисходящем и восходящем каналах используются многочастотные сигналы с ортогональным частотным уплотнением — Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Остановимся на них более подробно.

### 1.3.1. Временные характеристики сигналов с OFDM

Идея передачи данных сигналами с OFDM основывается на технике передачи данных с использованием множества несущих и заключается в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов (поднесущих), и передача ведётся на них параллельно. За счет разделения передаваемого высокоскоростного потока данных на большое (100–1000) количество относительно низкоскоростных подпотоков (каналов), каждый из которых модулируется своей поднесущей, сигналы с OFDM обеспечивают высокую помехоустойчивость приема в условиях межсимвольной интерференции. Сигналы с OFDM формируются с помощью устройства, выполняющего обратное дискретное преобразование Фурье. Полученные на выходе этого устройства временные отсчеты через цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и выходные цепи передатчика поступают в непрерывный канал передачи. Сигналы на поднесущих частотах ортогональны.

На рис. 1.12 схематично представлен сигнал с OFDM в частотной и временной области для случая четырех поднесущих и двоичной фазовой манипуляции. По оси частот показаны значения амплитуд  $A_0, \dots, A_3$  колебаний сигналов на поднесущих частотах  $f_0, \dots, f_3$ , а по оси времени — вещественные огибающие сигналов на каждой частоте. Разнос частот между поднесущими составляет  $1/T$ . Во временной области на интервале времени длительности  $T$  помещается целое число периодов колебаний  $k$ -й поднесущей.

Энергетический спектр случайной последовательности сигналов с OFDM определяется суммой энергетических спектров случайных последовательностей сигналов на каждой поднесущей частоте. Например, для сигналов, представленных на рис. 1.12, энергетический спектр будет определяться формой спектра сигналов с прямоугольной огибающей длительностью  $T$ .



**Рис. 1.12. Схематичное представление сигналов с OFDM в частотной и временной областях**

Сигналы с OFDM широко применяются в каналах передачи с межсимвольной интерференцией, вызванной отражениями от объектов. Степень мешающего действия межсимвольной интерференции и вероятность ошибочного приема зависят от степени “перекрывтия” передаваемых информационных символов. Поэтому для улучшения качества приема сигналов в таких условиях целесообразно увеличивать длительность символа  $T$ . Это можно сделать за счет снижения информационной скорости передачи, что не всегда приемлемо.

Одним из известных способов борьбы с межсимвольной интерференцией, основанных на увеличении длительности символа  $T$ , является применение методов многопозиционной модуляции, при которых длительность  $T_c$  символа на выходе модулятора увеличивается в  $\log_2 M$  по сравнению с длительностью  $T_b$  информационного символа:  $T_c = T_b \log_2 M$ , где  $M$  — число возможных элементарных сигналов (сигнальных точек). При формировании таких сигналов с OFDM используются методы фазовой манипуляции ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16 и КАМ-64.

Для борьбы с межсимвольной интерференцией применяется защитный интервал, который добавляется к передаваемому сигналу с OFDM, пилот-

сигналы и помехоустойчивое кодирование в сочетании с перемежением. Вставляя защитный интервал достаточной длительности в начале каждого блока символов, можно практически полностью исключить влияние межсимвольной интерференции. Защитный интервал представляет собой часть временного интервала, отведенного для передачи блока символов, который вставляется перед началом символа.

В сигналах с OFDM применяются ортогональные несущие, частоты которых выбираются из условия:

$$\int_0^T \sin(2\pi f_l t) \sin(2\pi f_k t) dt = 0, k \neq l, \quad (1.1)$$

где  $T$  — длительность символа,  $f_k, f_l$  — несущие частоты каналов  $k$  и  $l$ . При выполнении условия ортогональности межканальная интерференция отсутствует. За счет более плотного расположения подканалов по частоте спектральная эффективность сигналов с OFDM по сравнению со спектральной эффективностью классических сигналов с частотной манипуляцией значительно выше.

На интервале времени от 0 до  $T$  сигналы с OFDM на несущей частоте  $f_n$  имеют вид:

$$z(t) = \operatorname{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_n t) \sum_{n=0}^{N-1} y_n \exp(j\omega_n t) \right\} = \operatorname{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_n t) s(t) \right\},$$

$$\omega_n = n\omega_1 = 2\pi n \frac{1}{T} \quad (1.2)$$

где  $\omega_1 = 2\pi/T$ ,  $\omega_n$  —  $n$ -ая поднесущая частота,  $N$  — количество поднесущих частот,  $y_n$  — комплексный символ канального алфавита, предназначенный для манипуляции  $n$ -й поднесущей частоты.

На рис. 2.1 в качестве примера приведена форма последовательности сигналов с OFDM в основной полосе частот для значения числа поднесущих частот  $N = 1024$  и полосе занимаемых частот сигналом с OFDM  $\Delta F_3 = 10$  МГц. На каждой поднесущей частоте используется манипуляция ФМ-4. Скорость передачи данных на каждой поднесущей частоте составляет 10,9 кбит/с.

Во временной области сигнал с OFDM представляет собой суперпозицию большого количества отрезков гармонических колебаний различной

частоты (рис. 2.1). Как видно из этого рисунка, пик-фактор такого сигнала может принимать относительно высокие значения.

Пик-фактор  $\Pi$  сигналов с OFDM представляет собой отношение наибольшей (пиковой) мощности к средней мощности сигнала  $s(t)$ :

$$\Pi = \frac{\max_{t \in [0; T]} |s(t)|^2}{P_{\text{cp}}}, \quad P_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt. \quad (1.3)$$

Для сигнала с OFDM вида (1.2) с учетом того, что справедливо условие ортогональности

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) dt = \begin{cases} 1, & n = m \\ 0, & n \neq m \end{cases} \quad (1.4)$$

имеем:

$$\begin{aligned} P_{\text{cp}} &= \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \int_0^T \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) dt = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Мгновенная мощность сигнала с OFDM равна

$$|s(t)|^2 = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \exp(j(\omega_n - \omega_m)t), \quad t \in [0; T]. \quad (1.6)$$

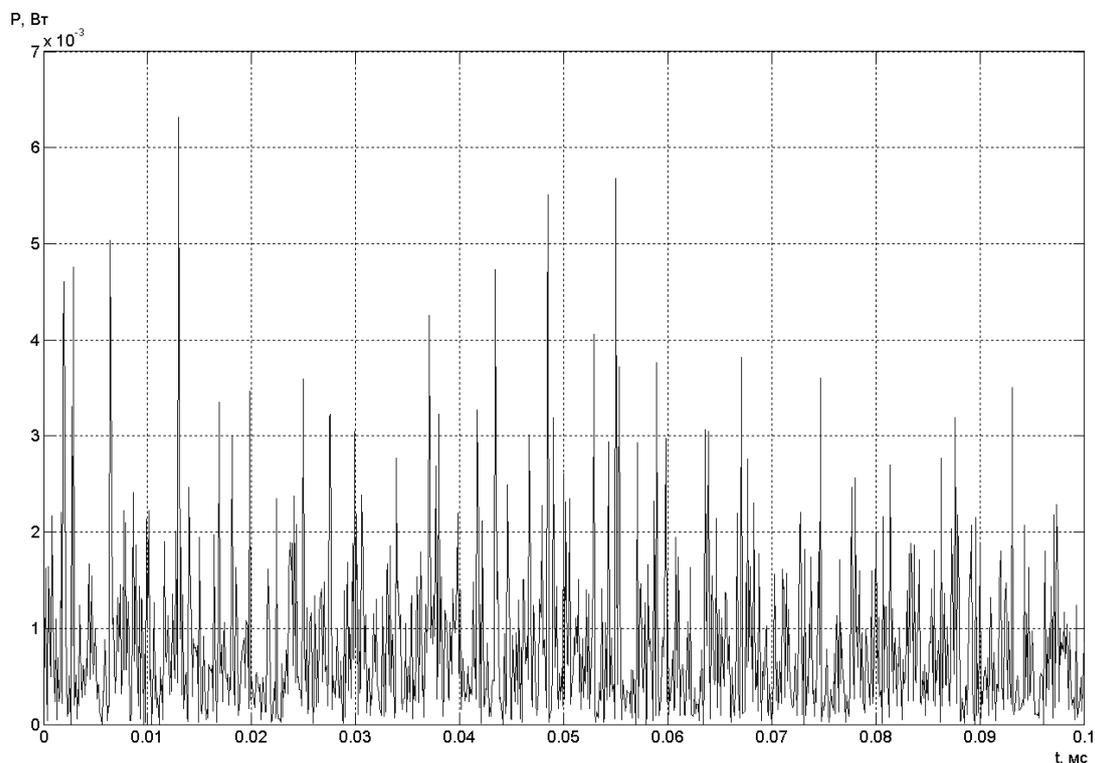
Тогда пик-фактор сигнала с OFDM определяется следующим выражением:

$$\Pi = \frac{\max_{t \in [0; T]} |s(t)|^2}{P_{\text{cp}}} = \frac{\max_{t \in [0; T]} \left\{ \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) \right\}}{\sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |y_n|^2}. \quad (1.7)$$

Для случая, когда на поднесущих частотах используется фазовая манипуляция, средняя мощность сигнала  $P_{\text{cp}} = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2$  не зависит от значений символов канального алфавита. Для многоуровневых видов фазовой манипуляции (амплитудно-фазовая манипуляция АФМ, квадратурная амплитудная манипуляция КАМ) при достаточно большом  $N$  средняя мощность сигнала также примерно постоянна. Таким образом,

$$P_{\text{cp}} = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2 \cong \text{const}(y_n). \quad (1.8)$$

На рис. 1.13 в качестве примера приведены значения мгновенной мощности сигналов с OFDM с использованием на каждой поднесущей частоте двоичной фазовой манипуляции ФМ-2 для значений числа поднесущих частот  $N = 64$  и частоте дискретизации  $F_s = 11,2$  МГц. Здесь по оси ординат отложены значения мгновенной мощности сигнала с OFDM, а по оси абсцисс — время. Из этого рисунка видно, что пик-фактор изображенного сигнала равен 7...8 дБ, тогда как пик-фактор сигналов с одной несущей и фазовой манипуляцией равен двойке. При переходе к многопозиционным амплитудно-фазовым методам манипуляции увеличение пик-фактора сигналов с OFDM еще более значительно.



**Рис. 1.13. Мгновенная мощность сигнала с OFDM для  $N = 64$ ,  
 $F_s = 11,2$  МГц**

При большом числе поднесущих частот и объеме канального алфавита можно считать, что пик-фактор сигнала с OFDM является случайной величиной, значение которой определяется конкретным набором случайных символов  $y_n$ ,  $n = 0, 1, \dots, (N - 1)$ .

Большое внимание к изучению возможностей снижения пик-фактора колебаний связано, в первую очередь, с тем, что именно этот параметр сигналов с OFDM существенно ограничивает область их применения, особенно в портативных приемно-передающих устройствах с малым потреблением мощности. Высокое значение пик-фактора колебаний приводит к амплитудному ограничению сигналов с OFDM в выходных цепях передатчика и появлению в сигнале межканальных помех и, как следствие, к снижению помехоустойчивости приема информации и увеличению значений уровня внеполосных излучений.

### 1.3.2. Спектральные характеристики случайной последовательности сигналов с OFDM

Определим спектральную плотность средней мощности случайной последовательности сигналов с OFDM. На интервале времени от  $-T/2$  до  $T/2$  сигнал с OFDM с комплексными амплитудами  $y_n$  может быть представлен в виде

$$s(t) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_n \exp(j\omega_n t), \quad t \in -T/2; T/2, \quad \omega_n = n\omega_1 = 2\pi n \frac{1}{T} \quad (1.9)$$

или

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_{nk} \exp(j\omega_n t) a(t - kT), \quad t \in (-\infty; \infty), \quad (1.10)$$

где  $\omega_1 = 2\pi/T$ ,  $\omega_n$  —  $n$ -ая поднесущая частота,  $N$  — количество поднесущих частот,  $y_n$  — комплексный символ канального алфавита, предназначенный для модуляции  $n$ -ой поднесущей частоты,  $a(t)$  — огибающая сигнала на каждой поднесущей.

Рассмотрим случайный процесс следующего вида:

$$\xi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_{nk} \exp(j\omega_n t) a(t - kT), \quad t \in (-\infty; \infty)$$

и его усеченную  $k$ -ю реализацию на интервале  $t \in [0; T_A]$ :

$$\xi_{T_A}^{(k)}(t) = \sum_{k=1}^{L-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_{nk} \exp(j\omega_n t) a(t - kT), \quad T_A = LT.$$

Обозначим спектр огибающей  $a(t)$  в общем случае прямоугольной формы в виде

$$S_a(\omega) = \mathbb{F}\{a(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (1.11)$$

Тогда спектр  $\xi_{T_A}^{(k)}(t)$  равен

$$\begin{aligned} S_{T_A}^{(k)}(\omega) &= \mathbb{F}\{\xi_{T_A}^{(k)}(t)\} = \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_n k \int_{-\infty}^{+\infty} a(t - kT) \exp(j\omega_n t) \exp(-j\omega t) dt = \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_{nk} S_a(\omega - \omega_n) \exp(-j\omega kT) \end{aligned}$$

Математическое ожидание энергетического спектра  $|S_{T_A}^{(k)}(\omega)|^2$  будет равно

$$\begin{aligned} m\{|S_{T_A}^{(k)}(\omega)|^2\} &= \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{L-1} \exp(-j\omega(k-r)T) \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} m\{y_{nk} y_{mr}^*\} S_a(\omega - \omega_n) S_a^*(\omega - \omega_m), \end{aligned}$$

причем в случае статистически независимых комплексных символов канального алфавита

$$m\{y_{nk} y_{mr}^*\} = \begin{cases} 1, & n = m, k = r \\ 0, & n \neq m, k \neq r \end{cases}$$

и

$$m\{|S_{T_A}^{(k)}(\omega)|^2\} = \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_a(\omega - \omega_n)|^2 = L \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_a(\omega - \omega_n)|^2.$$

Заметим, что в отличие от случая детерминированных сигналов составляющая энергетического спектра исследуемых случайных последовательностей сигналов с OFDM, обусловленная перекрестными произведениями  $S_a(\omega - \omega_n) S_a^*(\omega - \omega_m)$ , при  $n \neq m$ , равна нулю. Окончательно имеем

$$G(\omega) = \lim_{LT \rightarrow \infty} \frac{1}{LT} L \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_a(\omega - \omega_n)|^2.$$

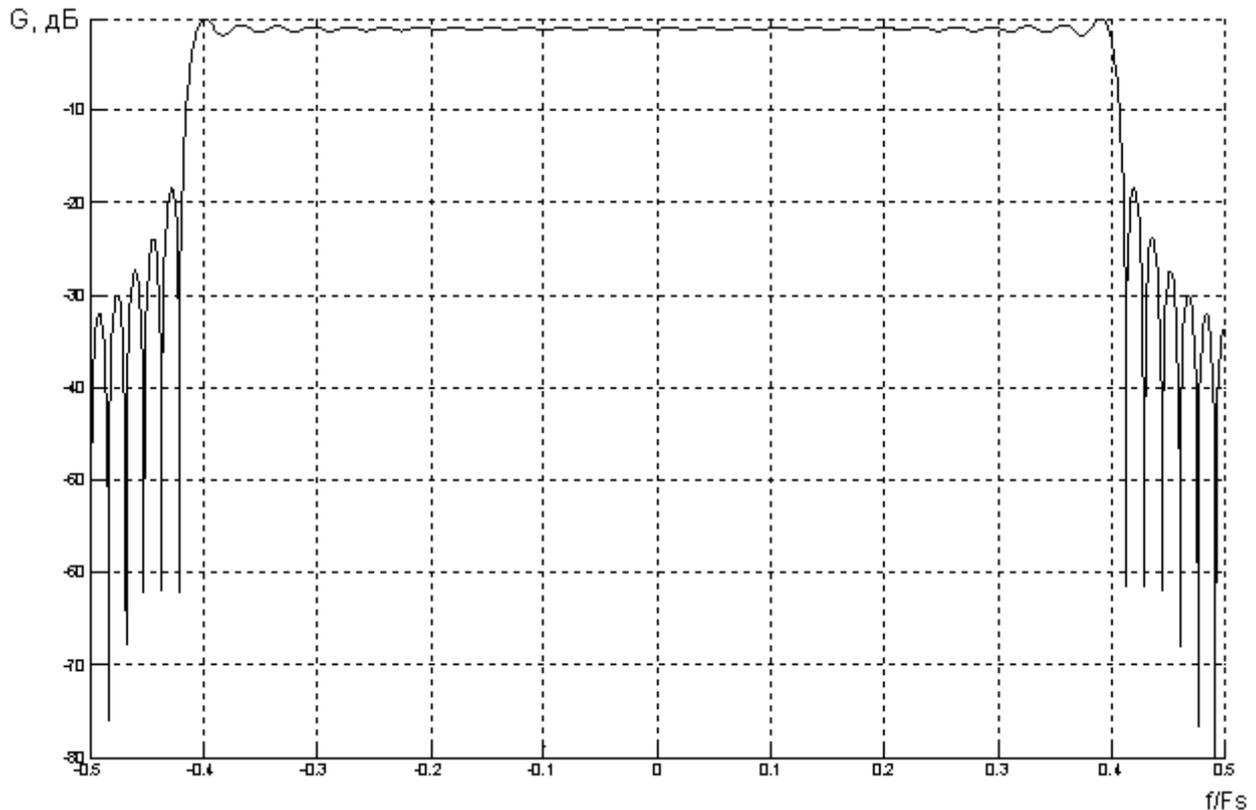
Таким образом, спектральная плотность средней мощности сигнала вида (1.9) определяется следующим выражением:

$$G(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_a(\omega - \omega_n)|^2, \quad (1.12)$$

т. е. спектральная плотность средней мощности сигнала с OFDM равна сумме сдвинутых копий спектральных плотностей средней мощности одночастотного сигнала:

$$G_{OFDM}(\omega) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} G(\omega - \omega_n), \quad (1.13)$$

где  $G(\omega)$  — спектральная плотность средней мощности одночастотного сигнала,  $\omega_n = 2\pi n / T$  — циклическая частота  $n$ -й поднесущей.



**Рис. 1.14. Энергетический спектр сигнала с OFDM с  $N = 64$**

Рассмотрим пример энергетического спектра сигналов с OFDM для случая, когда огибающая сигналов, применяемых на каждой поднесущей частоте, имеет прямоугольный вид. Очевидно:

$$G(\omega) = A^2 T^2 \frac{\sin^2(\omega T / 2)}{(\omega T / 2)^2}, \quad (1.14)$$

где  $A$  — амплитуда огибающей,  $T$  — длительность огибающей. Подставив выражение (1.14) в (1.13), получим спектральную плотность средней мощности сигнала с OFDM с прямоугольными огибающими в квадратурных составляющих на каждой поднесущей:

$$G_{\text{rect}}(\omega) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} A_n^2 T^2 \frac{\sin^2((\omega T - 2\pi n) / 2)}{((\omega T - 2\pi n) / 2)^2}, \quad (1.15)$$

где  $A_n$  — амплитуда  $n$ -й поднесущей, равная нулю, если поднесущая не используется в сигнале с OFDM, и единице, если используется.

Энергетический спектр сигнала с OFDM с 64 поднесущими, прямоугольными огибающими на поднесущих и ФМ-2 представлен на рис. 1.14. Здесь по оси ординат отложены значения спектральной плотности средней мощности сигнала, а по оси абсцисс — частота, нормированная к частоте дискретизации сигнала. Вследствие того, что огибающая поднесущей имеет прямоугольную форму, спектр каждой поднесущей описывается функцией (1.15). Спектр сигнала с OFDM представляет собой суперпозицию спектров всех поднесущих.

### 1.3.3. Полоса занимаемых частот и спектральные маски сигналов с OFDM

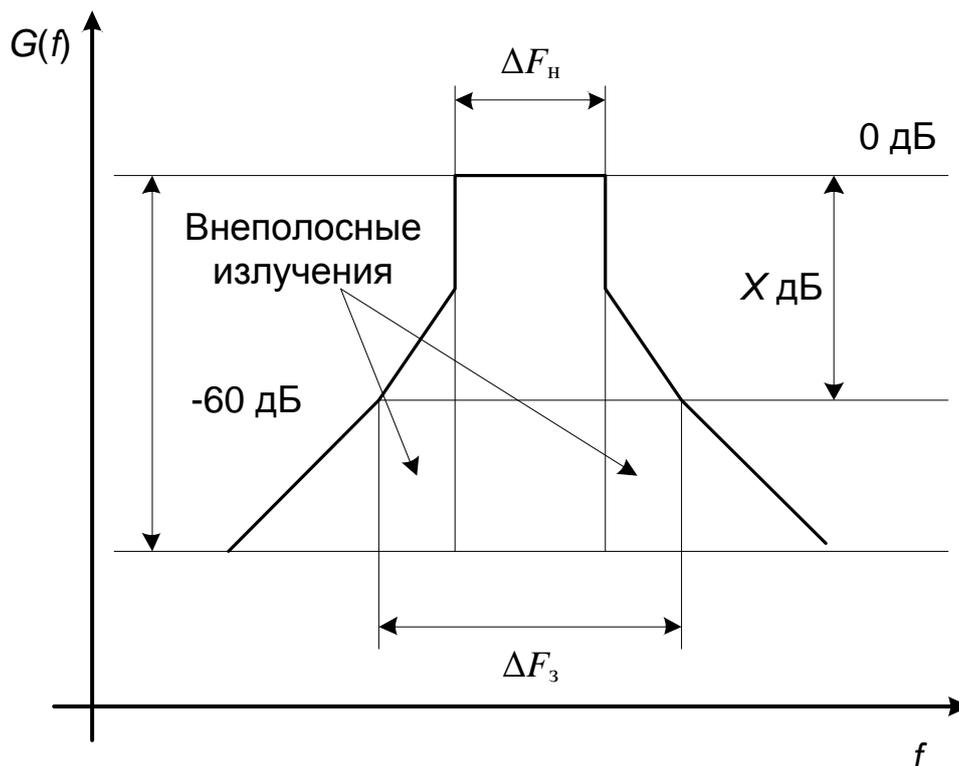
В соответствии с нормами ГКРЧ на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения гражданского применения, контрольная ширина полосы частот излучения определяется по уровню  $-30$  дБ. За пределами такой полосы любая дискретная составляющая спектра внеполосных радиоизлучений или спектральная плотность мощности внеполосных радиоизлучений ослаблены не менее, чем на 30 дБ относительно заданного (исходного) уровня 0 дБ.

Внеполосным радиоизлучением называется излучение на частоте или частотах, непосредственно примыкающих к необходимой ширине полосы частот<sup>1</sup>, которое является результатом процесса модуляции, но не включает побочных излучений. Нормы на внеполосные излучения установлены по значениям ширины полосы частот радиоизлучения на уровнях  $-40$ ,  $-50$  и  $-60$  дБ относительно заданного (исходного) уровня 0 дБ.

Различают необходимую  $\Delta F_n$  и занимаемую  $\Delta F_z$  полосы частот (рис. 1.15).

---

<sup>1</sup> Необходимая ширина полосы частот — это ширина полосы частот, которая достаточна при данном классе излучения для обеспечения передачи сообщений с необходимой скоростью и качеством при определенных условиях.



**Рис. 1.15. Необходимая и занимаемая полосы частот и внеполосные излучения радиосигнала**

В качестве занимаемой полосы частот обычно принимается полоса, за пределами которой сосредоточена некоторая заданная часть средней мощности излучаемых колебаний.

Для численной оценки  $\Delta F_z$  вводят понятие ограничительной линии внеполосного излучения. Это линия на плоскости координат (уровень – частота), которая устанавливается для каждого класса излучения и является верхней границей максимально допустимых значений уровней составляющих внеполосного спектра излучения, выраженных в децибелах относительно заданного (исходного) уровня 0 дБ. Нижним уровнем измеряемой мощности излучения обычно считают –60 дБ. При выборе формы применяемых сигналов, необходимо стремиться к тому, чтобы  $\Delta F_z$  была как можно ближе по значению к  $\Delta F_n$ .

Беспроводные сети широкополосного доступа должны удовлетворять стандартам IEEE 802.11 b, g, n (Wi-Fi) и стандартам IEEE 802.16e-2005 (Mobile WiMAX). Обязательные требования к параметрам оборудования радиодоступа, применяемого в сетях Wi-Fi и WiMAX, указаны в [10]. В

частности, в [10] указываются требования к беспроводному оборудованию базовых и абонентских станций по полосе занимаемых частот и уровням внеполосных излучений передатчиков, а также методы их расчета.

Так, например, координаты точек перегиба масок спектра для сигналов с OFDM с различной полосой частот представлены в табл. 1.3.

Допустимый уровень побочных излучений в диапазоне частот от 1 до 10 ГГц составляет –50 дБм.

Таблица 1.3

**Координаты точек перегиба масок спектра**

Полоса частот, МГц	A	B	C	D	E	F
1,25	0,625	0,625	0,893	1,321	2,500	3,125
1,5	0,750	0,750	1,071	1,586	3,000	3,750
1,75	0,875	0,875	1,250	1,850	3,500	4,375
2,5	1,250	1,250	1,785	2,643	5,000	6,250
3	1,500	1,500	2,142	3,171	6,000	7,500
3,5	1,750	1,750	2,499	3,700	7,000	8,750
5	2,500	2,500	3,570	5,285	10,000	12,500
6	3,000	3,000	4,284	6,342	12,000	15,000
7	3,500	3,500	4,998	7,399	14,000	17,500
8,75	4,375	4,375	6,248	9,249	17,500	21,875
10	5,000	5,000	7,140	10,570	20,000	25,000
12	6,000	6,000	8,568	12,684	24,000	30,000
14	7,000	7,000	9,996	14,798	28,000	35,000
15	7,500	7,500	10,710	15,855	30,000	37,500
17,5	8,750	8,750	12,495	18,498	35,000	43,750
20	10,000	10,000	14,280	21,140	40,000	50,000
24	12,000	12,000	17,136	25,368	48,000	60,000
28	14,000	14,000	19,992	29,596	56,000	70,000

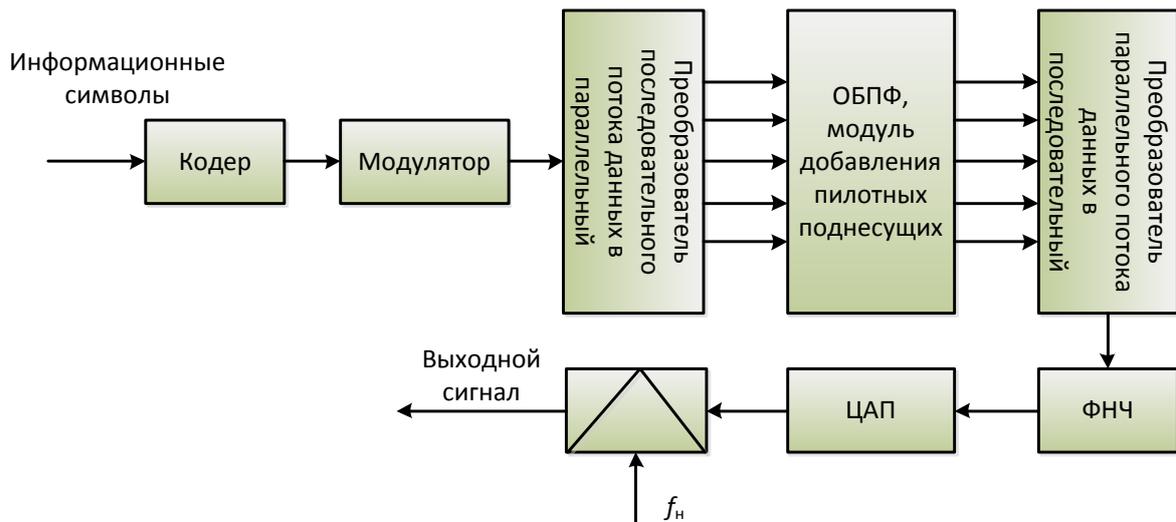
Определение занимаемой полосы частот по уровню –60 дБ будет определять и полосу частот сигналов с OFDM. В этой связи, полоса частот сигналов определяется видом энергетического спектра случайной последо-

вательности сигналов. Например, для сигналов с OFDM для случая, когда огибающая сигналов, применяемых на каждой поднесущей частоте, имеет прямоугольный вид, форма энергетического спектра будет определяться выражением (1.15). При этом, поскольку скорость спада уровня внеполосных излучений у таких сигналов весьма низкая, полоса занимаемых частот оказывается достаточно большой.

#### 1.3.4. Формирование сигналов с OFDM

Одним из преимуществ классических сигналов с OFDM является использование при их формировании и приеме методов дискретного преобразования Фурье. Это существенно упрощает практическую реализацию приемно-передающих трактов радиомодемов. При формировании сигналов с OFDM цифровой поток информационных символов поступает на блок помехоустойчивого кодирования, с выхода которого каналные символы подаются на модулятор сигналов (рис. 1.16). Модулятор сигналов производит преобразование канальных символов двоичного алфавита в комплексные модуляционные символы в соответствии с выбранным законом манипуляции. Далее полученные символы поступают на преобразователь последовательного потока данных в параллельный. Формирование группового сигнала в цифровом виде осуществляется с помощью обратного (быстрого) дискретного преобразования Фурье; на этом же этапе осуществляется добавление в групповой сигнал пилотных поднесущих, которые используются для оценки параметров канала. Преобразование сигнала в аналоговую форму производится с помощью ЦАП.

Спектр дискретного сигнала является периодической функцией с периодом, равным частоте дискретизации  $F_s$ . Восстановление аналогового сигнала осуществляется с помощью ЦАП и фильтра нижних частот (ФНЧ) с полосой пропускания  $\Delta F_3$ . Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ должна быть плоской в области основного лепестка спектра сигнала с OFDM и быстро спадать вне основного лепестка, чтобы эффективно подавить копии спектра дискретного сигнала.



**Рис. 1.16. Обобщенная структурная схема устройства формирования сигналов с OFDM**

В реальных условиях аппаратура формирования сигналов с OFDM включает в себя блоки помехоустойчивого кодирования, перемежения, блоки тактовой и цикловой синхронизации, блоки введения защитного интервала и др.

Так, например, при построении аппаратуры формирования сигналов с OFDM в стандарте IEEE 802.16e-2005 в режиме WirelessMAN, используются следующие параметры:

- количество точек ОБПФ  $N = 256$ ;
- число используемых поднесущих частот 200 (192 информационных поднесущих и 8 поднесущих для пилот-сигналов);
- частота дискретизации  $F_s$  и длительности сигнала  $T$  определяются из табл. 1.4.

Таблица 1.4

**Параметры сигнала с OFDM в стандарте IEEE 802.16e-2005 для различных значений  $\Delta F_3$**

$\Delta F_3$ , МГц	1,75	3,5	7	14	28
$F_s$ , МГц	2	4	8	16	32
$T = N / F_s$ , мкс	128	64	32	16	8

### 1.3.5. Прием сигналов с OFDM

Основным блоком устройств приема сигналов с OFDM является цифровой блок дискретного (быстрого) преобразования Фурье. Применение БПФ существенно упрощает практическую реализацию приемных трактов радиомодемов. На рис. 1.17 приведена обобщенная структурная схема устройства приема сигналов с OFDM. На этой схеме входной сигнал поступает на смеситель, в котором осуществляется перенос спектра сигнала в основную полосу частот, далее сигнал подается на ФНЧ с полосой пропускания  $\Delta F_3$  и преобразуется в цифровой вид с помощью АЦП. В цифровой части приемника выполняются процедуры тактовой и фазовой синхронизации, коррекции передаточной характеристики канала (эквалайзер), демодуляции и декодирования. В беспроводных системах передачи данных для реализации тактовой синхронизации применяется преамбула — сигнал с OFDM с полностью известными параметрами и хорошими автокорреляционными свойствами. Также на этапе тактовой синхронизации осуществляется коррекция возможного сдвига сигнала по частоте. Наличие блока удаления частотного сдвига обязательно, так как сигналы с OFDM чувствительны к ошибкам неортогональности, возникающим вследствие сдвига сигнала по частоте.

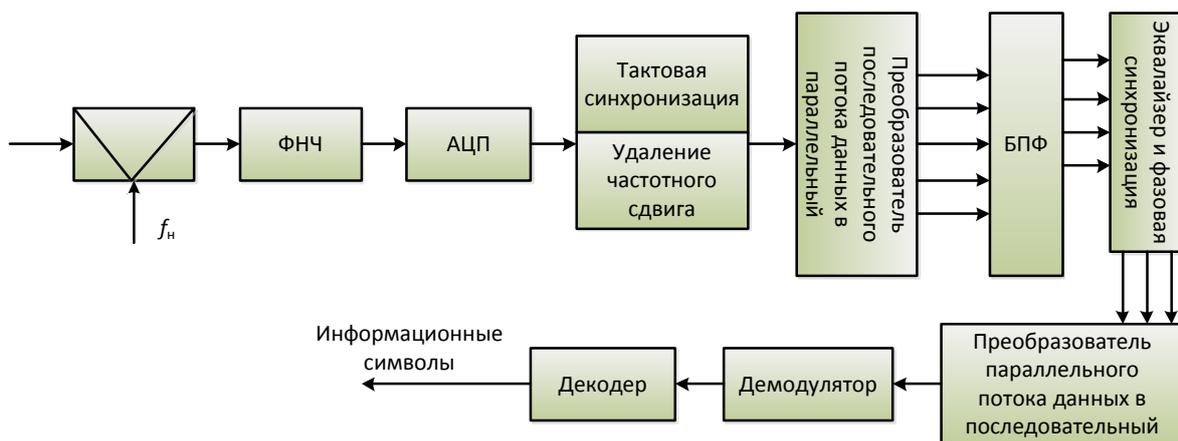


Рис. 1.17. Обобщенная структурная схема устройства приема сигналов с OFDM

В приемнике, показанном на рис. 1.17, реализуется когерентный алгоритм приема сигналов с OFDM, который обеспечивается формированием внутри блока БПФ когерентных опорных колебаний на каждой поднесу-

щей, параллельного умножения входного сигнала на опорные колебания и интегрирования произведений на длительности сигнала. Все указанные операции осуществляются внутри блока БПФ (выражение (1.24)), на выход блока поступают результаты интегрирования (суммирования) для каждой поднесущей. Таким образом, когерентный прием сигналов с OFDM с прямоугольной огибающей в дискретной форме осуществляется на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье. Имеем:

$$\hat{C}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} x_k \exp(-j2\pi kn / N), \quad (1.24)$$

где  $x_k = \mu s_{rk} + n_k$  — временные отсчеты сигнала на выходе ЦАП,  $\hat{C}_n$  — выход сумматора на  $n$ -й поднесущей в момент времени, соответствующий окончанию сигнала. Таким образом, все действия по реализации когерентного приема сигналов с OFDM осуществляются в блоке БПФ параллельно. Блок БПФ реализует банк корреляторов, каждый из которых настроен на определенную поднесущую.

Фазовая синхронизация и коррекция передаточной характеристики канала осуществляется в эквалайзере на основе пилотных поднесущих. Пилотные поднесущие представляют собой специально выделенные частоты, равномерно распределенные в полосе занимаемых частот, на которых передается заранее известная информация. На основе анализа принятых и переданных символов на пилотных поднесущих можно оценить комплексный коэффициент передачи канала и сдвиг фазы на этих частотах и далее решить задачу интерполяции передаточной характеристики канала во всей полосе занимаемых частот.

В демодуляторе осуществляется преобразование полученных комплексных модуляционных символов в каналные символы двоичного алфавита. Канальные символы поступают на блок декодера помехоустойчивого кода и далее к получателю сообщений.

## 1.4. Многоантенные системы передачи данных MIMO

### 1.4.1. Актуальность применения технологии MIMO

В современном информационном обществе постоянно возрастают требования к повышению скорости передачи данных, расширению зоны покрытия и надежности соединения в беспроводных сетях связи, работа-

ющих в условиях городской застройки. Инженеры-разработчики оборудования для систем беспроводной передачи данных, пытающиеся решить данные задачи, сталкиваются, в частности, с двумя проблемами: явлением замирания сигналов и межканальной интерференцией. Замирания связаны с переотражением электромагнитных волн от препятствий на пути своего распространения (здания, деревья, холмы). При этом на антенну приемника в каждый момент времени поступает множество копий переданного сигнала, которые при сложении в противофазе взаимоподавляются, сводя принимаемую мощность к нулю и образуя так называемые “мертвые зоны” в области покрытия сети. Межканальная интерференция связана с искажениями сигналов в соте сети под влиянием сигналов соседних сот, в которых для передачи данных используется тот же частотный диапазон.

Решением этих проблем является применение технологии MIMO (Multiple Input – Multiple Output, множественный ввод – множественный вывод), которая, в общем случае, подразумевает, что каждое радиотехническое устройство, участвующее в обмене данными, будет иметь несколько антенн. Простейшим примером является система, состоящая из двухантенного передатчика и одноантенного приемника. Она получила название MISO (Multiple Input – Single Output, множественный ввод – единственный вывод). В сетях Wi-MAX осуществляется передача сигналов именно по такой схеме, поэтому в последующих пунктах данного раздела системы MISO будут рассмотрены подробнее.

Наиболее распространенная схема до сегодняшнего дня, в которой каждое приемо-передающее устройство имеет единственную антенну, получила название SISO (Single Input – Single Output, единственный ввод – единственный вывод).

Эффективность применения MIMO в условиях замирания сигналов и канальной интерференции обусловлена следующими причинами.

1. Возрастание среднего значения отношения сигнал-шум вследствие когерентного сложения сигналов, излучаемых антеннами передатчика. Степень возрастания пропорциональна количеству приемных антенн.

2. Влияние соканальной интерференции на помехоустойчивость приема можно интерпретировать как возрастание шумов в заданной полосе частот. Поэтому улучшение приема на фоне шумов при использовании

MIMO означает, в частности, ослабление воздействия канальной интерференции.

3. Для противодействия замираниям используется разнесение сигналов по времени, частоте и в пространстве. Разнесение по времени или частоте может быть реализовано в классической системе SISO, однако комбинированное разнесение в пространстве является отличительной чертой именно технологии MIMO.

Также различают разнесение сигналов на передающей и на приемной стороне. Первый вид реализуем только в системах с передатчиком, имеющим две и больше антенн. Сигналы, независимо излучаемые каждой из них и поступающие на приемник, будут иметь различные пути распространения. Можно считать, что между устройствами возникает совокупность независимых радиоканалов. Это позволяет надеяться на то, что хотя бы в одном из них замирание не приведет к полному подавлению мощности сигнала.

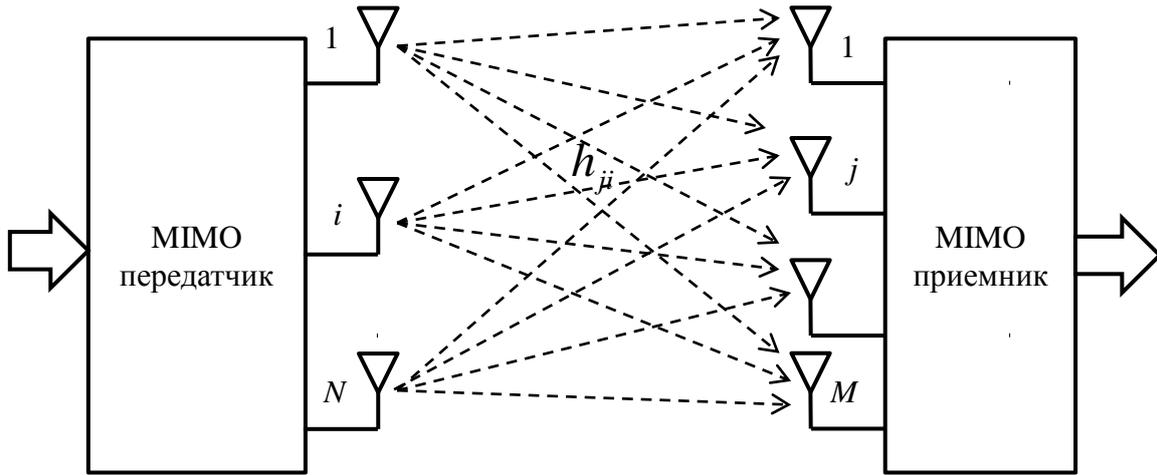
Разнесение сигналов на приемной стороне означает, что несколько антенн должен иметь приемник. Тогда на каждую из них одновременно поступают сигналы, излучаемые передающим устройством. Вероятность того, что замирание приведет к взаимоподавлению сигналов сразу на всех антеннах, значительно меньше, чем в системах SISO.

При одновременном использовании многоантенного приемника и многоантенного передатчика описанные выше преимущества комбинируются. Совокупность образованных радиоканалов связи называется MIMO-каналом.

### **1.4.2. Основные понятия. Схемы передачи.**

#### **Стратегии приема**

Систему с MIMO, состоящую из передатчика, имеющего  $N_t$  антенн, и приемника, имеющего  $N_r$  антенн, можно изобразить в виде, представленном на рис. 1.18.



**Рис. 1.18. Схематическое изображение приемо-передающей системы с MIMO**

Здесь  $h_{ji}$  — комплексный коэффициент передачи по каналу от  $i$ -й антенны передатчика к  $j$ -й антенне приемника. Для описания всего MIMO-канала вводится матрица передаточных характеристик:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1i} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ h_{j1} & & h_{ji} & & h_{jN_t} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,i} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix}.$$

Обозначая вектор передаваемых сигналов как  $\vec{s} = \{s_1, s_2, \dots, s_{N_t}\}$ , а вектор принимаемых сигналов как  $\vec{r} = \{r_1, r_2, \dots, r_{N_r}\}$ , можно записать:

$$r_j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ji} s_i + n_j,$$

где  $n_j$  — компонента сигнала, принимаемого  $j$ -й антенной, вводимая для учета влияния аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). Тогда:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ r_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1i} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ h_{j1} & & h_{ji} & & h_{jN_t} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,i} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ s_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix}$$

или в векторной форме:

$$\vec{r} = \mathbf{H}\vec{s} + \vec{n}, \quad (1.25)$$

где  $\vec{n} = \{n_1, n_2, \dots, n_{N_r}\}$ .

Одним из важнейших параметров ММО систем является *информационная емкость канала*, под которой понимается максимальная скорость передачи информации, достижимая в данном канале связи на 1 Гц его полосы пропускания. Емкость детерминированного канала SISO при воздействии АБГШ определяется теоремой Шеннона-Хартли:

$$C = \log_2 \left( 1 + \left( \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}_{\text{вх}} \right) |h_{11}|^2 \right) \text{ [бит/с/Гц]}, \quad (1.26)$$

где  $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}$  — среднее значение отношения сигнал-шум на входе приемника;  $h_{11}$  — коэффициент передачи по SISO-каналу. Емкость детерминированного канала ММО при воздействии АБГШ:

$$C = \log_2 \left( \mathbf{I}_R + \frac{P_c/P_{\text{ш}}}_{\text{вх}} \mathbf{H}\bar{\mathbf{H}}^t \right) \text{ [бит/с/Гц]}, \quad (1.27)$$

где  $\mathbf{I}_R$  — единичная матрица размерности  $N_r \times N_r$ ,  $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}$  — среднее значение отношения сигнал-шум на выходе каждой приемной антенны,  $\bar{\mathbf{H}}^t$  — эрмитово-сопряженная матрица  $\mathbf{H}$ . Можно заметить, что выражение (1.27) является частным случаем выражения (1.26) при  $N_r = N_t = 1$ . Для случайных ММО-каналов (1.27) обобщается, при этом происходит переход к так называемой *эргодической* или *средней емкости*:

$$C = m_{11} \left\{ \Delta F \log_2 \left( \mathbf{I}_R + \frac{P_c/P_{\text{ш}}}_{\text{вх}} \mathbf{H}\bar{\mathbf{H}}^t \right) \right\} \text{ [бит/с/Гц]}, \quad (1.28)$$

где  $m_{11}\{\}$  — математическое ожидание значений функции от случайной величины  $\mathbf{H}$ .

При увеличении  $R$  и (или)  $T$ , значение выражений (1.27) и (1.28) также будет возрастать. Таким образом, емкость ММО-канала всегда больше емкости SISO-канала. Увеличивая количество антенн передатчика и (или) приемника, можно значительно повысить скорость передачи информации в системах с ММО, следствием чего является повышение их спектральной эффективности по сравнению с SISO.

Например, при  $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}} = 10$  дБ эргодическая емкость системы SISO примерно равна 2,95 бит/с/Гц, системы ММО 4×4 (4 передающие антенны на 4 принимающие) — 10,9 бит/с/Гц, системы ММО 8×8 — 29,7 бит/с/Гц.

Фундаментальной проблемой систем с MIMO является разработка алгоритмов распределения информационных битов между передающими антеннами; формирования, излучения и приема сигналов. Инженеры и исследователи, работающие в данной области, концентрируют внимание на решении трех задач: обеспечение высокой скорости передачи информации, низкой вероятности ошибки на бит и/или относительной простоте устройства, реализующего конкретный алгоритм.

На практике используют три схемы передачи по MIMO-каналам:

- пространственно-временное кодирование (Space-Time Coding, STC);
- пространственное мультиплексирование (Spatial Multiplexing, SM);
- метод формирования диаграммы направленности (Beamforming).

Принцип схемы STC заключается в том, что из битов исходной информационной последовательности в соответствии с правилами, определяемыми данным кодом, формируются сигналы. Эти сигналы излучаются антеннами передатчика одновременно и в течение заданного интервала времени. Причем из одних и тех же последовательностей битов формируется несколько различных сигналов, т. е. вводится избыточность, которая может быть уменьшена при использовании кодов с исправлением ошибок.

По методу кодирования STC подразделяются на:

- пространственно-временные решетчатые коды (STTC, Space-Time Trellis Codes);
- пространственно-временные блочные коды (STBC, Space-Time Block Codes);
- пространственно-временные турбо коды (STTTC, Space-Time Turbo Trellis Codes);
- многоуровневые пространственно-временные коды (LSTC, Layered Space-Time Codes).

STC-код разрабатывается для обеспечения оптимальности по тому или иному критерию в определенных условиях. В частности, характерной чертой таких кодов является то, что за счет введения избыточности они позволяют снизить вероятность ошибок, увеличить спектральную эффективность по сравнению с системами SISO и обеспечить приемлемую производительность работы устройств кодирования и декодирования. STC

широко применяется в локальных беспроводных и сотовых сетях связи, в частности, в сетях WiMAX.

В случае использования схемы пространственного мультиплексирования исходный поток данных распределяется (мультиплексируется) между каналами передачи, число которых равно числу передающих антенн. После формирования сигналов из исходных информационных последовательностей происходит их независимое, но одновременное излучение антеннами передатчика в течение заданного интервала времени. То есть, избыточность в данном случае не вводится.

Таким образом, в идеальном случае скорость передачи информации возрастает во столько раз, сколько антенн присутствует в передающем устройстве. Конкретная схема SM определяется способом, которым осуществляется мультиплексирование потока данных и формирования на его основе сигналов. SM применяется в ситуациях, когда первоочередной задачей является повышение скорости передачи информации, а влияние замираний и шумов в MIMO-канале достаточно мало. В противном случае выигрыш от независимой и параллельной передачи данных будет нивелирован необходимостью частых ретрансляций из-за ошибок в процессе приема и декодирования сигнала.

Схемы STC и SM применяются в тех ситуациях, когда параметры MIMO-канала точно не известны, в противном случае применяется метод формирования диаграммы направленности. При этом осуществляется передача информации в едином потоке. Преимуществом данного метода является возможность значительно повысить спектральную эффективность и снизить вероятность ошибки на бит по сравнению с системами SISO, однако необходимость точного знания параметров MIMO-канала значительно ограничивает область его применения.

Реализация той или иной схемы передачи по MIMO-каналам в разрабатываемой системе устройств обуславливается особенностями решаемой задачи. По сравнению с остальными схемами STC обеспечивает относительную простоту реализации устройств кодирования-декодирования и низкую вероятность ошибки, однако скорость передачи информации остается сравнительно невысокой. В методах SM скорость передачи повышается, но возрастает и вероятность ошибки на бит. Метод формирования ра-

диолуча обеспечивает самую низкую из всех трех схем вероятность ошибки, но его применение в реальных условиях не всегда возможно.

Помимо трех рассмотренных схем передачи по MIMO-каналу, существует три основных стратегии приема.

1. Стратегия максимального правдоподобия (Maximum Likelihood, ML) обеспечивает минимальную среднюю вероятность ошибки по сравнению с остальными стратегиями, однако для ее реализации необходимо применять вычислительно-сложные алгоритмы. Приемник вычисляет все возможные сигналы в системе при отсутствии шума. Тот из них, у которого евклидово расстояние между ним и принятым сигналом наименьшее, принимается за переданный сигнал.

2. Работа используемых на практике линейных приемников основана на стратегии обнуления (Zero Forcing, ZF). Такие приемники обнуляют влияние интерференции между сигналами, принимаемыми от различных антенн передатчика, и производят детектирование независимо по каждому каналу. При этом уменьшается сложность устройств приема, но в случаях, когда интерференция действительно оказывает значительное влияние на вид принимаемых сигналов, производительность резко падает.

3. Приемники BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) реализуют алгоритм обнуления и отмены (Nulling and Canceling) в основе которого лежит стратегия обратной связи по решениям (Decision Feedback). При этом производительность оказывается средней между приемниками по критерию максимального правдоподобия и линейными приемниками.

### 1.4.3. Пространственно-временное кодирование

Как уже было отмечено, при STC-кодировании в передаваемое сообщение вводится избыточность для снижения средней вероятности ошибки на бит. Три основных критерия оптимальности STC-кода — низкая вероятность ошибки на бит, высокая скорость передачи информации, простые алгоритмы кодирования и декодирования.

Для определения важнейших терминов в теории пространственно-временного кодирования, рассмотрим простейший STC-код. Пусть исходный поток данных представляет собой последовательность битов  $b^i$ .

Данная последовательность разбивается на блоки  $\vec{b}_k$  длиной  $N_t m$ :

$\vec{b}_k = \{b_k^1, b_k^2, \dots, b_k^{mN_t}\}$ , где  $k$  — номер блока,  $2^m$  — число точек в сигнальном созвездии. В каждый  $i$ -й ( $1 \leq i \leq N_t$ ) канал передатчика распределяется по  $m$  бит, после чего формируется соответствующий им сигнал  $s_k^i$ . Все эти сигналы  $\{s_k^1, s_k^2, \dots, s_k^{N_t}\} = \vec{s}_k$  одновременно излучаются  $N_t$  антеннами передатчика в течение интервала времени  $\tau_i$ . Вектор  $\vec{s}_k$  называется *пространственно-временным символом (ПВС)*. Пусть из исходной последовательности битов образуется  $K$  пространственно-временных символов ( $1 \leq k \leq K$ ). В общем случае это число может быть нецелым, тогда недостающие позиции в ПВС заполняются “нулевыми” сигналами (т. е. на самом деле соответствующие антенны в данный интервал времени излучать не будут). Множество передаваемых сигналов называется *кодовым словом* и представляется с помощью *матрицы кодового слова*:

$$\mathbf{S} = \{\vec{s}_1, \vec{s}_2, \dots, \vec{s}_K\} = \begin{bmatrix} s_1^1 & \dots & s_k^1 & \dots & s_K^1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1^i & & s_k^i & & s_K^i \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1^{N_t} & \dots & s_k^{N_t} & \dots & s_K^{N_t} \end{bmatrix},$$

в которой каждый столбец представляет собой пространственно-временной символ.

Если в произвольном ММО-канале при не очень больших  $K$  матрица передаточных характеристик  $\mathbf{H}$  не изменяется от ПВС к ПВС, то говорят, что замирания в нем являются “медленными”. При этом выражение (1.25) для матрицы  $\mathbf{S}$  будет иметь вид:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N},$$

где  $\mathbf{Y}$  — матрица принятых сигналов, а  $\mathbf{N}$  — матрица, учитывающая влияние АБГШ. В противном случае рассматривается канал с “быстрыми” замираниями, и запись выражения (1.25) заметно усложняется.

Для описания свойств STC необходимо ввести понятие попарной вероятности ошибки (pairwise error probability, PEP). Данная величина обозначается как  $P(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$  и представляет собой вероятность того, что декодер приемника примет решение в пользу кодового слова  $\hat{\mathbf{S}} = \{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_K\}$  в то время как передаваемым кодовым словом было  $\mathbf{S} = \{\vec{s}_1, \vec{s}_2, \dots, \vec{s}_K\} \neq \hat{\mathbf{S}}$ . В

предположении того, что матрица переходных характеристик (или последовательность из таких матриц) известна, а в канале действует только АБГШ, условная попарная вероятность ошибки имеет вид

$$P(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}} | \mathbf{H}) = Q \left( \sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} d_H^2(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) \right),$$

где  $d_H^2(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$  — квадрат евклидова расстояния между кодовыми словами  $\mathbf{S}$  и  $\hat{\mathbf{S}}$ ,  $E_s$  — энергия каждого сигнала,  $N_0$  — спектральная плотность средней мощности АБГШ,  $Q(\dots)$  — обозначение  $Q$ -функции:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2 / 2) dt.$$

Учитывая, что

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} \exp(-x^2 / 2), \quad x \geq 0,$$

можно записать:

$$P(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}} | \mathbf{H}) \leq \frac{1}{2} \exp \left( -\frac{E_s}{2N_0} d_H^2(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) \right). \quad (1.29)$$

В случае ММО-канала с “медленными” замираниями определяется матрица разности кодовых слов:

$$\mathbf{B}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) = \mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} s_1^1 - \hat{s}_1^1 & \cdots & s_k^1 - \hat{s}_k^1 & \cdots & s_K^1 - \hat{s}_K^1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1^i - \hat{s}_1^i & & s_k^i - \hat{s}_k^i & & s_K^i - \hat{s}_K^i \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1^{N_t} - \hat{s}_1^{N_t} & \cdots & s_k^{N_t} - \hat{s}_k^{N_t} & \cdots & s_K^{N_t} - \hat{s}_K^{N_t} \end{bmatrix},$$

тогда  $\mathbf{A} = \mathbf{B}\bar{\mathbf{B}}^T$  называется матрицей кодового расстояния, где  $\mathbf{A}$  имеет размерность  $N_t \times N_t$ ,  $\bar{\mathbf{B}}^t$  — эрмитово-сопряженная матрица  $\mathbf{B}$ . Ранг матрицы  $\mathbf{A}$   $r = \text{rank}(\mathbf{A})$  определяется свойствами конкретного STC-кода. Пусть  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$  — собственные числа матрицы  $\mathbf{A}$ , тогда выражение (1.29) может быть переписано в следующем виде:

$$P(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) \leq \left( \prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-N_t} \left( \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-rN_t} = \left[ \left( \prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{1/r} \frac{E_s}{4N_0} \right]^{-rN_t}.$$

При этом можно определить два важнейших параметра STC.

– Энергетический выигрыш от разнесения сигналов будет определяться степенью  $rN_r$ , так как именно этой величиной задается характер зависимости попарной вероятности ошибки от отношения сигнал шум на входе каждого канала приемника.

– Энергетический выигрыш от применения кодирования равен  $\prod_{i=1}^r \lambda_i^{1/r}$ . Данная величина обеспечивает дополнительное уменьшение значений  $P(S, \hat{S})$  при заданном характере зависимости попарной вероятности ошибки от отношения сигнал шум на входе каждого канала приемника (при заданной степени  $rN_r$ ).

При рассмотрении ММО-канала с “быстрыми” замираниями выражение (1.29) имеет вид:

$$P(S, \hat{S}) \leq d_p^{-2N_r} \left( \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-\delta_H N_r},$$

где  $\delta_H$  — число символов, в которых различаются кодовые слова  $S$  и  $\hat{S}$  (хэммингово расстояние в пространстве символов),  $d_p^2 = \prod_{t \in \rho(S, \hat{S})} |s_t - \hat{s}_t|^2$ ,

$\rho(S, \hat{S})$  — область значений индекса  $t$ , когда  $|s_t - \hat{s}_t| \neq 0$ . В данном случае рассмотренные параметры STC:

– Энергетический выигрыш от разнесения сигналов будет определяться степенью  $\delta_H N_r$ .

– Энергетический выигрыш от применения кодирования равен  $\frac{d_p^2}{d_u^2}^{1/\delta_H}$  где  $d_u^2$  — квадрат евклидова расстояния для рассмотренной системы в отсутствие кодирования.

Таким образом, при любом типе ММО-канала минимизация попарной вероятности ошибки в области значений отношения сигнал-шум на выходе каждой антенны приемника  $P_c / P_{ш\text{ вх}} > 1$  эффективнее осуществляется за счет разнесения сигналов, чем от введения кодирования. В канале с “медленными” замираниями общее разнесение сигналов определяется произведением разнесения на приемной стороне ( $N_r$ ) и на передающей стороне ( $N_t$ ). В канале с “быстрыми” замираниями общее разнесение сигналов

определяется произведением разнесения на приемной стороне ( $N_r$ ) и разнесением во времени ( $\delta_H$ ), достигаемым вследствие применения STC.

В реальных условиях увеличивать число приемных или передающих антенн далеко не всегда возможно. Поэтому для минимизации попарной вероятности ошибки необходимо разрабатывать такие STC-коды, в которых ранг  $r$  матрицы кодового расстояния  $A$  и хэммингово расстояние в пространстве символов  $\delta_H$  были бы максимальны. При этом также повышается энергетический выигрыш от кодирования, поэтому такие схемы будут эффективны и при  $P_c / P_{\text{ш вх}} < 1$ .

#### **1.4.4. Пространственно-временное блочное кодирование. Схема Аламоути**

Существует два основных вида STC-кодов — пространственно-временные решетчатые коды (STTC) и пространственно-временные блочные коды (STBC). STTC позволяет получить хорошие выигрыши и от разнесения сигналов, и от применения кодирования, но платой за это является относительная сложность алгоритмов декодирования. Во избежание этого недостатка были разработаны STBC. Автором первого из них является Сиаваш Аламоути (Siavash Alamouti). Этот блочный код, получивший название в честь автора, предназначен для систем MIMO с двумя передающими антеннами. Схема Аламоути обеспечивает значительное разнесение сигналов и высокую скорость передачи информации за счет введения ортогональности по фазе между одновременно передаваемыми сигналами и парами сигналов, последовательно излучаемых каждой антенной. Обобщение данного кода на случай большего количества антенн передатчика привело к созданию целого ряда STBC. Однако в отличие от схемы Аламоути данные коды могут обеспечивать *или* значительное разнесение сигналов, *или* высокую скорость передачи информации. Для повышения энергетического выигрыша от кодирования STBC подвергают дополнительному кодированию с простым алгоритмом. Такие схемы получили название суперортогональные пространственно-временные решетчатые коды (Super Orthogonal Space-Time Trellis Codes).

В случае применения OFDMA схема блочного кодирования представляется следующим образом. Исходная информационная последователь-

ность битов  $b^i$  делится во временной области на блоки фиксированной длины  $\vec{b}_k$  ( $k$  — номер блока). В каждом блоке биты распределены на равные группы:

$$\vec{b}_k = \{\vec{b}_{k,1}, \vec{b}_{k,2}, \dots, \vec{b}_{k,N}\},$$

$$\vec{b}_{k,i} = \{b_{k,i}^1, b_{k,i}^2, \dots, b_{k,i}^m\},$$

где  $N$  — число групп в блоке — равно числу ортогональных поднесущих при OFDM,  $i$  — номер группы блока,  $m$  — количество битов в группе,  $2^m$  — число точек в сигнальном созвездии. После процедуры модуляции из групп формируются комплексные отсчеты в частотной области, соответствующие точкам сигнального созвездия. Весь набор отсчетов, соответствующий одному блоку называется *OFDMA-символом*  $\vec{s}_k = \{s_k^1, s_k^2, \dots, s_k^N\}$ .

Процесс пространственно-временного блочного кодирования может рассматриваться как распределение фиксированного числа  $M$  OFDMA символов в *кодую матрицу* размерности  $N_t \times K$ :

$$\{\vec{s}_1, \vec{s}_2, \dots, \vec{s}_M\} \Rightarrow \mathbf{S},$$

где  $K$  определяет число временных отсчетов, на протяжении которых будет производиться набор преобразований до их повторения, т. е., длину пространственно-временного блока,  $M \leq N_t K$  за счет введения избыточности. Матрица  $\mathbf{S}$  имеет вид

$$\mathbf{S} = \sum_{i=1}^M \text{Re}(\vec{s}_i) \mathbf{A}_i + j \text{Im}(\vec{s}_i) \mathbf{B}_i,$$

набор матриц  $\{\mathbf{A}_i, \mathbf{B}_i\}_{i=1}^M$  размерности  $N_t \times K$  называется линейным STBC.

Ранее символом  $s_i$  обозначался сформированный сигнал, а символом  $\mathbf{S}$  — матрица кодового слова. В данном случае операции производится на уровне групп комплексных отсчетов. OFDMA-символы и сигналы, а также матрицы кодового слова и кодовые матрицы имеют одинаковые обозначения из-за сходства роли, которую они играют в процессе кодирования.

В схеме Аламоути OFDMA-символы разделяются на пары — четный и нечетный. Для их передачи требуется два интервала времени  $\tau_i$ . В первом интервале передающая антенна 1 будет излучать сигнал символа  $\vec{s}_{2i-1}$ , в то время как антенна 2 — сигнал символа  $\vec{s}_{2i}$ . В следующем временном

интервале антенна 1 передает сигнал, сформированный из  $-\bar{s}_{2i}^*$ , а антенна 2 — из  $\bar{s}_{2i-1}^*$ . Причем операции сопряжения и отрицания применяются ко всем комплексным отсчетам символа.

В дальнейшем для упрощения записи выражений будем рассматривать пару комплексных отсчетов, соответствующих одной и той же поднесущей:  $s_1$  — из символа  $\bar{s}_{2i-1}$  и  $s_2$  — из  $\bar{s}_{2i}$ . Тогда кодовая матрица схемы Аламоути имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}.$$

Физический смысл таких манипуляций заключается в том, что если сигналы, излучаемые антеннами передатчика, в первом временном интервале были синфазны, то во втором они будут в противофазе и наоборот. Если же фазы сигналов в первом интервале ортогональны, то они такими останутся и во втором, с той лишь разницей, что опережение фазы излучения поочередно будет возникать то на первой, то на второй антенне. Кроме того, ортогональными будут и сигналы, последовательно излучаемые каждой антенной.

Для приема кодированного по Аламоути двухсимвольного сигнала достаточно одной приемной антенны и пары временных отсчетов, в каждом из которых на приемную антенну поступают сигналы

$$\begin{cases} r_1 = s_1 h_1 + s_2 h_2 + n_1 \\ r_2 = -s_2^* h_1 + s_1^* h_2 + n_2 \end{cases},$$

где  $h_1$  и  $h_2$  — коэффициенты передачи ММО-канала в первой и второй антеннах соответственно (для рассматриваемой поднесущей), образующие вектор передаточных характеристик:  $\vec{h} = [h_1, h_2]$ ,  $n_1$  и  $n_2$  — компоненты, учитывающие влияние АБГШ, которые также можно представить в виде вектора:  $\vec{n} = [n_1, n_2]$ , тогда

$$\vec{r} = \vec{h}\mathbf{S} + \vec{n},$$

где  $\vec{r} = [r_1, r_2]$ . В отличие от выражения (1.25) векторы  $\vec{r}$ ,  $\vec{h}$ ,  $\vec{n}$  — являются строками, что означает прием на одну антенну и описание процесса кодирования в течение двух интервалов времени.

Декодирование сигналов происходит в два этапа. На первом шаге компоненты  $n_1$  и  $n_2$  принимаются равными нулю, производится преобразование Фурье, и линейный приемник вычисляет оценочные значения переданных отсчетов:

$$\begin{cases} \tilde{s}_1 = \frac{r_1 h_1^* + r_2^* h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \\ \tilde{s}_2 = \frac{r_1 h_2^* - r_2^* h_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \end{cases}.$$

Обозначим множество комплексных отсчетов, соответствующих точкам сигнального созвездия как  $Z$ . Второй этап декодирования заключается в том, что по стратегии наибольшего правдоподобия из множества  $Z$  выбирается тот отсчет, который бы минимизировал расстояние между ним и его оценочным значением, полученным на первом этапе. Математическая запись этого этапа для схемы Аламоути выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \hat{s}_1 = \arg \min_{s \in Z} d^2(s, \tilde{s}_1) \\ \hat{s}_2 = \arg \min_{s \in Z} d^2(s, \tilde{s}_2) \end{cases}.$$

Оценочные значения по максимуму правдоподобия  $\hat{s}_1, \hat{s}_2$  поступают на вход демодулятора.

## 1.5. Вопросы для самопроверки

1. Перечислите стандарты серии IEEE 802.16.
2. Что такое форум WiMAX и чем он отличается от рабочей группы IEEE 802.16?
3. Какие подуровни семиуровневой модели взаимодействия открытых систем охватывают стандарты серии IEEE 802.16? Опишите внутреннюю уровневую структуру стандартов.
4. Нарисуйте базовую модель системы WiMAX.
5. Что такое сети ASN и CSN?
6. Перечислите основные функции сетей ASN и CSN.
7. Какие функции выполняет шлюз ASN?
8. Как распределяются функции сетей ASN в соответствии с профилем C?

9. Изменяется ли IP-адрес абонента при переходе из одной CSN в другую?
10. Перечислите уровни QoS, поддерживаемые в сетях WiMAX.
11. Что такое службы LBS? Какие службы LBS поддерживаются в сетях WiMAX?
12. Напишите аналитические выражения для сигнала с OFDM, его спектральной плотности средней мощности и пик-фактора. Перечислите основные достоинства и недостатки сигналов с OFDM.
13. Что такое спектральная маска?
14. Нарисуйте структурную схему формирователя и приемника сигналов с OFDM.
15. В каких условиях оправдано применение систем с MIMO?
16. Что такое пространственно-временное кодирование?
17. Перечислите основные схемы передачи по каналам MIMO/
18. Запишите алгоритм пространственно-временного кодирования по схеме Аламоути. Каким образом осуществляется декодирование сигналов, закодированных по схеме Аламоути?

## 2. Физический уровень сетей WiMAX

На физическом уровне сетей WiMAX определяется вид используемых для передачи сигналов, способы манипуляции и помехоустойчивого кодирования, полоса занимаемых частот и способы формирования логических каналов связи.

В стандартах IEEE 802.16e-2005, 2009 определены пять различных типов физического уровня для беспроводных сетей городского масштаба, различающихся областью применения и диапазоном частот (табл. 2.1).

Таблица 2.1

**Типы физического уровня в стандартах IEEE 802.16e-2005, 2009**

Название	Применение	Способ дуплекса
WirelessMAN-SC	10–66 ГГц	временной, частотный
WirelessMAN-Sca	< 11 ГГц лицензируемые диапазоны частот	временной, частотный
WirelessMAN-OFDM	< 11 ГГц лицензируемые диапазоны частот	временной, частотный
WirelessMAN-OFDMA	< 11 ГГц лицензируемые диапазоны частот	временной, частотный
WirelessHUMAN	< 11 ГГц нелицензируемые диапазоны частот	временной

В настоящем пособии рассматривается только режим WirelessMAN-OFDMA.

Режим WirelessMAN-OFDMA предназначен для работы в условиях отсутствия прямой видимости между БС и АС в диапазоне частот до 11 ГГц. Данный режим основан на применении сигналов с OFDM с 2048, 1024, 512 или 128 поднесущими (поддержка различных полос частот). При этом АС при подключении к сети может выполнять процедуры сканирования и поиска сигнала нисходящего канала и, в том числе, автоматически определять размерность БПФ.

В данном разделе рассматриваются сигналы физического уровня сетей WiMAX, их основные параметры, структура кадра, основные способы

формирования логических подканалов, способы манипуляции, помехоустойчивого кодирования, перемежения и скремблирования, а также режим поддержки гибридных ARQ (HARQ). В конце раздела представлены вопросы для самопроверки.

## 2.1. Сигнал физического уровня. Основные параметры

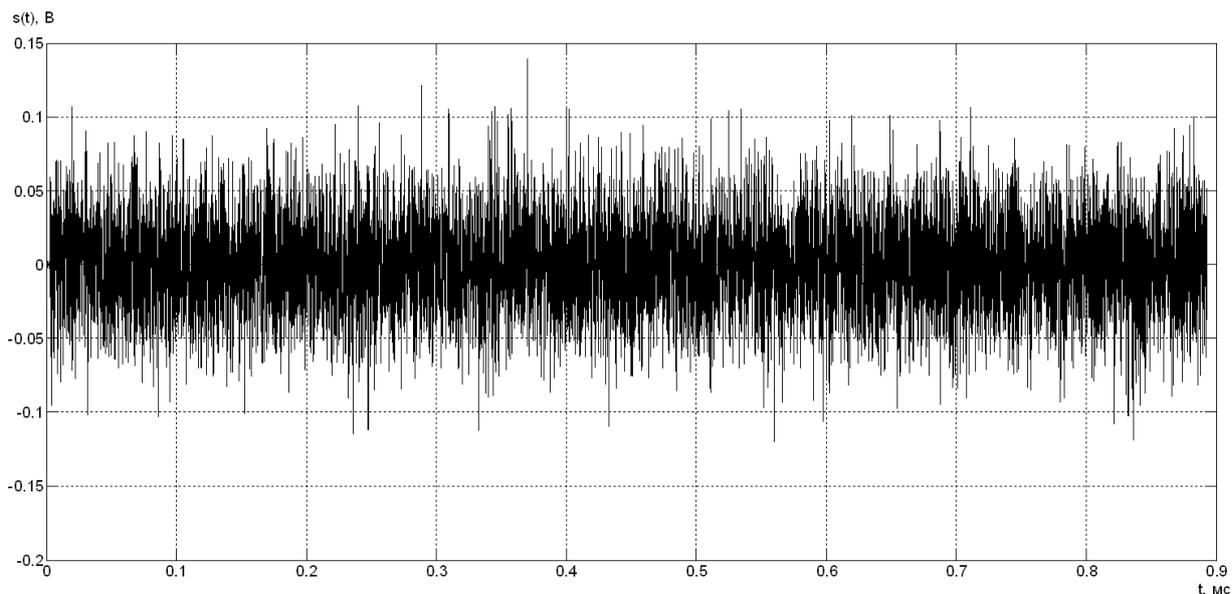
На физическом уровне стандарта IEEE 802.16-2009 в режиме WirelessMAN-OFDMA применяются сигналы с OFDM. Сигнал с OFDM, записанный на интервале длительности одного символа с учетом циклического префикса (ЦП), представляет собой сумму из  $N$  поднесущих:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left( \exp(j2\pi f_n t) \sum_{\substack{k=-N/2 \\ k \neq 0}}^{N/2} c_k \exp(j2\pi k \Delta f (t - T_g)) \right), \quad (2.1)$$

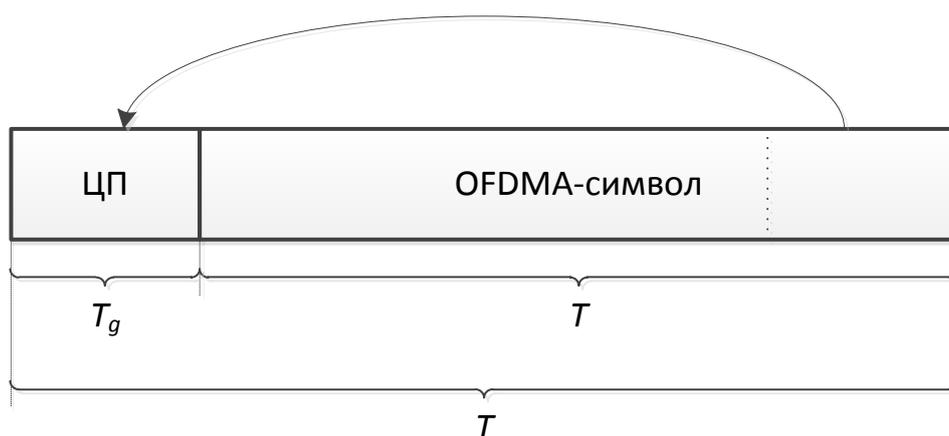
где  $k$  — номер поднесущей,  $N$  — количество используемых поднесущих,  $c_k$  — комплексный модуляционный символ  $k$ -го частотного подканала,  $\Delta f = F_s/N$  — разнос между поднесущими,  $F_s$  — частота дискретизации сигнала,  $T_g$  — длительность циклического префикса,  $f_n$  — несущая частота,  $0 < t < T_{\text{OFDM}}$ ,  $T_{\text{OFDM}} = T + T_g$  — длительность OFDMA-символа с учетом циклического префикса,  $T = 1/\Delta f$  — длительность OFDMA-символа без учета циклического префикса.

Таким образом, во временной области сигнал с OFDM представляет собой суперпозицию большого количества отрезков гармонических колебаний различной частоты. На рис. 2.1 в качестве примера приведена зависимость синфазной составляющей сигнала с OFDM от времени в основной полосе частот для значения числа поднесущих частот  $N = 1024$  и полосе занимаемых частот сигналом с OFDM  $\Delta F_3 = 10$  МГц. На каждой поднесущей частоте используется манипуляция ФМ-4.

Циклический префикс добавляется вначале OFDMA-символа (рис. 2.2), представляет собой копию последних отсчетов OFDMA-символа и используется для борьбы с межсимвольной интерференцией. Возможны следующие длительности циклического префикса:  $T_g = 1/4T$ ,  $1/8T$ ,  $1/16T$ ,  $1/32T$ .



**Рис. 2.1.** Вид сигнала с OFDM для  $N = 1024$ ,  $F_s = 11,2$  МГц



**Рис. 2.2.** Формирование циклического префикса

При подключении к сети абонентский терминал должен автоматически определить длину циклического префикса, установленную БС. При этом в процессе функционирования БС не меняет длину циклического префикса. Изменение длины префикса приведет к принудительной пересинхронизации всех абонентских терминалов.

В частотной области OFDMA-символ состоит из  $N$  поднесущих. Можно выделить следующие типы поднесущих: информационные, пилотные и нулевые. Информационные поднесущие применяются для передачи данных, на пилотных поднесущих передаются символы для оценки пере-

даточной функции канала связи, нулевые поднесущие составляют защитный интервал, амплитуда нулевых поднесущих равна нулю.

Информационные поднесущие объединяются в группы, которые в стандарте называются подканалами. В нисходящем канале подканал может быть назначен одному или нескольким абонентам, в восходящем канале одному абоненту назначаются один или несколько подканалов, причем абоненты имеют возможность вести передачу одновременно. Поднесущие, составляющие один подканал, могут быть как смежными, так и распределенными. Деление символа на подканалы предназначено для поддержки множественного доступа, адаптивных антенных систем и масштабируемости.

Формирование сигнала физического уровня осуществляется с использованием алгоритмов обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ).

### **Пример**

В сети WiMAX IEEE 802.16e-2005 Yota сигнал с OFDM имеет следующие параметры:

- количество точек ОБПФ:  $N = 1024$ ;
- ширина полосы частот сигнала:  $BW = 10$  МГц;
- частота дискретизации (системная тактовая частота):  
 $F_s = 8/BW = 11,2$  МГц;
- разнос частот между поднесущими:  $\Delta f = F_s/N = 10937,5$  кГц;
- длительность символа на выходе ОБПФ:  $T = 1/\Delta f = 91,43$  мкс.

## **2.2. Структура кадра**

### **2.2.1. Частотно-временные ресурсы, слоты. Уплотнение пользователей на основе OFDMA**

В отличие от систем связи второго поколения, в которых использовалось временное уплотнение абонентов, и сетей связи третьего поколения, построенных преимущественно с применением кодового уплотнения, сети WiMAX основаны на методе уплотнения с использованием ортогональных поднесущих — Orthogonal Frequency Multiple Access (OFDMA). Метод OFDMA представляет собой комбинацию частотного и временного алгоритмов уплотнения абонентов, в которой каждый пользователь получает необходимую ему полосу частот и интервал времени. Метод уплотнения

OFDMA является основой режима WirelessMAN-OFDMA в стандарте IEEE 802.16e-2005, 2009.

Центральным понятием физического уровня сетей WiMAX является понятие частотно-временного ресурса (ЧВР). Каждый прямоугольник (рис. 2.3), занимающий на интервале времени символа OFDM один частотный подканал, может рассматриваться как частотно-временной ресурс. При организации многостанционного доступа различным пользователям могут назначаться различные ЧВР или группы ЧВР.

В качестве минимально возможного ЧВР в системах WiMAX выступает слот — совокупность подканалов (определение подканалов в п. 2.3) и временных интервалов. Размеры OFDMA слота зависят от режима работы (PUSC, FUSC, TUSC1, 2 и др.), направления передачи (канал вверх или вниз) и способа формирования подканалов (используются смежные поднесущие или несмежные). Возможны следующие размеры слотов:

- 1 подканал × 1 OFDMA-символ (режим FUSC в нисходящем канале, несмежные поднесущие);

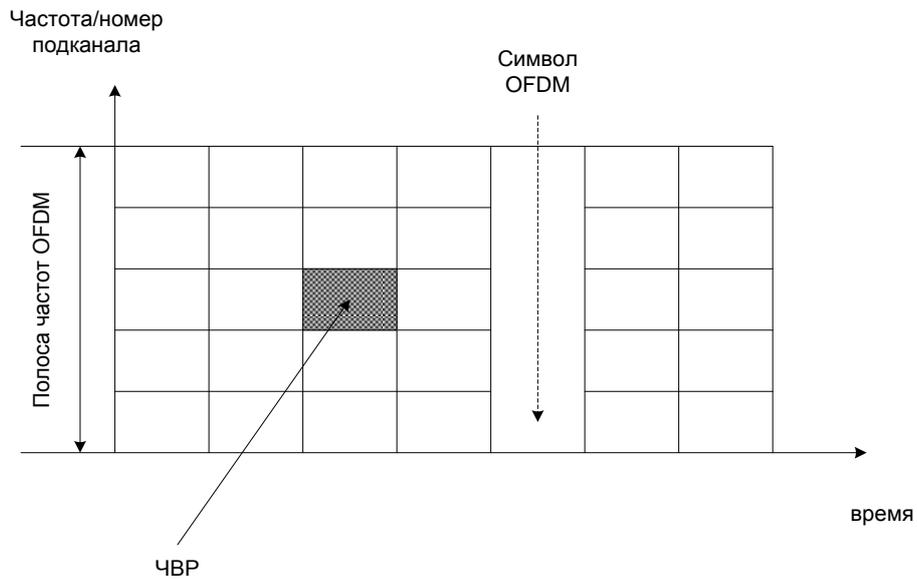
- 1 подканал × 2 OFDMA-символа (режим PUSC в нисходящем канале, несмежные поднесущие);

- 1 подканал × 3 OFDMA-символа (режим PUSC в нисходящем канале, режимы TUSC1, 2 в восходящем канале, несмежные поднесущие);

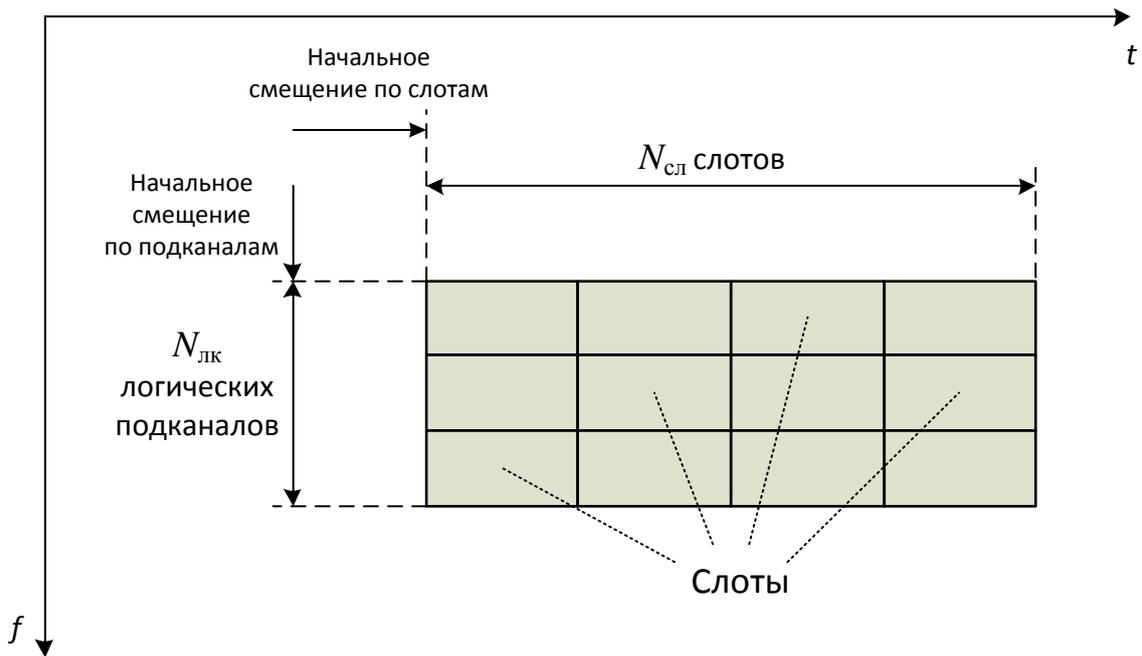
- 1 подканал × 2, 3 или 6 OFDMA-символов (режим AMC, смежные поднесущие).

Слоты объединяются в области данных, которые выделяются каждому абоненту, группе абонентов или предназначены для передачи служебных широковещательных сообщений. По оси частот область данных состоит из  $N_{\text{лк}}$  последовательных логических подканалов, а по оси времени — из  $N_{\text{сл}}$  следующих друг за другом OFDMA-символов (рис. 2.4). Области данных адресуются специальными служебными сообщениями DL-MAP и UL-MAP для нисходящего и восходящего каналов (п. 2.2.2). Эти сообщения являются широковещательными и содержат описание параметров каждой области данных, присутствующей в кадре.

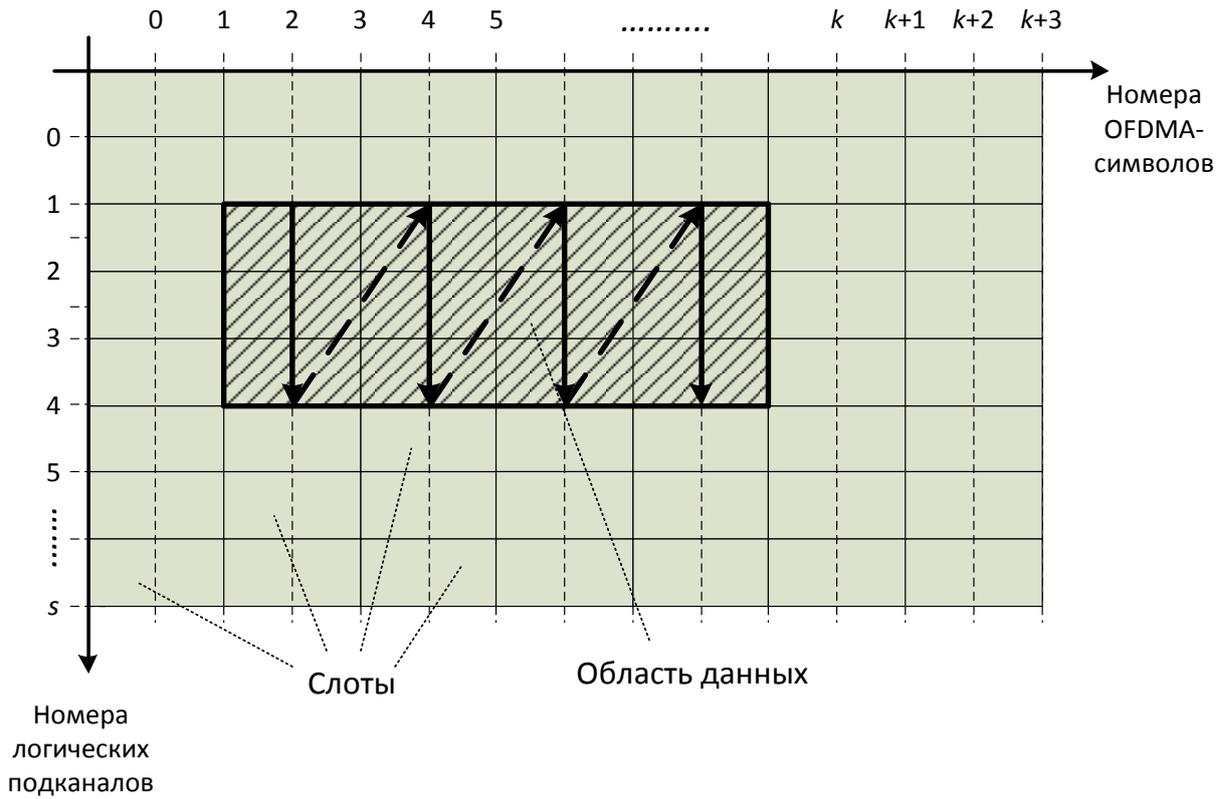
После того, как АС выделена область данных определенного размера, данные в этой области размещаются по слотам сверху вниз и слева направо (рис. 2.5).



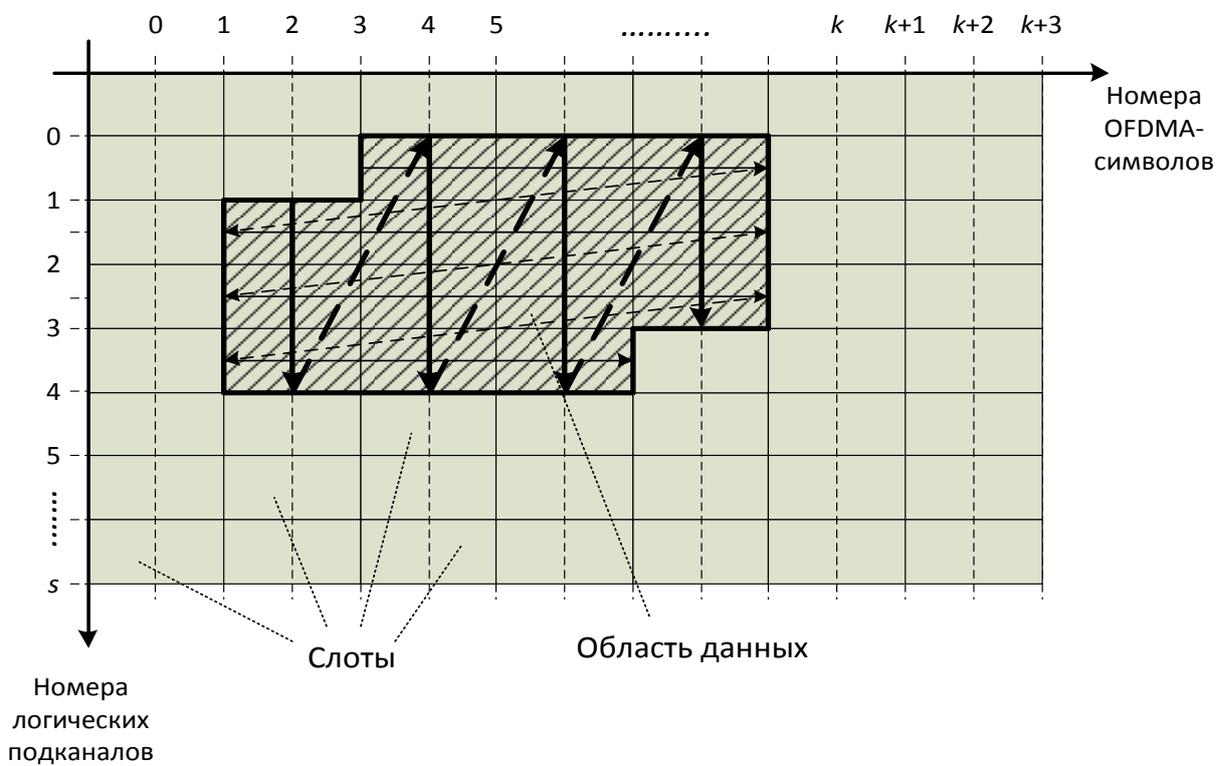
**Рис. 2.3. Частотно-временной ресурс в системах с OFDMA**



**Рис. 2.4. Пример области данных OFDMA**



a)



б)

**Рис. 2.5. Размещение слотов в области данных для зоны PUSC:**  
**a) — нисходящий канал; б) — восходящий канал**

В нисходящем канале последовательность размещения данных в области данных выглядит следующим образом (рис. 2.5, *a*). Сначала данные на передачу разбиваются на блоки такого размера, чтобы полностью поместиться в одном слоте, далее указанные блоки помещаются в слоты области данных последовательно сверху вниз и слева направо до границ области (рис. 2.5, *б*).

В восходящем канале размещение данных в области данных осуществляется в два этапа (рис. 2.5, *б*). На первом этапе данные на передачу разбиваются на блоки такого размера, чтобы полностью поместиться в одном слоте, далее выбираются слоты, в которых будут передаваться данные. Слоты выбираются последовательно слева направо до границы зоны (п. 2.2.2) и сверху вниз (на рис. 2.5, *б* — горизонтальные стрелки в области данных), при этом пропускаются слоты, в которых размещены блоки данных с идентификаторами  $UIUC = 0, 11$  (значение поля *Type* равно 8, 12, 13). На втором шаге блоки данных помещаются в выбранные слоты сверху вниз и слева направо (на рис. 2.5, *б* — вертикальные стрелки в области данных), также как и в нисходящем канале.

На рис. 2.5 по оси абсцисс отложены номера OFDMA-символов, а по оси ординат — номера логических подканалов.

Частотно-временные ресурсы для пакетов должны выделяться таким образом, чтобы образуемая ими область размещения из подканалов и символов была непрерывной.

В указанных процедурах в частотной области операции осуществляются над логическими каналами до их перенумерации в нисходящем канале и до циклического сдвига в восходящем канале

### **2.2.2. Структура кадра в режиме временного дуплекса**

В стандартах IEEE 802.16e-2005, 2009 предусмотрены временной и частотный методы дуплекса. В лицензируемых диапазонах частот может применяться временное или частотное разделение восходящего и нисходящего каналов (АС могут быть полудуплексными). В нелицензируемых диапазонах частот метод дуплекса только временной. Форумом WiMAX сертифицируется только режим работы сети с временным дуплексом, поэтому в настоящем пособии режим с частотным дуплексом не рассматривается.



В режиме временного дуплекса каждый кадр состоит из подкадра базовой станции (нисходящий канал) и подкадра абонентских станций (восходящий канал). Каждый кадр начинается с преамбулы, после которой следуют пакеты данных от БС к АС и пакеты данных от АС к БС. Нисходящий и восходящий подкадры разделяются временным интервалом TTG. В конце каждого кадра вставляется временной интервал RTG.

Структура кадра WiMAX IEEE 802.16e-2005 схематически изображена на рис. 2.6.

В первых четырех логических подканалах первых двух OFDMA-символов, следующих за преамбулой, передается специальное служебное сообщение FCH (Frame Control Header), в котором содержится поле DL\_Frame Prefix (в этом поле указываются используемые группы подканалов в режиме PUSC, длина служебного сообщения DL-MAP — карта канала вниз, служебное сообщение MAC-уровня, в котором указываются моменты начала передачи данных для АС — и способ помехоустойчивого кодирования сообщения DL-MAP).

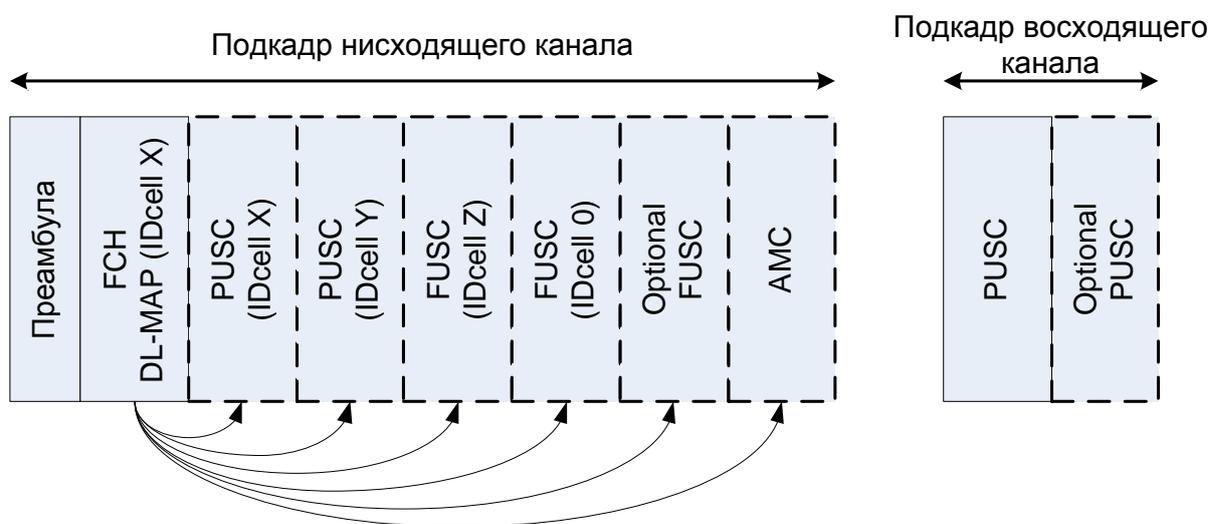
Изменение схемы модуляции и/или помехоустойчивого кодирования может происходить только от слота к слоту во временной области и от логического подканала к логическому подканалу в частотной. Внутри слота схемы модуляции и кодирования не меняются.

Подкадр восходящего канала содержит сервисные подканалы, предназначенные для передачи к БС небольших служебных сообщений, требующих немедленной доставки. В частности, через этот канал передаются сообщения HARQ, а также периодические запросы от АС на выделение ЧВР восходящего канала и подключение к сети. С помощью сервисного канала происходит подключение абонентских станций к сети и их передача от одной БС к другой при выходе пользователя за пределы действия соты. Все запросы представляют собой 144-разрядные CDMA коды, передаваемые посредством ФМ-2. В результате для передачи одного такого кода достаточно шести подканалов. Сам код формируется в генераторе ПСП — 15-разрядном сдвиговом регистре с задающим полиномом  $x^{15} + x^7 + x^4 + x^1 + 1$ .

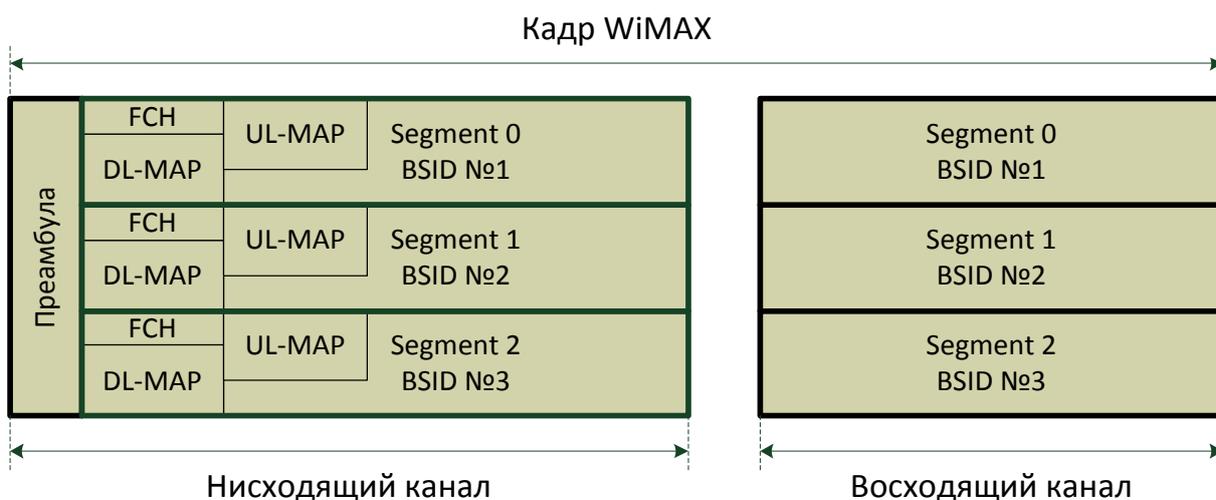
Каждый кадр WiMAX в частотной области может делиться на сегменты, а во временной — на зоны (рис. 2.7 и 2.8).

Зоны отличаются друг от друга способом формирования логических подканалов. Различают зоны PUSC, FUSC, TUSC1,2 AMC, существуют

также модификации этих зон при их совместном использовании с пространственно-временным кодированием, а также в зависимости от направления передачи данных. Применение зон повышает эффективность работы БС с различными типами пользователей. Например, абонентам, передвигающимся с высокой скоростью недалеко от БС, и медленным мобильным станциям на границе соты выделяются области данных в различных зонах. Границы зон указываются в сообщении DL-MAP в поле *Zone\_switch\_IE*. Максимальное количество зон в нисходящей части кадра равно восьми.

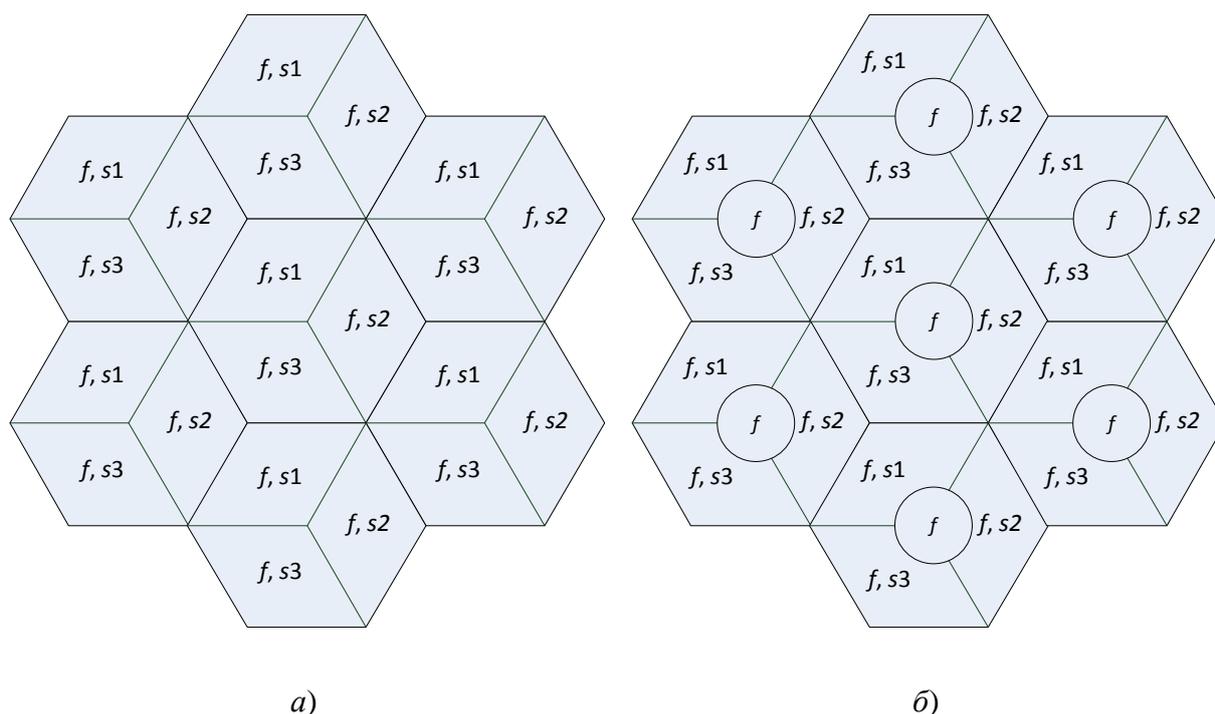


**Рис. 2.7. Зональная структура кадра WiMAX.**  
**Пунктиром обозначены необязательные зоны**



**Рис. 2.8. Назначение сегментов кадра WiMAX трем разным БС**

В частотной области кадр WiMAX может разделяться на сегменты. При формировании сегментов поднесущие группируются в логические подканалы, подканалы в свою очередь объединяются в группы, которые далее назначаются различным сегментам. Каждому сегменту может назначаться отдельный экземпляр MAC-уровня различных БС для реализации WiMAX сети в одной полосе частот (на основе одной несущей) (рис 2.8 и 2.9).



**Рис. 2.9. Пример частотного плана сети WiMAX, построенной на основе сегментов: а) — каждому сектору назначается сегмент; б) — каждому сегменту назначается сегмент, но на расстояниях от БС, на которых невозможна интерференция с сигналами от соседних БС, сегменты не применяются**

На рис 2.9 представлены схемы сети WiMAX, использующей сегменты для повышения емкости и снижения затрат на полосу занимаемых частот. В обоих вариантах сети соседние БС работают в одном и том же диапазоне частот, но за счет использования в различных секторах не перекрывающихся по частоте сегментов межстанционные помехи отсутствуют. Во втором способе построения сети для повышения емкости и увеличения

скорости передачи для абонентов, расположенных недалеко от БС, выделяются все три сегмента.

### 2.2.3. Структура преамбулы

Первый OFDMA-символ кадра в нисходящем канале является преамбулой. Поднесущие преамбулы модулируются посредством ФМ-2 специальной псевдослучайной последовательностью, зависящей от используемого БС сегмента и значения переменной IDcell. OFDMA-символ преамбулы состоит из поднесущих, на которых передаются биты ПСП, поднесущих, составляющих защитный интервал и поднесущих с нулевой амплитудой. В каждом сегменте с номерами  $n = 0, 1, 2$  применяется определенный набор поднесущих. Используется каждая третья поднесущая  $P_{\{k,n\}}$  с начальным сдвигом равным  $n$ :

$$P_{\{k,n\}} = n + 3k, \quad (2.2)$$

где  $n$  — номер набора пилотных поднесущих,  $k = 0, 1, \dots, 283$  для 1024-ОБПФ. В сегменте 0 амплитуда поднесущей, соответствующей нулевой частоте, принимается равной нулю. Структура преамбулы в частотной области при  $N_{fft} = 1024$  представлена на рис. 2.10.

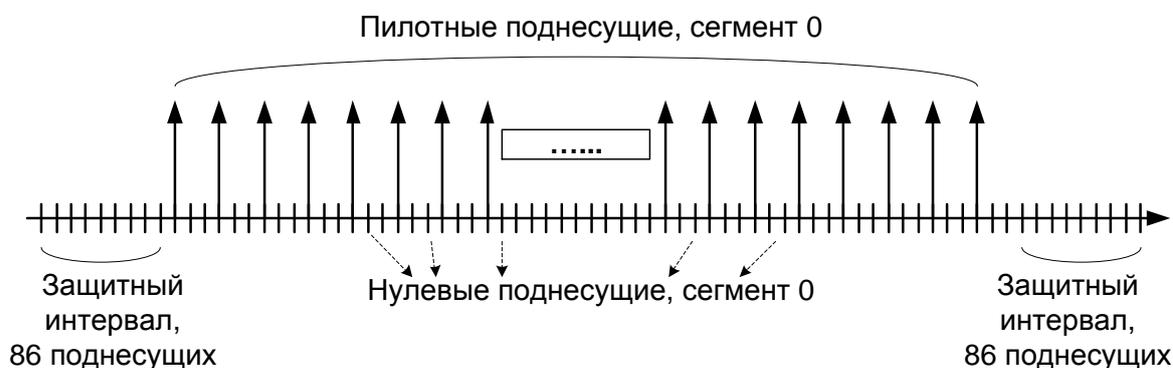


Рис. 2.10. Структура преамбулы в частотной области при  $N_{fft} = 1024$

Амплитуды используемых в преамбуле поднесущих формируются в соответствии с выражением (2.3):

$$A_k = 4\sqrt{2}(1/2 - \omega_k) \quad , \quad (2.3)$$

где  $A_k$  — амплитуда  $k$ -й используемой поднесущей,  $k = 0, 1, \dots, 283$  для 1024-ОБПФ,  $\omega_k$  —  $k$ -й символ ПСП. Мощность преамбулы выше мощности информационных OFDMA-символов.

По преамбуле АС производит синхронизацию во временной и частотной области, находит значение параметра IDcell и номер используемого сегмента, а также определяет режим работы БС.

#### 2.2.4. Сообщения DLFP и FCH

Сообщение FCH передается в первом OFDMA-символе после преамбулы на четырех подканалах с последовательными логическими номерами. FCH содержит сообщение DL\_Frame Prefix в закодированном виде. В табл. 2.2 представлены параметры сообщения FCH.

Таблица 2.2

**Параметры сообщения FCH**

Параметр	Значение параметра
Вид модуляции	QPSK
Количество повторений	4
Скорость кода	1/2
Тип кода	Обязательный сверточный код с образующими полиномами (171, 133)
Зона	PUSC

DL\_Frame Prefix — это сообщение, которое содержится в FCH, передается вначале каждого кадра и определяет параметры сообщений DL-MAP, UL-MAP и Compressed-DL/UL-MAP. В табл. 2.3 представлен формат сообщения DL\_Frame Prefix.

Таблица 2.3

**Формат сообщения DL\_Frame Prefix**

Поле	Длина, бит	Пояснения
DL_Frame_Prefix_format {		

Поле	Длина, бит	Пояснения
<b>Used subchannel bitmap</b>	6	Бит 0: группа подканалов 0. Бит 1: группа подканалов 1. Бит 2: группа подканалов 2. Бит 3: группа подканалов 3. Бит 4: группа подканалов 4. Бит 5: группа подканалов 5.
Зарезервировано	1	Значение бита должно быть равно 0
<b>Repetition_Coding_Indication</b>	2	0b00: в DL-MAP кодирование повторением не используется 0b01: в DL-MAP используется повторение 2 раза 0b10: в DL-MAP используется повторение 4 раза 0b11: в DL-MAP используется повторение 6 раз
<b>Coding_Indication</b>	3	0b000: в DL-MAP используется CC 0b001: в DL-MAP используется BTC 0b010: в DL-MAP используется CTC 0b011: в DL-MAP используется ZT CC 0b100: в DL-MAP используется CC с необязательным перемежителем 0b101: в DL-MAP используется LDPC 0b110–0b111 — зарезервировано.
<b>DL_MAP_Length</b>	8	
Зарезервировано	4	Значение битов должно быть равно 0
}		

**Used subchannel bitmap** — определяет, какие группы подканалов используются в первой зоне PUSC и в зонах PUSC, для которых индикатор в STC\_DL\_Zone\_IE() ‘use all SC’ равен 0. Значение ‘1’ — группа подканалов

используется данным сегментом, '0' — группа подканалов не используется данным сегментом (табл. 2.4).

**Repetition\_Coding\_Indication** — определяет вид кодирования повторением, который применяется в DL-MAP. Кодирование повторением 0 — повторение отсутствует, 1 — одно дополнительное повторение, 2 — три дополнительных повторения, 3 — пять дополнительных повторений.

**Coding\_Indication** — определяет вид помехоустойчивого кода, который применяется в DL-MAP. Для передачи сообщения DL-MAP применяется QPSK и помехоустойчивый код со скоростью — 1/2.

**DL\_MAP\_Length** — определяет длину сообщения DL-MAP в слотах.

Таблица 2.4

### Индексы подканалов в группах

Группа подканалов	Диапазон подканалов
0	0–5
1	6–9
2	10–15
3	16–19
4	20–25
5	26–29

24-битное сообщение DL\_Frame Prefix должно быть повторено два раза перед отображением в FCH. Полученный блок длиной 48 бит является минимально возможным блоком для помехоустойчивого кодирования.

## 2.3. Группирование частот в логические подканалы

Как упоминалось выше, поднесущие в OFDMA-символе делятся на информационные, нулевые и пилотные. Нулевые поднесущие входят в состав защитного интервала, информационные — предназначены для передачи данных, а пилотные — для передачи известных ПСП, предназначенных для коррекции передаточной характеристики канала связи.

В различных зонах пилотные и информационные поднесущие выбираются по-разному: в зонах PUSC (PUSC — partial usage of the subchannels, неполное использование подканалов) и FUSC (FUSC — full usage of the subchannels, полное использование подканалов) нисходящего канала сна-

чала выбираются пилотные поднесущие, оставшиеся информационные поднесущие объединяются в логические подканалы, которые применяются только для передачи данных. Это значит, что в нисходящем канале в случае, когда часть информационных поднесущих не используется (кадр частично пустой), в спектре сигнала все равно будут присутствовать пилотные поднесущие, а интерполяцию в частотной области можно будет осуществлять во всей полосе занимаемых частот. Другими словами в зоне FUSC набор пилотных поднесущих один для всего диапазона занимаемых частот, в зоне PUSC — один для каждой основной группы (п. 2.3.1).

В зоне PUSC восходящего канала сначала осуществляется формирование логических подканалов, после чего в каждом подканале выбираются пилотные поднесущие. Таким образом, в восходящем канале в случае, когда какие-то логические подканалы не используются для передачи, в полосе частот, соответствующей этим подканалам будут только нулевые поднесущие.

Заметим, что возможны модификации алгоритмов формирования подканалов, применяющихся в зонах PUSC и FUSC, что привело к появлению дополнительных зон: TUSC1 и 2, AMC, а также необязательные модификации зоны PUSC для восходящего и нисходящего каналов.

Зная общее количество поднесущих и количество защитных поднесущих, можно вычислить количество “используемых” поднесущих. Эти поднесущие могут быть пилотными или информационными (переносить данные). В разных режимах назначение и группирование поднесущих в подканалы, кластеры, слоты и другие логические единицы происходит по-разному.

### **2.3.1. Зона с PUSC в нисходящем канале**

Каждый слот в зоне PUSC в нисходящем канале связи представляет собой совокупность двух последовательных OFDMA-символов во временной области и одного логического подканала в частотной, т. е. это прямоугольник на плоскости время–частота размером 24 поднесущих на два тактовых интервала. Это значит, что обработка сигнала в зоне PUSC должна осуществляться по два символа.

При размерности ОБПФ  $N = 1024$  каждый OFDMA-символ содержит одну центральную поднесущую (с индексом 512) и 183 защитных подне-

сущих (92 слева и 91 справа). Центральная поднесущая служит дополнительным средством для синхронизации в частотной области, защитные — как дополнительное средство борьбы с межсимвольной интерференцией, а также для обеспечения соответствия сигнала заданной спектральной маске; передача данных на них не осуществляется. Оставшиеся 840 поднесущих последовательно разбиваются на 60 физических кластеров по 14 поднесущих в каждом.

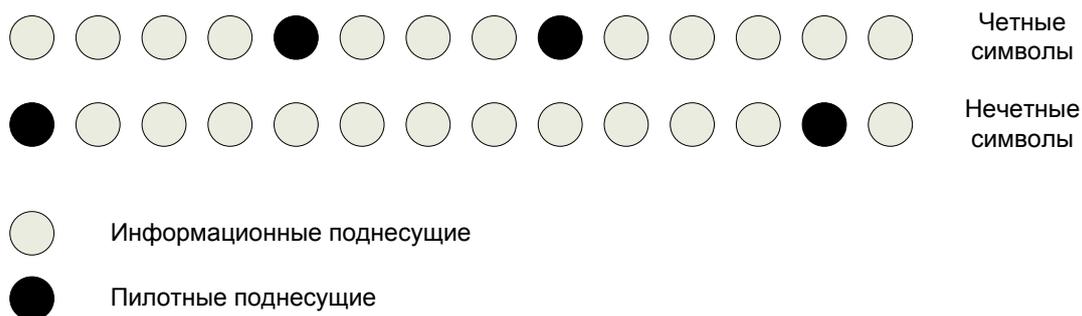
Процедура формирования логических подканалов в зоне PUSC на стороне приемника выглядит следующим образом. На первом этапе формирования слотов из кадров выделяются отсчеты, относящиеся к двум последовательным символам подкадра нисходящего канала (отметим, что в первой зоне PUSC первым символом является преамбула, обработка которой осуществляется отдельно от обработки остальных символов). Для перехода в частотную область осуществляется 1024-точечное БПФ. Из полученных последовательностей удаляются отсчеты, соответствующие защитным поднесущим.

С помощью генератора, представленного на рис. 2.14, формируется ПСП и выполняется дерандомизация поднесущих. Инициализирующая последовательность сдвигающего регистра генератора ПСП в рассматриваемом случае (нисходящий канал) формируется следующим образом:

- битам  $b_0\dots b_4$  присваиваются пять наименее значимых битов двоичного представления переменной  $ID_{cell}$ ;
- битам  $b_5, b_6$  присваивается значение, соответствующее двоичному представлению суммы номера сегмента и единицы;
- битам  $b_7\dots b_{10}$  присваивается значение  $0b1111$ .

После снятия ПСП из обрабатываемых последовательностей комплексных амплитуд удаляются отсчеты в частотной области, соответствующие центральной поднесущей. Полученные поднесущие группируются в физические кластеры.

Структура кластера в зоне PUSC представлена на рис. 2.11. Каждый кластер содержит 14 поднесущих, из них две пилотные и 12 — информационные. Размещение пилотных поднесущих в кластере для четных и нечетных символов разное. На рис. 2.11 поднесущие показаны в порядке возрастания их порядкового номера слева направо.



**Рис. 2.11. Структура кластера в зоне PUSC**

Далее необходимо осуществлять коррекцию частотной характеристики нисходящего канала с помощью эквалайзера, принципы работы и способы построения которого будут описаны в п. 2.6.2. Для коррекции передаточной характеристики канала в обрабатываемых последовательностях выделяются комплексные амплитуды (сигнальные точки), соответствующие пилотным поднесущим. По завершении процедуры эквалайзинга эти точки удаляются из последовательностей, в них остаются только сигнальные точки, соответствующие информационным поднесущим.

На следующем этапе физические кластеры перенумеровываются в логические. Номер логического кластера *LogicalCluster* как функция номера физического *PhysicalCluster* определяется в соответствии с правилом:

– в первой зоне подкадра нисходящего канала или при значении переменной  $Use\_All\_SC = 0$ :

$$LogicalCluster = RenumberingSequence(PhysicalCluster); \quad (2.4)$$

– в противном случае:

$$LogicalCluster = RenumberingSequence((PhysicalCluster) + 13DL\_PermBase) \bmod Nclusters, \quad (2.5)$$

где *Re numberingSequence* — перестановочная последовательность для кластеров (табл. 2.5), *DL\_PermBase* — переменная, равная *IDcell* для первой зоны в кадре и определяемая в *DL\_MAP* для остальных зон.

Из логических кластеров формируется 6 неравных по размеру групп, которые могут назначаться различным сегментам. Кластеры присваиваются группам в соответствии с табл. 2.6. В четных группах, включая нулевую, содержится 12 логических кластеров или шесть логических подканалов, в нечетных группах — восемь и четыре соответственно.

Таблица 2.5

**Типы поднесущих и вид перестановочных последовательностей для формирования логических подканалов в нисходящем канале в зоне PUSC,  $N = 1024$**

Параметр	Значение
Нулевая поднесущая	1
Количество защитных поднесущих слева	92
Количество защитных поднесущих справа	91
Количество используемых поднесущих, включая информационные и пилотные поднесущие и нулевую поднесущую	841
Последовательность для перенумерации кластеров ( <i>RenumberingSequence</i> )	6, 48, 37, 21, 31, 40, 42, 56, 32, 47, 30, 33, 54, 18, 10, 15, 50, 51, 58, 46, 23, 45, 16, 57, 39, 35, 7, 55, 25, 59, 53, 11, 22, 38, 28, 19, 17, 3, 27, 12, 29, 26, 5, 41, 49, 44, 9, 8, 1, 13, 36, 14, 43, 2, 20, 24, 52, 4, 34, 0
Количество поднесущих в кластере	14
Количество кластеров	60
Количество информационных поднесущих в каждом символе на подканал	24
Количество подканалов	30
<i>PermutationBase6</i> (для 6 подканалов)	3, 2, 0, 4, 5, 1
<i>PermutationBase4</i> (для 4 подканалов)	3, 0, 2, 1

На следующем этапе поднесущие внутри групп объединяются в логические подканалы. При количестве точек ОБПФ, равном 1024, OFDMA-символ содержит 30 логических подканалов по 24 поднесущих в каждом. Правило отображения поднесущей группы в поднесущую канала задается следующим соотношением:

$$\begin{aligned}
 \text{subcarrier}(k, s) = & N_{\text{subchannels}} n_k + \\
 & + p_s [n_k \bmod N_{\text{subchannels}}] + DL\_PermBase \bmod N_{\text{subchannels}}
 \end{aligned}
 \quad (2.6)$$

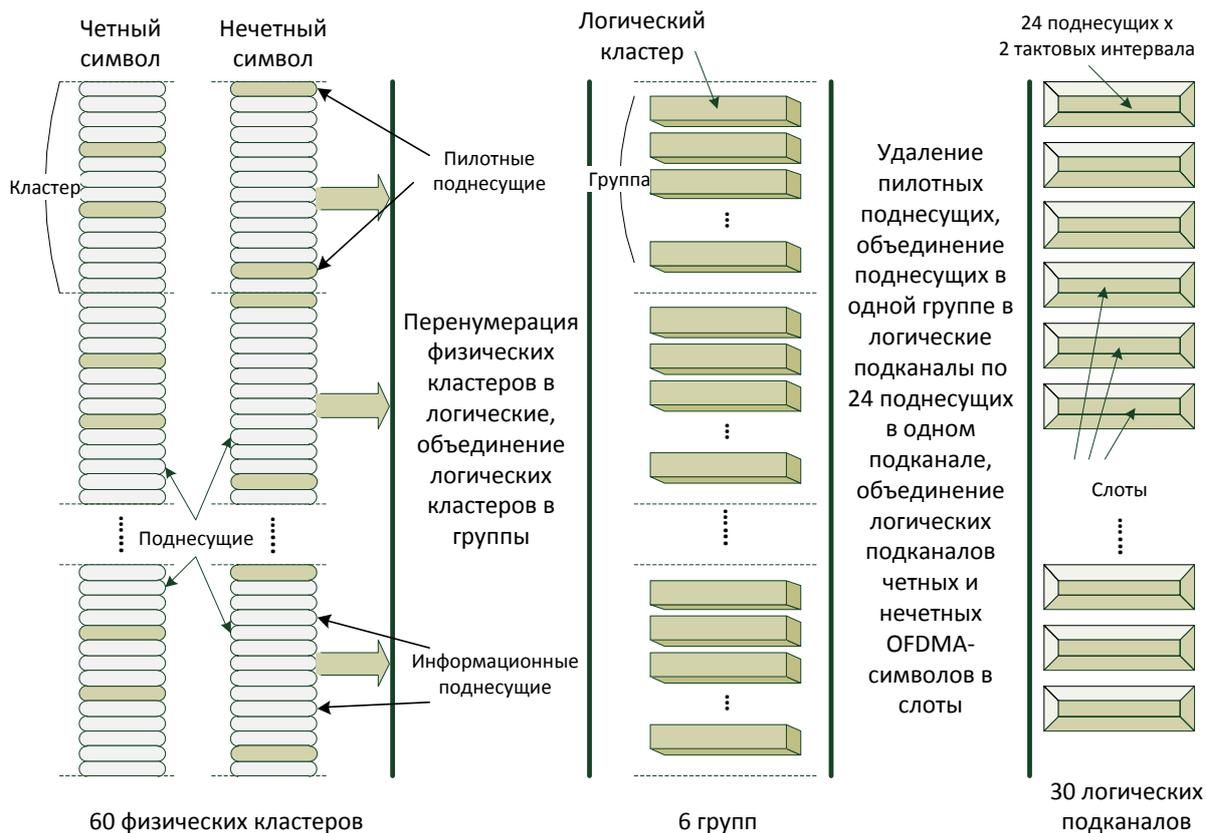
где  $N_{subchannels}$  — количество подканалов в основной группе,  $s$  — номер подканала,  $s \in [0, \dots, N_{subchannels} - 1]$ ,  $subcarrier(k, s)$  — индекс  $k$ -й поднесущей в  $s$ -м подканале,  $n_k = (k + 13s) \bmod N_{subcarriers}$ ,  $N_{subcarriers}$  — количество поднесущих в подканале,  $p_s[j]$  —  $j$ -й элемент перестановочной последовательности  $PermutationBaseX$ ,  $X = 6, 4$  (табл. 2.5), смещенная влево на  $s$  позиций,  $DL\_PermBase$  — целое число в диапазоне от 0 до 31, равно IDCell в первой зоне и определяется в DL-MAP остальных зонах, операция  $[.]$  — округление аргумента  $x$  до целого числа вверх, операция  $X \bmod k$  — вычисление остатка от деления  $X/k$ . Для четных и нечетных групп в выражение (2.6) подставляются элементы перестановочных последовательностей  $PermutationBase6$  и  $PermutationBase4$  соответственно.

Результатом выполнения описанных выше процедур является 30 подканалов для каждого из двух обрабатываемых символов. Для того чтобы сгруппировать их в слоты, подканалы с одинаковыми индексами  $s$  из разных OFDMA-символов объединяются: сначала следуют сигнальные точки первого в паре символа, затем — второго. Схематичное представление процедуры формирования логических подканалов в зоне PUSC в нисходящем канале связи для сетей WiMAX IEEE 802.16e-2005, 2009 показано на рис. 2.12, структурная схема формирователя слотов представлена на рис. 2.13.

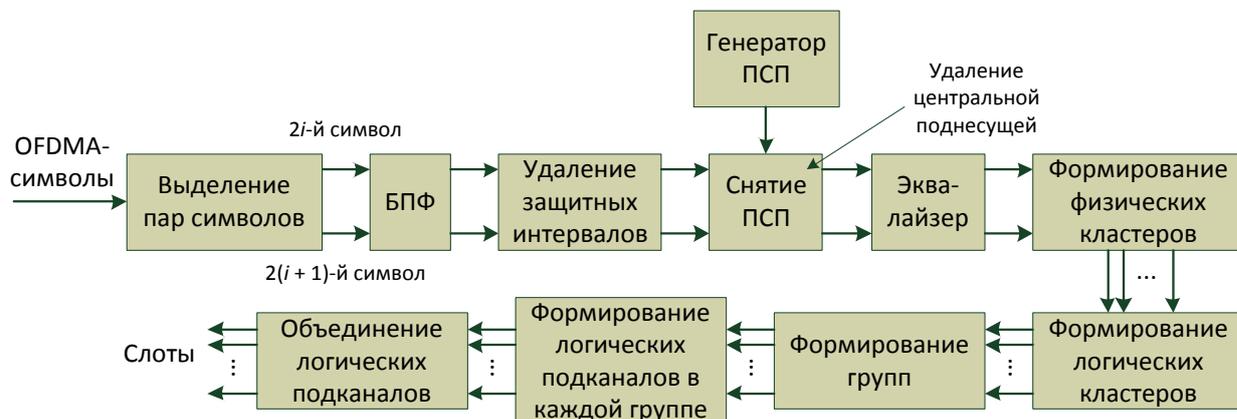
Таблица 2.6

**Распределение логических кластеров по группам в зоне PUSC**

Номер группы	Номера логических кластеров	Количество логических кластеров в группе
0	0–11	12
1	12–19	8
2	20–31	12
3	32–39	8
4	40–51	12
5	52–59	8



**Рис. 2.12. Формирование логических подканалов в зоне PUSC в нисходящем канале**



**Рис. 2.13. Структурная схема формирователя слотов в зоне PUSC в нисходящем канале связи на стороне приемника**

Процедура эквалайзинга основывается на выделении в паре обрабатываемых символов пилотных отсчетов и интерполяции по ним частотной характеристики нисходящего канала. Благодаря тому, что позиции пилот-

ных поднесущих в парах символов не совпадают, становится возможным объединение полученных по ним отсчетов в единый вектор. Считая, что на протяжении интервала двух символов частотная характеристика канала изменяется незначительно, интерполяция проводится на основании данных этого вектора. При этом повышается точность аппроксимации в частотной области по сравнению с построением для одного символа, что повышает эффективность эквалайзера при наличии в канале частотно-селективных замираний. Более подробно эквалайзеры для зоны PUSC рассмотрены в п. 2.6.2.

### **2.3.2. Зона с PUSC в восходящем канале**

Каждый слот в зоне PUSC в восходящем канале связи представляет собой совокупность трех последовательных OFDMA-символов во временной области и одного логического подканала в частотной, т. е. это прямоугольник на плоскости время–частота размером 24 поднесущих на три тактовых интервала. Это значит, что обработка сигнала в зоне PUSC в восходящем канале должна осуществляться по три символа.

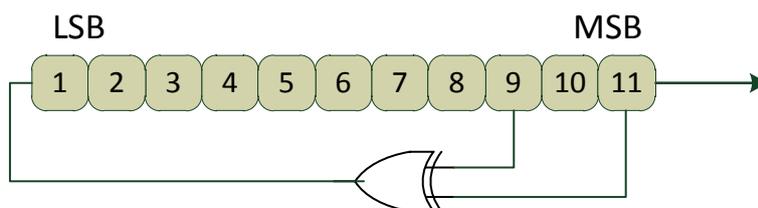
В подкадре восходящего канала при количестве точек ОБПФ  $N = 1024$  содержится такое же количество защитных поднесущих, как и в аналогичной зоне в нисходящем канале, а также центральная поднесущая. Однако 840 поднесущих, на которых ведется передача данных и битов ПСП, разбиваются не на физические кластеры, а на физические тайлы (“tile” — мозаичный элемент, термин стандарта IEEE 802.16e-2005, 2009). Тайл представляет собой совокупность из 12 поднесущих — четырех смежных поднесущих, взятых в трех последовательных OFDMA-символах. В отличие от нисходящего канала, в восходящем присутствует 35 логических подканалов по 6 тайлов в каждом.

Процедура формирования логических подканалов в зоне PUSC в восходящем канале на стороне приемника выглядит следующим образом. На первом этапе из восходящей части кадров WiMAX выделяются отсчеты, относящиеся к трем последовательным OFDMA-символам. Далее для перехода в частотную область осуществляется 1024-точечное БПФ, и из полученных последовательностей комплексных амплитуд поднесущих удаляются символы, соответствующие защитным поднесущим.

С помощью генератора, представленного на рис. 2.14, формируется ПСП и выполняется дерандомизация поднесущих. Инициализирующая последовательность сдвигающего регистра генератора ПСП в рассматриваемом случае (восходящий канал) формируется следующим образом:

- битам  $b_0...b_4$  присваиваются пять наименее значимых битов двоичного представления переменной IDcell;
- битам  $b_5, b_6$  присваивается значение  $0b11$ ;
- битам  $b_7...b_{10}$  присваивается значение, соответствующее четырем младшим битам в двоичном представлении номера текущего кадра.

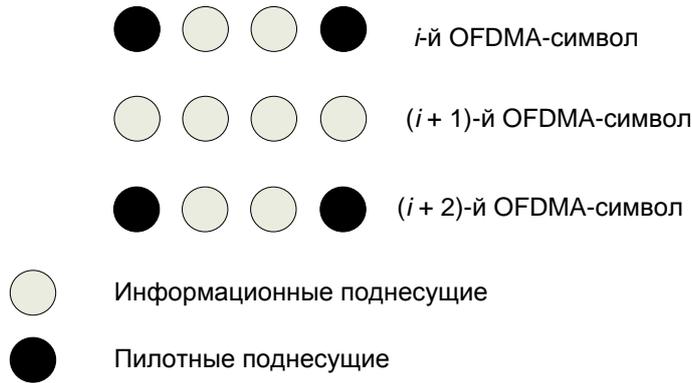
После снятия ПСП из обрабатываемых последовательностей комплексных амплитуд удаляются отсчеты в частотной области, соответствующие центральной поднесущей. Полученные поднесущие группируются в физические тайлы.



**Рис. 2.14. Генератор ПСП  $x^{11} + x^9 + 1$**

Далее необходимо осуществлять коррекцию частотной характеристики восходящего канала с помощью эквалайзера, принципы работы и способы построения которого описаны ниже в п. 2.6.2. Для коррекции передаточной характеристики канала в обрабатываемых последовательностях выделяются комплексные амплитуды (сигнальные точки), соответствующие пилотным поднесущим. По завершении процедуры эквалайзинга эти точки удаляются из последовательностей, в них остаются только сигнальные точки, соответствующие информационным поднесущим.

Структура тайла в зоне PUSC представлена на рис. 2.15. Каждый тайл содержит четыре поднесущих, из них две могут быть пилотными. Заметим, что пилотные поднесущие присутствуют только в тайлах  $i$ -го и  $(i + 2)$ -го OFDMA-символов, тайл  $(i + 1)$ -го OFDMA-символа содержит только информационные поднесущие. На рис. 2.15 поднесущие показаны в порядке возрастания их порядкового номера слева направо.



**Рис. 2.15. Структура тайла в зоне PUSC в восходящем канале**

На следующем этапе физические тайлы перенумеровываются в логические. Типы поднесущих и вид перестановочных последовательностей для формирования логических подканалов в восходящем канале в зоне PUSC представлены в табл. 2.7. Номер физического тайла  $Tiles(s, n)$  как функция номера логического тайла  $n = 0, 1, \dots, 5$  в подканале  $s = 0, 1, \dots, 34$  определяется в соответствии с правилом:

$$Tiles(s, n) = N_{subch}n + (Pt[(s + n) \bmod N_{subch}] + UL\_PermBase) \bmod N_{subch}, \quad (2.7)$$

где  $N_{subch} = 35$  — количество подканалов в символе восходящего канала,  $Pt(j)$  —  $j$ -й элемент последовательности  $Pt$  для перенумерации тайлов,  $UL\_PermBase$  — переменная, определяемая MAC-уровнем.

Логические тайлы одного подканала, взятые на интервале трех OFDMA-символов, размещаются последовательно друг за другом в соответствии с нумерацией поднесущих, образуя слоты. Информационные поднесущие каждого слота нумеруются от самой малой частоты самого первого символа, к самой высокой частоте этого же символа, далее нумерация продолжается во втором символе и завершается в третьем. В результате каждый слот содержит 48 упорядоченных информационных поднесущих, каждой из которых ставится в соответствие сигнальная точка блока передаваемых данных по следующему правилу:

$$Subcarrier(n, s) = (n + 13s) \bmod N_{subch}, \quad (2.8)$$

где  $Subcarrier(n, s)$  — индекс поднесущей для  $n$ -й сигнальной точки в  $s$ -м подканале,  $n = 0, 1, \dots, 47$  — номер размещаемой сигнальной точки.

Например, для подканала 1 ( $s = 1$ ) первая сигнальная точка ( $n = 0$ ) будет соответствовать поднесущей  $Subcarrier(0, 13) = 13$ . Указанная процедура перестановки не применяется при некоторых значениях параметра UIUC.

Таблица 2.7

**Типы поднесущих и вид перестановочных последовательностей для формирования логических подканалов в восходящем канале в зоне PUSC,  $N = 1024$**

Параметр	Значение
Нулевая поднесущая	1
Количество защитных поднесущих слева	92
Количество защитных поднесущих справа	91
Количество используемых поднесущих, включая информационные и пилотные поднесущие и нулевую поднесущую	841
Последовательность для перенумерации тайлов $Pt$	11, 19, 12, 32, 33, 9, 30, 7, 4, 2, 13, 8, 17, 23, 27, 5, 15, 34, 22, 14, 21, 1, 0, 24, 3, 26, 29, 31, 20, 25, 16, 10, 6, 28, 18
Количество поднесущих в тайле	4
Количество тайлов	210
Количество тайлов в подканале	6
Количество логических подканалов	35

Закрывающим этапом рассматриваемой процедуры является циклический сдвиг сформированных слотов в частотной области. Эта операция не выполняется в некоторых зонах подкадра восходящего канала, а также в подканалах, для которых переменная MAC-уровня UIUC принимает определенные значения. Во всех остальных случаях должна быть выполнена следующая последовательность действий.

1. Подканалы, для которых выполняется перестановка, нумеруются, начиная с 0, формируется последовательность их номеров  $temp1\_subchannel\_number$ , размер которой может быть меньше количества

подканалов в OFDMA-символе. Последовательность номеров всех поднесущих до перестановки  $old\_subchannel\_number$  включает в себя индексы от 0 до 34.

2. Определяется функция  $f$  перехода от старых номеров подканалов к новым:

$$temp1\_subchannel\_number = f(old\_subchannel\_number).$$

3. Первому интервалу, соответствующему длительности слота, присваивается значение  $S_{idx} = 0$ , с каждым следующим символом  $S_{idx}$  увеличивается на 1. В каждой зоне нумерация интервалов начинается с нуля.

4. Перестановка номеров логических подканалов определяется формулой

$$temp2\_subchannel\_number = (temp1\_subchannel\_number + 13S_{idx}) \bmod N_{subch}. \quad (2.9)$$

5. Номера участвовавших в перенумерации подканалов вычисляются следующим образом:

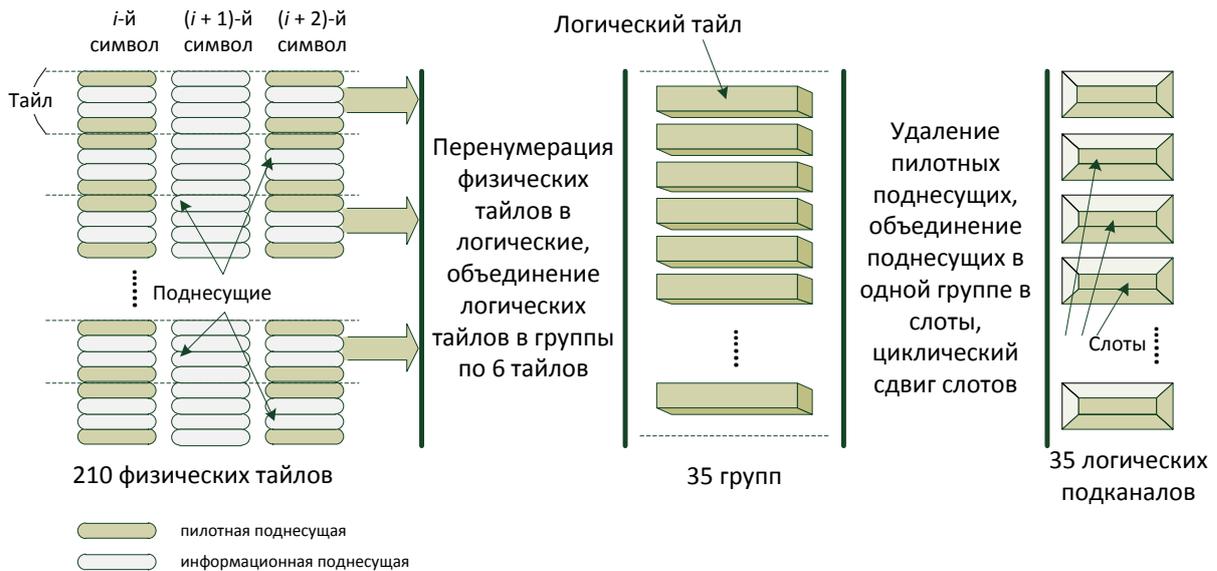
$$new\_subchannel\_number = f^{-1}(temp2\_subchannel\_number), \quad (2.10)$$

где  $f^{-1}$  — функция, обратная функции  $f$ , определенной в п. 2.

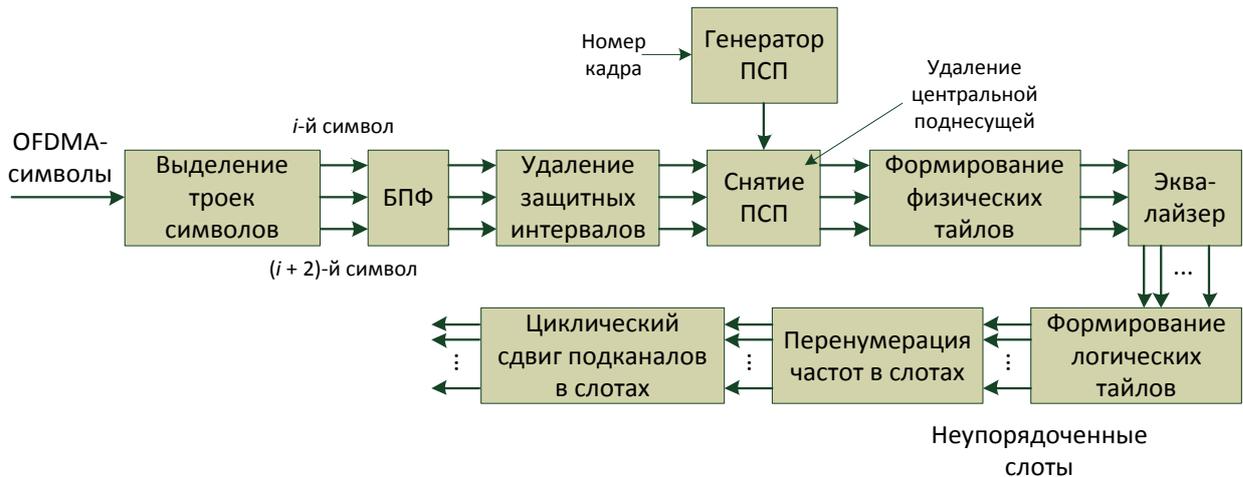
Результатом выполнения описанных выше процедур является 35 слотов, расположенных в нужной последовательности. Схематичное представление процедуры формирования логических подканалов в зоне PUSC в восходящем канале связи для сетей WiMAX IEEE 802.16e-2005, 2009 показано на рис. 2.16, структурная схема формирователя слотов представлена на рис. 2.17.

Заметим, что в подкадрах восходящего канала может применяться схема пространственного уплотнения абонентов MIMO-SDMA. При этом нескольким АС предоставляется возможность передавать данные, используя одни и те же ЧВР.

Алгоритм работы эквалайзера основывается на выделении в каждом физическом тайле пилотных отсчетов и интерполяции по ним частотной характеристики для данного тайла. Обратим внимание на то, что в отличие от зоны PUSC нисходящего канала в восходящем канале коррекция передаточной характеристики канала осуществляется только в пределах одного тайла не зависимо от значения пилотных поднесущих соседних тайлов.



**Рис. 2.16. Формирование логических подканалов в зоне PUSC в восходящем канале**



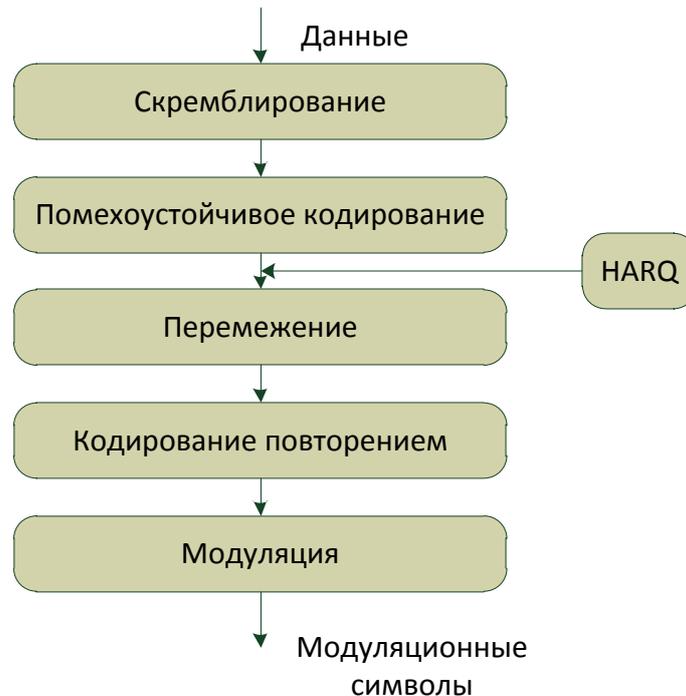
**Рис. 2.17. Структурная схема формирователя слотов в зоне PUSC в нисходящем канале связи на стороне приемника**

Более подробно эквалайзеры для зоны PUSC восходящего канала рассмотрены ниже в п. 2.6.2.

## 2.4. Модуляция и кодирование

На физическом уровне систем WiMAX над передаваемыми битами осуществляются следующие каналные процедуры (рис. 2.14): скрембли-

рование (рандомизация), помехоустойчивое кодирование, перемежение, кодирование повторением и модуляция. Необязательными являются функции поддержки гибридных ARQ при реализации помехоустойчивого кодирования.



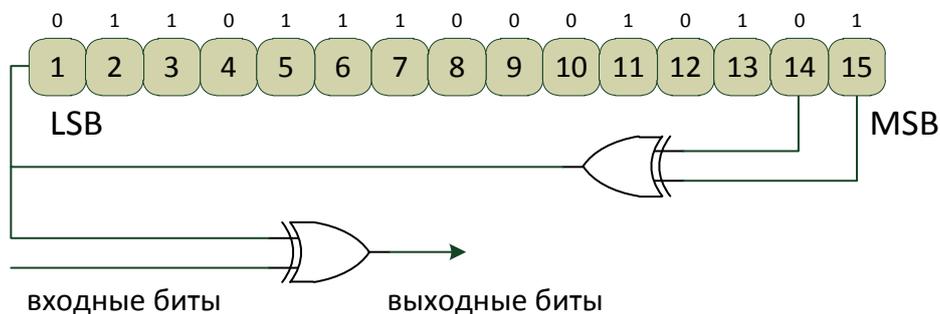
**Рис. 2.18. Канальные процедуры преобразования передаваемых битов**

После скремблирования передаваемые биты поступают в блок помехоустойчивого кодирования, далее символы канального алфавита подвергаются перемежению и/или кодированию повторением и поступают на вход модулятора. В модуляторе осуществляется отображение символов канального алфавита в комплексные модуляционные символы в соответствии с выбранной схемой манипуляции. После чего из полученных символов создаются логические подканалы (п. 2.3), и на заключительном шаге с использованием ОБПФ формируются отсчет передаваемого OFDMA-символа во временной области.

### 2.4.1. Скремблирование

Скремблирование — это сложение по модулю два передаваемых битов с элементами ПСП, которую формирует генератор ПСП с задающим

полиномом вида  $x^{15} + x^{14} + 1$  (рис. 2.19). Генератор ПСП инициализируется вектором 0b011011100010101.



**Рис. 2.19. Структура скремблера WiMAX**

Скремблирование осуществляется над всеми передаваемыми данными кроме сообщения FCH. Причем при скремблировании каждого блока данных, подлежащих помехоустойчивому кодированию, сдвигающий регистр скремблера инициализируется заново. Байты данных поступают на вход скремблера начиная со старшего значащего разряда.

Заметим, что скремблирование осуществляется только над информационными битами. Биты ПСП пилотных поднесущих скремблированию не подвергаются.

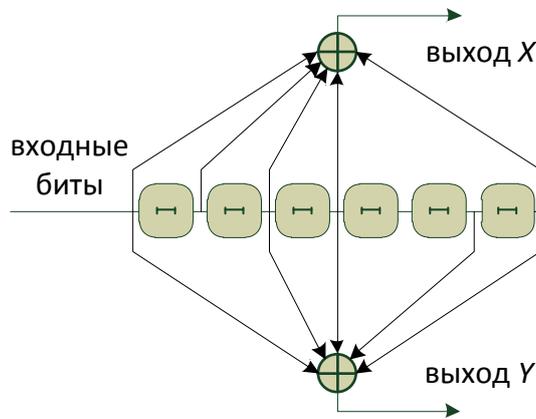
### 2.4.2. Помехоустойчивое кодирование

Для осуществления помехоустойчивого кодирования в стандартах IEEE 802.16e-2005, 2009 предусмотрено четыре схемы: сверточное кодирование (CC, Convolutional Coding), блочное турбокодирование (BTC, Block Turbo Coding), сверточное турбокодирование (CTC, Convolutional Turbo Coding) и кодирование с малой плотностью проверок на чётность (LDPC, Low Density Parity Check). Помехоустойчивое кодирование производится над блоками данных, размер которых определяется в зависимости от схемы кодирования, метода модуляции, количества повторений и других параметров.

#### Сверточное кодирование

В сетях WiMAX сверточный код с кодовым ограничением 7, представленный на рис. 2.20, является обязательным. Порождающие последовательности для данного кода (генераторы кода) имеют вид  $G_1 = 171_8$  для выхода  $X$  и  $G_2 = 133_8$  для выхода  $Y$ . Такая схема помехоустойчивого коди-

рования имеет название “стандартный код NASA”. Номинальная скорость кода  $R = 1/2$ , применение выкалывания позволяет также получить  $R = 2/3$  и  $R = 3/4$  (опционально для HARQ существует вариант с  $R = 5/6$ ).



**Рис. 2.20. Структурная схема сверточного кодера**

Скорость кода, представленного на рис. 2.20, равна  $R = 1/2$ . Для достижения более высоких скоростей кодирования применяется выкалывание. В табл. 2.8 представлены различные схемы выкалывания исходной последовательности канальных символов на выводах  $X$  и  $Y$  и способы их объединения на выходе.

Таблица 2.8

**Схемы выкалывания сверточного кода WiMAX**

Скорость	1/2	2/3	3/4
$X$	1	10	101
$Y$	1	11	110
$XY$	$X_1Y_1$	$X_1Y_1Y_2$	$X_1Y_1Y_2X_3$

В табл. 2.8 ‘1’ — означает, что данный бит поступает на выход кодера, а ‘0’ — данный бит удаляется.

При кодировании каждого блока информационных битов осуществляется инициализация сдвигающего регистра кодера последними шестью битами блока. Процедуры формирования блоков информационных битов для кодирования и выделения слотов для них представлены в табл. 2.9 и 2.10. В них приняты следующие условные обозначения:  $j$  — параметр, завися-

ший от способа манипуляции и скорости кодирования,  $n = \text{floor}(N_{slots}N_{STC}/(\text{repetition\_factor}R_{STC\_layers}))$ ,  $N_{slots}$  — количество выделенных слотов,  $R_{STC}$  — скорость пространственно-временного кода,  $\text{repetition\_factor}$  — количество повторений при кодировании повторением,  $R_{STC\_layers}$  — количество уровней с STC,  $k = \text{floor}(n/j)$ ,  $m = n \bmod j$ .

Таблица 2.9

### Правила объединения слотов

Количество слотов	Правило объединения слотов
$n \leq j$	Один блок из $n$ слотов
$n > j$	if ( $n \bmod j = 0$ ) $k$ блоков по $j$ слотов else $(k - 1)$ блоков по $j$ слотов, один по $\text{ceil}((m + j)/2)$ слотов и один блок по $\text{floor}((m + j)/2)$ слотов

Таблица 2.10

### Значения параметра $j$ для различных способов манипуляции и скоростей сверточного кода

Вид манипуляции и скорость кода	Значение $j$
ФМ-4, 1/2	6
ФМ-4, 3/4	4
КАМ-16, 1/2	3
КАМ-16, 3/4	2
КАМ-64, 1/2	2
КАМ-64, 2/3	1
КАМ-64, 3/4	1

### Блочное турбокодирование

В схеме ВТС кодируемый блок данных представляется в форме двумерной матрицы, сначала осуществляется кодирование ее строк, после чего в конец каждой добавляется бит проверки четности, затем следует кодирование столбцов с добавлением таких же битов. Таким образом, осу-

шествуются двумерное расширенное Хэммингово кодирование. В зависимости от размера исходного блока данных генератор кодера описывается полиномом  $x^4 + x^1 + 1$ ,  $x^5 + x^2 + 1$  или  $x^6 + x^1 + 1$ . Возможные значения скорости кода равны:  $R = 1/2$ ,  $2/3$  и  $3/4$ .

### **Сверточное турбокодирование**

Необязательным, но рекомендуемым к применению, в системах WiMAX является параллельный двойной бинарный сверточный турбокод. Схема определяемого стандартом IEEE 802.16e-2005, 2009 сверточного турбокодера представлена на рис. 2.21. В образующем кодере используется двойной бинарный циклический рекурсивный систематический сверточный код. Внутренние связи в этом кодере описываются следующим образом:

- для ветви обратной связи:  $x^3 + x^1 + 1$ ;
- для выхода  $Y$ :  $x^3 + x^2 + 1$ ;
- для выхода  $W$ :  $x^3 + 1$ .

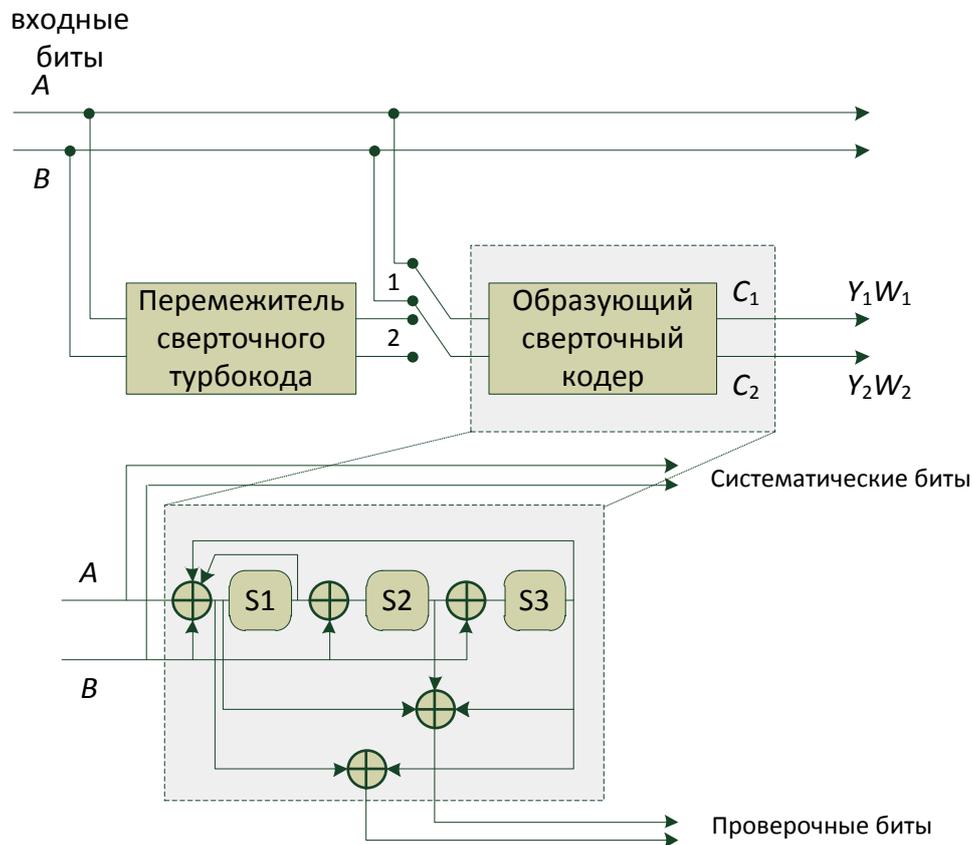
На вход турбокодера поступают последовательности битов длиной  $k$  ( $N$  пар,  $8 \leq N/4 \leq 1024$ ). Биты последовательностей делятся на четные и нечетные, которые поступают на входы  $A$  и  $B$  соответственно. На первом этапе образующий сверточный кодер переводится в состояние  $S_{c1}$  (см табл. 2.11), после чего осуществляется кодирование исходной последовательности без предварительного перемежения, при этом на выходах формируются подблоки канальных символов  $Y_1$  и  $W_1$ . Затем образующий сверточный кодер переводится в состояние  $S_{c2}$  и исходная последовательность битов кодируется еще раз, но с применением внутреннего перемежителя, при этом на выходах кодера формируются подблоки  $Y_2$  и  $W_2$ . Результатом работы кодера является последовательность:  $A, B, Y_1, Y_2, W_1, W_2$ , где  $A, B$  — систематическая часть кодового слова. Таким образом, скорость кода  $R = 1/3$ .

Состояния  $S_{c1}$  и  $S_{c2}$  находятся из табл. 2.11 по следующему алгоритму.

1. Перевести кодер в состояние 0. Закодировать исходную последовательность без перемежения для нахождения состояния  $S_{c1}$  и с перемежением для нахождения состояния  $S_{c2}$ . В обоих случаях кодер окажется в некотором состоянии  $S_{0_{N-1}}$ , где  $N$  — количество пар битов в исходной последовательности.

2. Исходя из значения  $N$  по табл. 2.11 определить состояния  $S_{c1}$  и  $S_{c2}$ .

Каждое состояние  $S$  рассчитывается по формуле  $S = 4s_1 + 2s_2 + s_3$ , где  $s_i, i = 1, 2, 3$  — значения битов, находящихся на соответствующих позициях в сдвигающем регистре образующего сверточного кодера на рис. 2.21.



**Рис. 2.21. Схема сверточного турбокодера WiMAX**

В состав сверточного турбокода WiMAX входит внутренний перемежитель, который осуществляет перемежение входных битов в два шага:

1. Пусть на входе кодера имеем последовательность  $u_0 = \{(A_0, B_0), (A_1, B_1), \dots, (A_{N-1}, B_{N-1})\}$ . Тогда на первом этапе перемежителя элементы всех нечетных пар из последовательности  $u_0$  меняются местами:

$$\text{if } (i \bmod 2) \text{ then } (A_i, B_i) \rightarrow (B_i, A_i).$$

На выходе имеем последовательность  $u_1 = \{(A_0, B_0), (B_1, A_1), \dots, (B_{N-1}, A_{N-1})\}$ .

2. На втором шаге определяется последовательность целых чисел  $P(j)$ , в соответствии с которой меняются индексы пар в последовательности  $u_1$ . При этом формируется последовательность пар чисел  $u_2$  такая, что  $u_2(j) = u_1(P(j))$ . Эта последовательность и поступает на вход образующего

сверточного кодера. Последовательность  $P(j)$  формируется следующим образом:

```

for   j = 0, 1, ..., (N - 1)
  switch (j mod 4):
    case 0: P(j) = (P0j + 1) mod N
    case 1: P(j) = (P0j + 1 + N/2 + P1) mod N
    case 2: P(j) = (P0j + 1 + P2) mod N
    case 3: P(j) = (P0j + 1 + N/2 + P3) mod N
  end
end

```

При использовании сверточного турбокода стандартный перемежитель (п. 2.4.3) не применяется.

Таблица 2.11

**Нахождение исходных состояний для образующего сверточного кодера**

$N \bmod 7$	$S_{0_{N-1}}$							
	0	1	2	3	4	5	6	7
1	0	6	4	2	7	1	3	5
2	0	3	7	4	5	6	2	1
3	0	5	3	6	2	7	1	4
4	0	4	1	5	6	2	7	3
5	0	2	5	7	1	4	4	6
6	0	7	6	1	3	3	5	2

Таблица 2.12

**Параметры внутреннего перемежителя WiMAX**

Вид манипуляции	Размер блока входных битов, байт	Размер блока канальных символов, байт	Скорость кода	$N$	$P_0$	$P_1$	$P_2$	$P_3$
ФМ-4	6	12	1/2	24	5	0	0	0
ФМ-4	12	24	1/2	48	13	24	0	24
ФМ-4	18	36	1/2	72	11	6	0	6
ФМ-4	24	48	1/2	96	7	48	24	72
ФМ-4	30	60	1/2	120	13	60	0	60

Вид ма- нипу- ляции	Размер блока входных би- тов, байт	Размер блока канальных сим- волов, байт	Ско- рость кода	$N$	$P_0$	$P_1$	$P_2$	$P_3$
ФМ-4	36	72	1/2	144	17	74	72	2
ФМ-4	48	96	1/2	192	11	96	48	144
ФМ-4	54	108	1/2	216	13	108	0	108
ФМ-4	60	120	1/2	240	13	120	60	180
ФМ-4	9	12	3/4	36	11	18	0	8
ФМ-4	18	24	3/4	72	11	6	0	6
ФМ-4	27	36	3/4	108	11	54	56	2
ФМ-4	36	48	3/4	144	17	74	72	2
ФМ-4	45	60	3/4	180	11	90	0	90
ФМ-4	54	72	3/4	216	13	108	0	108
КАМ-16	12	24	1/2	48	13	24	0	24
КАМ-16	24	48	1/2	96	7	48	24	72
КАМ-16	36	72	1/2	144	17	74	72	2
КАМ-16	48	96	1/2	192	11	96	48	144
КАМ-16	60	120	1/2	240	13	120	60	180
КАМ-16	18	24	3/4	72	11	6	0	6
КАМ-16	36	48	3/4	144	17	74	72	2
КАМ-16	54	72	3/4	216	13	108	0	108
КАМ-64	18	36	1/2	72	11	6	0	6
КАМ-64	36	72	1/2	144	17	74	72	2
КАМ-64	54	108	1/2	216	13	108	0	108
КАМ-16	24	36	2/3	96	7	48	24	72
КАМ-16	48	72	2/3	192	11	96	48	144
КАМ-16	27	36	3/4	108	11	54	56	2
КАМ-64	54	72	3/4	216	13	108	0	108
КАМ-64	30	36	5/6	120	13	60	0	60
КАМ-64	60	72	5/6	240	13	120	60	180

Так же, как и в случае обязательного сверточного кодирования, размер блока данных, который поступает на вход турбокодера зависит от вида манипуляции и количества выделенных на передачу слотов. Процедуры формирования блоков информационных битов для кодирования и выделения слотов для них представлены в табл. 2.13 и 2.14. В них приняты сле-

дующие условные обозначения:  $j$  — параметр, зависящий от способа манипуляции и скорости кодирования,  $n = \text{floor}(N_{slots} N_{STC} / (\text{repetition\_factor} \times R_{STC\_layers}))$ ,  $N_{slots}$  — количество выделенных слотов,  $R_{STC}$  — скорость пространственно-временного кода,  $\text{repetition\_factor}$  — количество повторений при кодировании повторением,  $R_{STC\_layers}$  — количество уровней с STC,  $k = \text{floor}(n/j)$ ,  $m = n \bmod j$ .

Таблица 2.13

**Правила объединения слотов**

Количество слотов	Правило объединения слотов
$n \leq j$ $n \neq 7$	Один блок из $n$ слотов
$n \leq j$ и $n = j$	Один блок из четырех слотов и один блок из трех слотов
$n > j$	if ( $n \bmod j = 0$ ) $k$ блоков по $j$ слотов else ( $k - 1$ ) блоков по $j$ слотов, один блок по $L_{b1}$ слотов и один блок по $L_{b2}$ слотов, где $L_{b1} = \text{ceil}((m + j) / 2)$ , $L_{b2} = \text{floor}((m + j) / 2)$ , if ( $L_{b1} = 7$ ) or ( $L_{b2} = 7$ ) $L_{b1} = L_{b1} + 1$ ; $L_{b2} = L_{b2} - 1$

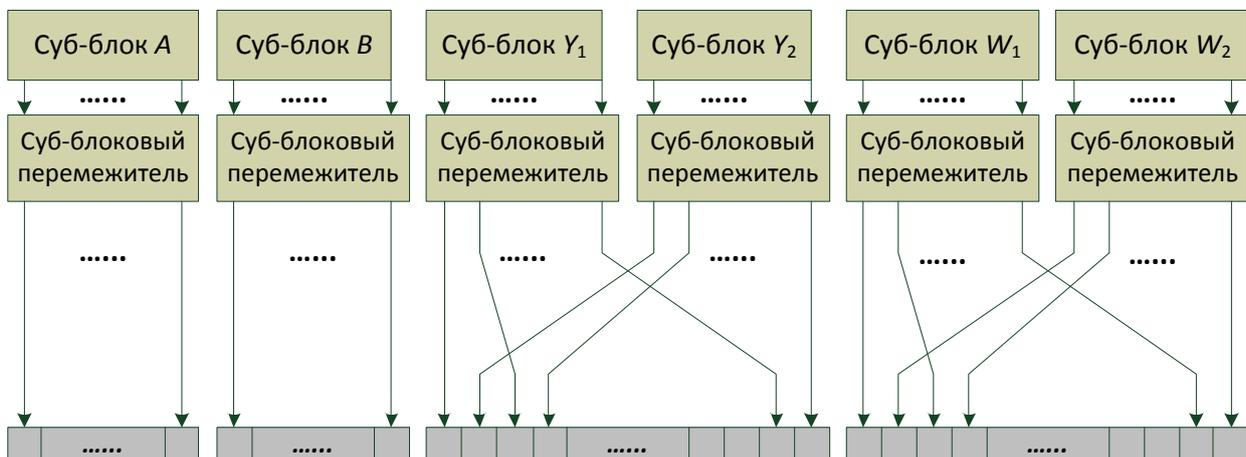
После того, как на выходе турбокодера сформирована последовательность битов  $\{A, B, Y_1, Y_2, W_1, W_2\}$ , из указанной последовательности формируются новые пакеты канальных символов с различными скоростями кодирования (выкалывание). Формирование указанных пакетов представляет собой комплексную процедуру из дополнительного блокового перемежения битов подблоков  $A, B, Y_1, Y_2, W_1, W_2$  и собственно процедуры выкалывания.

Таблица 2.14

**Значения параметра  $j$  для различных способов манипуляции и скоростей сверточного кода**

Вид манипуляции и скорость кода	Значение $j$
ФМ-4, 1/2	10
ФМ-4, 3/4	6
КАМ-16, 1/2	5
КАМ-16, 3/4	3
КАМ-64, 1/2	3
КАМ-64, 2/3	2
КАМ-64, 3/4	2
КАМ-64, 5/6	2

Последовательность битов из каждого подблока  $A$ ,  $B$ ,  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $W_1$ ,  $W_2$  поступает на специальный подблоковый перемежитель в соответствии со структурной схемой, представленной на рис. 2.22. Заметим, что в выходной последовательности биты подблоков  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $W_1$ ,  $W_2$  группируются последовательно по одному биту для каждой пары  $Y_1$ ,  $Y_2$  и  $W_1$ ,  $W_2$ .



**Рис. 2.22. Структурная схема блочного перемежителя сверточного турбокода WiMAX**

Алгоритм работы подблокового перемежителя выглядит следующим образом.

1. Определить значения параметров  $m$  и  $J$  из табл. 2.15.

2. Установить  $i, k = 0$ .

3. Сформировать временный выходной индекс по формуле

$$T_k = 2^m(k \bmod J) + BRO_m(\text{floor}(k/J)),$$

где  $BRO_m(y)$  — десятичное число, полученное из битов двоичного  $m$ -разрядного представления числа  $y$ , взятых в обратном порядке.  $BRO_m(6) = 3$ .

4. Сформировать окончательный выходной индекс в соответствии с правилом:

```
if  $T_k < N$ 
     $AD_i = T_k$ ;
     $k = k + 1$ ;
     $i = i + 1$ ;
else
     $k = k + 1$ ;
end
```

5. Повторять шаги 3 и 4 до тех пор, пока не будет сформирована полная последовательность  $AD_i$  для  $i = 0, 1, 2, \dots, (N - 1)$ .

Напомним, что параметр в данном пункте обозначает количество пар битов, поступающих на вход сверточного турбокодера.

На заключительной стадии формирования последовательности канальных символов на выходе сверточного турбокодера осуществляется процедура выкалывания.

Пусть  $N_{EP}$  — количество битов в блоке данных до кодирования,  $N_{SCH}$  — количество слотов выделенных для передачи данных в соответствии с табл. 2.13,  $m$  — количество двоичных символов, передаваемых модулятором за один тактовый интервал ( $m = 2$  для ФМ-4,  $m = 4$  для КАМ-16 и  $m = 6$  для КАМ-64). Пусть также элементы последовательности  $u_3$ , поступающей с выхода блокового перемежителя, пронумерованы начиная с нуля. Тогда на выход турбокодера передаются только биты последовательности  $u_3$ , индекс которых равен  $S_i = i \bmod (3N_{EP})$ ,  $i = 0, 1, \dots, (48 N_{SCH} m - 1)$ .

Заметим, что при таком способе выкалывания, в выходных символах всегда присутствуют биты подблоков  $A, B, Y_1$  и  $Y_2$ , а биты подблоков  $W_1$  и  $W_2$  на выход не поступают. Они используются только в случае применения IR HARQ.

Таблица 2.15

**Параметры подблокового перемежителя**

Размер блока $N_{EP}$ , битов	$N$	Параметры перемежителя	
		$m$	$J$
48	24	3	3
72	36	4	3
96	48	4	3
144	72	5	3
192	96	5	3
216	108	5	4
240	120	6	2
288	144	6	3
360	180	6	3
384	192	6	3
432	216	6	4
480	240	7	2

**Кодирование с малой плотностью проверок на чётность**

Каждый код с малой плотностью проверок на чётность в стандарте IEEE 802.16e-2005, 2009 определен как совокупность фундаментальных LDPC кодов (систематических линейных блочных кодов). LDPC код описывается матрицей  $H$ . Матрица имеет размерность  $m \times n$ , где  $m$  — количество проверочных битов, а  $n$  — длина кодового слова. Таким образом, число систематических битов равно  $k = n - m$ .  $H$ -матрицу можно представить в виде:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix}
 \mathbf{P}_{0,0} & \mathbf{P}_{0,1} & \mathbf{P}_{0,2} & \dots & \mathbf{P}_{0,n_b-2} & \mathbf{P}_{0,n_b-1} \\
 \mathbf{P}_{1,0} & \mathbf{P}_{1,1} & \mathbf{P}_{1,2} & \dots & \mathbf{P}_{1,n_b-2} & \mathbf{P}_{1,n_b-1} \\
 \mathbf{P}_{2,0} & \mathbf{P}_{2,1} & \mathbf{P}_{2,2} & \dots & \mathbf{P}_{2,n_b-2} & \mathbf{P}_{0,n_b-1} \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 \mathbf{P}_{m_b-1,0} & \mathbf{P}_{m_b-1,1} & \mathbf{P}_{m_b-1,2} & \dots & \mathbf{P}_{m_b-1,n_b-2} & \mathbf{P}_{m_b-1,n_b-1}
 \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{H_b}$$

где  $P_{i,j}$  — перестановочная матрица размерности  $z \times z$ ,  $n = zn_b$ ,  $m = zm_b$ . В зависимости от метода модуляции и размера входного блока скорость LDPC-кодирования может составлять 1/2, 2/3, 3/4 и 5/6.

### 2.4.3. Перемежение

После осуществления скремблирования и помехоустойчивого кодирования, над битами каждого блока должно быть выполнено двухэтапное перемежение. Первый этап гарантирует, что соседние в исходной последовательности биты будут распределены не в соседние поднесущие. Вторым этапом обеспечивается распределение соседних битов или в наиболее, или в наименее значимые биты сигнального созвездия, что предотвратит длительные последовательности наименее надежных битов.

Пусть  $N_{cpc}$  — количество двоичных символов, передаваемых модулятором за один тактовый интервал ( $N_{cpc} = 2$  для ФМ-4,  $N_{cpc} = 4$  для КАМ-16 и  $N_{cpc} = 6$  для КАМ-64),  $N_{cbps}$  — размер передаваемого блока канальных символов,  $s = N_{cpc}/2$ ,  $k$  — индекс двоичного символа в передаваемом блоке канальных символов до первого этапа перемежения,  $m_k$  — после первого этапа и  $j_k$  — после второго этапа (перед поступлением на вход модулятора), также определим параметр  $d = 16$ . Тогда первый этап перемежения должен выполняться по формуле (2.11):

$$m_k = [(N_{cbps}/d)k \bmod d] + \text{floor}(k/d), k = 0, 1, \dots, (N_{cbps} - 1), \quad (2.11)$$

а второй этап перемежения — по формуле (2.12):

$$j_k = s \text{ floor}(m_k/s) + [m_k + N_{cbps} - \text{floor}(dm_k/N_{cbps})] \bmod s, k = 0, 1, \dots, (N_{cbps} - 1). \quad (2.12)$$

Деперемежение так же выполняется в два этапа. Пусть  $N_{cbps}$  — размер принятого блока канальных символов,  $j$  — индекс двоичного символа в принятом блоке канальных символов до первого этапа деперемежения,  $m_j$  — после первого этапа и  $k_j$  — после второго этапа (перед поступлением на вход декодера). Тогда первый этап деперемежения должен выполняться по формуле (2.13):

$$m_j = s \text{ floor}(j/s) + [j + \text{floor}(dj/N_{cbps})] \bmod s, k = 0, 1, \dots, (N_{cbps} - 1), \quad (2.13)$$

а второй этап деперемежения — по формуле (2.14):

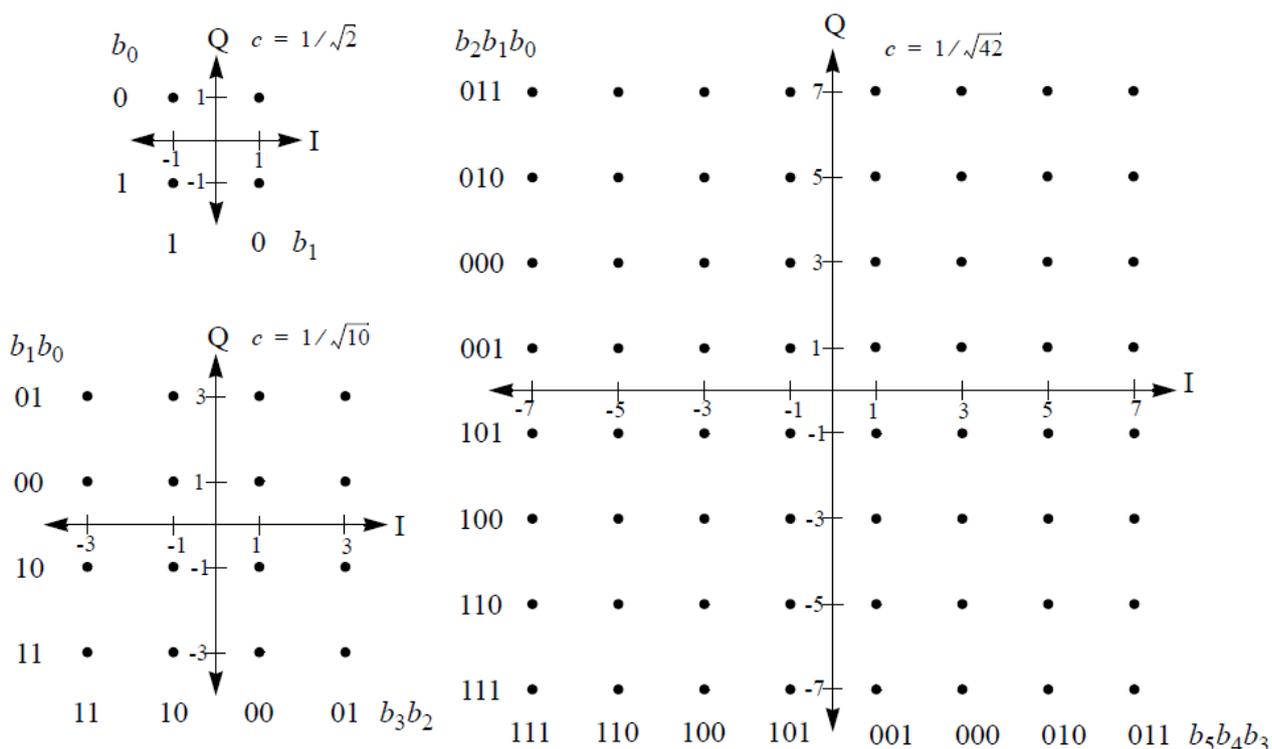
$$k_j = dm_j - (N_{cbps} - 1)\text{floor}(dm_j/N_{cbps}), k = 0, 1, \dots, (N_{cbps} - 1). \quad (2.14)$$

### 2.4.4. Манипуляция

В системах БШД используют сигналы как двоичной (ФМ-2), так и многопозиционной (ФМ-4, КАМ-16, КАМ-64 и т. п.) модуляции. Сигналы многопозиционной фазовой модуляции (МФМ) характеризуются высокой частотной эффективностью, однако при этом вследствие уменьшения ев-

клицевых расстояний между сигнальными точками существенно снижается помехоустойчивость приема, что при фиксированной вероятности ошибки эквивалентно ухудшению энергетической эффективности. Сигналы КАМ являются некоторым компромиссом, выигрывая у МФМ по энергетической эффективности, но уступая по спектральной, что может компенсироваться применением помехоустойчивого кода. По этой причине в сетях WiMAX IEEE 802.16e-2005, 2009 применяются методы модуляции ФМ-2 (только для пилотных поднесущих), ФМ-4, КАМ-16 и КАМ-64.

Стандарт IEEE 802.16e-2005, 2009 определяет следующие методы модуляции информационных поднесущих: ФМ-4, КАМ-16 и КАМ-64. При отображении бит на сигнальную плоскость применяется манипуляционный код Грея. Соответствующие сигнальные созвездия представлены на рис. 2.23. Сигнальные точки должны быть нормированы делением на коэффициент  $c$  для обеспечения постоянной средней мощности.



**Рис. 2.23. Сигнальные созвездия, соответствующие методам модуляции ФМ-4, КАМ-16 и КАМ-64, IEEE 802.16e-2005**

Обязательными для реализации в оборудовании WiMAX являются схемы манипуляции ФМ-4 и КАМ-16, схема КАМ-64 не является обяза-

тельной. Напомним, что после модуляции последовательность полученных сигнальных точек домножается на последовательность из +1 и -1, полученную из сдвигающего регистра на рис. 2.14.

В нисходящем канале, амплитуда неиспользуемых информационных поднесущих равна нулю.

#### **2.4.5. Кодирование повторением**

Кодирование повторением позволяет повысить энергетическую эффективность тех частей символа, в которых это является необходимым, и где применение вычислительно сложных кодов с высокой исправляющей способностью (BTC, CTC, LDPC) невозможно или нежелательно (например, в заголовках информационного пакета).

В сетях WiMAX применяется двух-, четырех- и шестикратное повторение. В восходящем канале при  $Q$ -кратном повторении для передачи выделяется в  $R$  раз больше слотов, чем в случае отсутствия повторения. В нисходящем канале количество выделяемых слотов может изменяться в пределах  $[Q \times W; Q \times W + (Q - 1)]$ , где  $W$  – количество слотов, необходимых для передачи данных без применения повторения.

#### **2.4.6. Поддержка HARQ**

В технологии WiMAX реализованы два основных механизма автоматического запроса на повторную передачу в случае ошибки. В рамках механизма ARQ (Automatic Repeat Request) осуществляется выборочное повторение передачи только поврежденных и пропущенных пакетов. При этом передатчик должен хранить определенное их число в буфере. Тем не менее, данный метод ретрансляции наиболее экономичен в отношении канальных ресурсов.

Однако основным в стандартах IEEE 802.16e-2005 и 2009 стал метод гибридного ARQ или HARQ (Hybrid ARQ). При этом каждый пакет, переданный БС, требует подтверждения от АС по служебному обратному каналу. Такая опция может назначаться только некоторым или всем соединениям определенной АС.

Если АС сообщает об ошибке, или подтверждение успешного приема не получено в установленный срок, то БС приступает к повторной передаче. Существует два альтернативных режима HARQ: передача с увеличи-

вающейся избыточностью (Incremental Redundancy, IR) и с последующим комбинированием (Chase Combining, CC). Суть режима IR в том, что для каждого исходного пакета в канальном кодере формируется до четырех так называемых подпакетов, каждый со своим идентификатором SPID. Если произошел сбой, то повторно транслируется тот же подпакет с другим SPID, т. е. с иными параметрами кодера. Режим CC в случае ошибки предполагает повторную трансляцию одного и того же кодированного пакета. При этом в приемном буфере АС собираются мягкие решения (LLR) с выхода демодулятора для всех пакетов, принятых с ошибками. После ретрансляции новые LLR складываются со старыми, при этом вероятность ошибки на бит снижается.

### 2.4.7. Сводные данные по процедурам модуляции и кодирования

В табл. 2.15 представлены типичные параметры физического уровня в сетях WiMAX.

Таблица 2.15

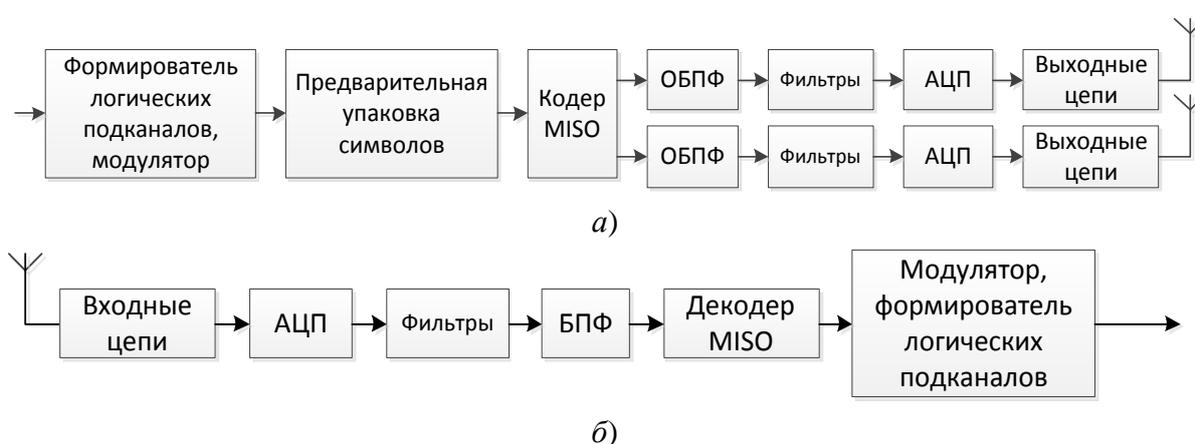
**Типовые параметры физического уровня сетей WiMAX**

Характеристика	Значение
Скремблер	$x^{15} + x^{14} + 1$
Двухэтапный перемежитель и деперемежитель	<p>Перемежитель:</p> $m_k = [(N_{cbps}/d)k \bmod d] + \text{floor}(k/d), k = 0, 1, \dots, (N_{cbps} - 1),$ $j_k = s \text{ floor}(m_k/s) + [m_k + N_{cbps} - \text{floor}(dm_k/N_{cbps})] \bmod s, k = 0, 1, \dots, (N_{cbps} - 1)$ <p>Деперемежитель:</p> $m_j = s \text{ floor}(j/s) + [j + \text{floor}(dj/N_{cbps})] \bmod s, k = 0, 1, \dots, (N_{cbps} - 1),$ $k_j = dm_j - (N_{cbps} - 1)\text{floor}(dm_j/N_{cbps}), k = 0, 1, \dots, (N_{cbps} - 1)$
Помехоустойчивое кодирование	Сверточное (171, 133), сверточное или блочное турбокодирование, LDPC
Скорости кодирования	1/2, 2/3, 3/4, 5/6

Характеристика	Значение
Кодирование повторением	1, 2, 4, 6 повторений
Методы манипуляции	ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16, КАМ-64, манипуляционный код Грея
Размерность преобразования Фурье	1024
Количество используемых поднесущих	840 в зоне PUSC

## 2.5. Поддержка многоантенных систем

Стандарты беспроводных сетей связи городского масштаба IEEE 802.16e-2005, 2009 являются первыми в своем роде стандартами, в которых описано применение простейших схем пространственно-временного кодирования и/или пространственного уплотнения. На БС возможно использование на передачу и прием одной, двух и четырех антенн в одном секторе, на АС обычно — одна антенна. Таким образом, возможны схемы MISO с двумя или четырьмя передающими и одной принимающей антенной. В настоящем пособии основное внимание уделяется схеме MISO 2×1 и пространственно-временным кодированием по методу Аламоути в нисходящем канале и пространственному уплотнению сигналов АС в восходящем канале.



**Рис. 2.24. Структура передатчика а) и приемника б) WiMAX с поддержкой MISO 2×1**

На рис. 2.24 изображены структурные схемы передатчика и приемника WiMAX с поддержкой многоантенных систем в режиме MISO 2×1. Заметим, что на передающей стороне присутствует два независимых тракта, включающих ОБПФ, фильтры, АЦП, различные выходные цепи и антенно-фидерное устройство, тем не менее, оба тракта тактируются от общего источника колебаний.

### 2.5.1. MISO в нисходящем канале

В сетях WiMAX в нисходящем канале связи основной схемой MIMO является схема STC MIMO-кодирования сигналов 2×1 по методу Аламоути. Принцип кодирования по Аламоути состоит в том, что комплексные модуляционные символы, соответствующие передаваемым данным, разбиваются на нечетные и четные. На протяжении интервала длительности нечетного символа антенна 1 будет излучать на каждой поднесущей сигнал  $x_i$ , в то время как антенна 2 — сигнал  $x_{i+1}$ . Во временном интервале, соответствующем четному символу, антенна 1 передает сигнал  $-x_{i+1}^*$ , а антенна 2 — сигнал  $x_i^*$ . При этом кодовая матрица, обозначаемая в стандартах IEEE 802.16e-2005, 2009 символом  $A$ , имеет вид:

$$A = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Матрица коэффициентов передачи канала для схемы Аламоути вырождается в строку:  $\mathbf{H} = [h_1, h_2]$ .

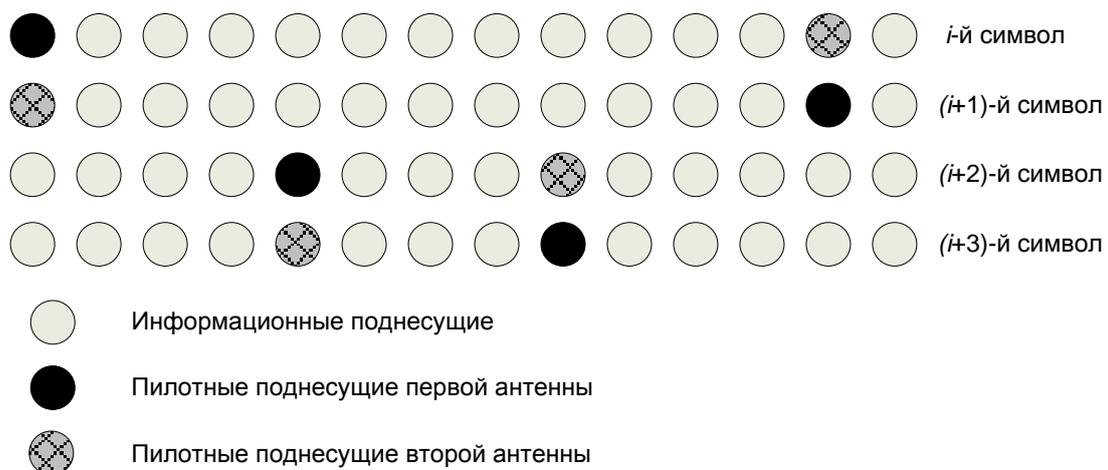
Физический смысл таких манипуляций заключается в том, что если в первом интервале времени сигналы поднесущей были синфазны, то во втором они будут в противофазе и наоборот. Если же фазы сигналов в первом интервале ортогональны, то они такими останутся и во втором, с той лишь разницей, что опережение фазы излучения поочередно будет возникать то на первой, то на второй антенне. При использовании схемы Аламоути для приема достаточно одной антенны и пары временных отсчетов  $r_1$  и  $r_2$ , которые на эту антенну поступают за два последовательных тактовых интервала:

$$\begin{cases} r_1 = h_1 x_i + h_2 x_{i+1} \\ r_2 = -h_1 x_{i+1}^* + h_2 x_i^* \end{cases}. \quad (2.16)$$

Для оценки коэффициентов передачи канала от первой и второй антенн на поднесущей, для которой проводится декодирование, применяются пилотные поднесущие. Порядок расположения пилотных поднесущих определяется в стандарте IEEE 802.16e-2005, 2009 отдельно для каждой зоны так же, как и в случае передачи с одной антенны. В зоне PUSC нисходящего канала с пространственно временным кодированием на две антенны пилотные поднесущие назначаются для физических кластеров, причем расположение этих поднесущих различно для четырех последовательных символов (рис. 2.25). На позициях пилотных поднесущих, выделенных для другой антенны, ничего не передается. Из рис. 2.25 видно, что в зоне PUSC с пространственно-временным кодированием на одну антенну приходится в два раза меньше пилотных поднесущих по сравнению со случаем отсутствия такого кодирования.

По известным значениям коэффициентов передачи канала связи от каждой из антенн декодирование пары переданных символов осуществляется по формуле (2.17):

$$\begin{cases} x_i = \frac{r_1 h_1^* + r_2^* h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \\ x_{i+1} = \frac{r_1 h_2^* - r_2^* h_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \end{cases} \quad (2.17)$$



**Рис. 2.25. Распределение пилотных поднесущих в схеме MISO 2×1 в кластерах четырех последовательных OFDMA-символов при пространственно-временном кодировании по методу Аламоути**

При приеме OFDMA-символов зоны PUSC с пространственно-временным кодированием реализуются такие же процедуры формирования логических подканалов, которые были описаны в п. 2.3.1. Но до этапа формирования полканалов необходимо определить коэффициенты передачи канала от каждой из антенн и выполнить декодирование кода Аламути. При этом из-за особенностей размещения пилотных поднесущих, приемнику может потребоваться обрабатывать сразу по 4 OFDMA-символа (в зависимости от алгоритма оценки и интерполяции коэффициентов передачи — см. п. 2.6.2), которые разбиваются на две смежные пары и проходят процедуру STC-декодирования параллельно.

### **2.5.2. Пространственное уплотнение сигналов в восходящем канале**

В восходящем канале связи сетей WiMAX IEEE 802.16e-2005, 2009 применяется схема пространственного уплотнения сигналов от AC SDMA (Spatial Division Multiple Access). При этом две AC, расположенные на достаточно большом расстоянии друг от друга, могут осуществлять передачу данных, используя одни и те же ЧВР не интерферируя друг с другом. В данном случае минимальной единицей ЧВР, которая может назначаться каждой станции независимо, как и в п. 2.3.2, является тайл. Приемная сторона отличает тайлы различных передающих станций благодаря распределению пилотных поднесущих тайла между этими станциями (рис. 2.26).

Назначение ЧВР восходящего канала при использовании схемы SDMA производится в служебном сообщении MAC-уровня UL-MAP. Однако при этом ресурсы для каждой AC выделяются как совокупность слотов. В то же время, уже на первых этапах обработки записей подкадров восходящего канала необходимо определить, применялась ли при передаче данного физического тайла схема SDMA. Эта информация является необходимой для выбора обрабатывающего эквалайзера и последующего распределения данных.



Каждый кадр в сетях стандарта IEEE 802.16e-2005, 2009 в режиме WirelessMAN-OFDMA начинается с преамбулы, за которой следуют пакеты данных от БС к АС и пакеты данных от АС к БС.

Преамбула представляет собой один OFDMA-символ (рис. 2.10). Формирование преамбулы осуществляется следующим образом.

1. В частотной области в соответствии с номером используемого сегмента (0, 1 или 2) выбирается одно из трех подмножеств поднесущих для формирования преамбул. Во всех случаях используется только каждая третья поднесущая. Отличие множеств заключается в начальном смещении. Оно может быть равно одной поднесущей, двум или отсутствовать и численно равно номеру используемого сегмента. 86 поднесущих слева и 86 справа диапазона занимаемых частот составляют защитный интервал в символе преамбулы (в информационных символах величина защитного интервала другая). Центральная поднесущая не используется.

2. Выбранные 284 поднесущие модулируются битами одной из ПСП, которые определены в стандарте. Вид модуляции — ФМ-2 (BPSK). Указанные ПСП формируются на основе функций Уолша и представляют собой ортогонализированные ПСП с хорошими автокорреляционными и плохими взаимокорреляционными свойствами (максимальный коэффициент взаимной корреляции равен 0,12). Амплитуда неиспользуемых поднесущих равна нулю.

3. Полученные 1024 точки в частотной области с помощью ОБПФ преобразуются во временную область.

4. Перед полученными комплексными временными отсчетами вставляется циклический префикс.

Всего возможно 114 различных ПСП и, соответственно, преамбул (см. Приложение). Вследствие того, что преамбула в частотной области является вещественной, во временной — она сопряжено-симметрична относительно центрального отсчета.

В ходе поиска и анализа преамбулы сигналов WiMAX кадра канала вниз решаются следующие частные задачи.

1. Обнаружение преамбулы.
2. Точная частотная синхронизация.
3. Нахождение точного положения начала преамбулы (необязательно).
4. Определение номера сегмента.

## 5. Определение номера преамбулы и значения параметра IDcell.

После выполнения указанных процедур считается, что таковая синхронизация выполнена, и становится возможной демодуляция данных последующих OFDMA-символов кадра, в котором содержатся служебные поля FCH и DL-MAP. Правильное определение значения параметра IDcell является принципиально важным для последующей корректной обработки служебных данных и данных абонентов, так как в инициализирующие последовательности сдвигающих регистров перемежителя и скремблера и в формулы, описывающие процедуры формирования логических подканалов, входят биты параметра IDcell. Более того, для решения задач позиционирования мобильных абонентов в приемнике необходимо проводить совместную обработку смеси сигналов от различных базовых станций, определять уровни сигналов, системные параметры и параметры соединений, что возможно только на основе анализа номера сегмента, значения параметра IDcell и вида ПСП, передаваемой преамбулой.

Ниже представлено подробное описание этапов тактовой синхронизации.

1. Длина циклического префикса, используемого БС в данный момент времени, считается известной и равной  $1/8$  длительности OFDMA-символа. Ошибка в определении длины циклического префикса приведет к смещению отсчетов OFDMA-символов и возможной неправильной их обработке.

2. Задача обнаружения преамбулы состоит в принятии решения о том, присутствует ли преамбула в данный момент времени на входе приемника или нет. Данный этап является важнейшим в тактовой синхронизации в сетях WiMAX и требует тонкой настройки порогов в решающем устройстве.

3. В результате точной частотной синхронизации происходит устранение частотного сдвига в диапазоне от  $-1$  до  $1$  величины разноса между поднесущими (дробная часть сдвига) при этом помехи неортогональности уменьшаются (в идеальном случае — устраняются).

4. В зависимости от применяемого алгоритма обнаружения преамбулы величины порога принятия решения и помеховой обстановки ошибка в определении начала преамбулы может лежать в диапазоне от долей до десятков интервалов дискретизации. Ошибка в определении точного начала преамбулы приведет к линейному набегу фазы между поднесущими. Эту ошибку можно проигнорировать при использовании дифференциального

демодулятора для преамбулы, в противном случае необходимо определять точное начало преамбулы. Ошибка в несколько единиц интервала дискретизации не является критически важной при анализе только части ПСП (~20 бит) на поднесущих, близких к нулевой, так как набег фазы на этих поднесущих будет пренебрежимо мал.

5. После нахождения отсчетов преамбулы во временной области осуществляется их преобразование в частотную область с помощью БПФ и последующее нахождение номера используемого сегмента. В результате определяется номер сегмента и подмножество используемых частот (284 поднесущие, на которых передаются биты ПСП). Определение номера используемого сегмента удобно осуществлять по суммарной энергии поднесущих преамбулы.

6. На заключительном этапе осуществляется определение номера используемой в преамбуле ПСП. По нему определяется значение параметра  $ID_{cell}$  и корректируется номер сегмента.

Все алгоритмы тактовой синхронизации основаны на расчете коэффициентов корреляции различных участков преамбулы во временной или частотной области. Для обнаружения преамбулы можно использовать следующие свойства преамбулы:

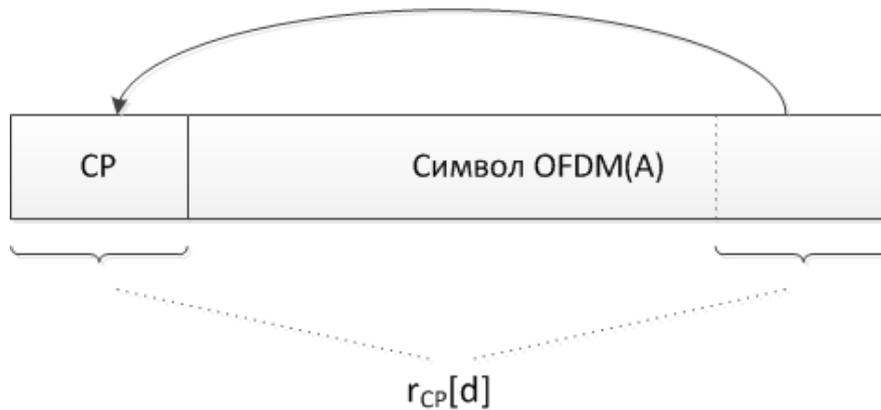
- наличие циклического префикса;
- симметричность относительно центрального отсчета;
- наличие трех “приблизительно” одинаковых участков во временной области (псевдопериодичность).

#### **Обнаружение по циклическому префиксу**

Расчет коэффициента корреляции по циклическому префиксу осуществляется по формуле (2.15):

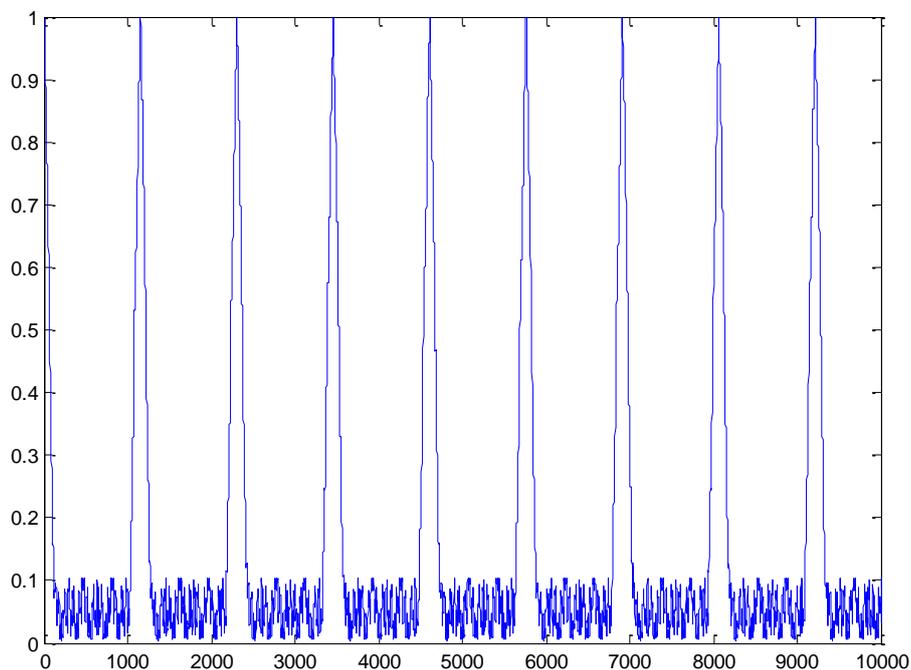
$$r_{CP}[d] = \left| \sum_{k=0}^{CP\_L-1} x[d+k]x^*[d+k+Nfft] \right|, \quad (2.15)$$

где  $x[d]$  —  $d$ -й отсчет входного сигнала на частоте дискретизации 11,2 МГц,  $Nfft$  — размерность БПФ (для WiMAX/Yota — 1024). Длина циклического префикса  $CP\_L$  в системе Yota равна 128 отсчетам.



**Рис. 2.24. Расчет коэффициента корреляции по циклическому префиксу**

При расчете по формуле (2.15) анализируются два участка сигнала длиной 128 отсчетов, разнесенные во времени на 1024 отсчета (рис. 2.24). На рис. 2.25. Представлена зависимость коэффициента корреляции по циклическому префиксу от порядкового номера отсчета при анализе последовательности OFDMA-символов.



**Рис. 2.25. Зависимость коэффициента корреляции по циклическому префиксу от порядкового номера отсчета при анализе последовательности OFDMA-символов**

### Обнаружение по половинам преамбулы (асимметричный алгоритм)

Расчет коэффициента корреляции между половинами преамбулы осуществляется по формуле (2.16):

$$r_{as}[d] = \left| \sum_{k=1}^{N_{fft}/2-1} x[d+k]x[d-k] \right|, \quad (2.16)$$

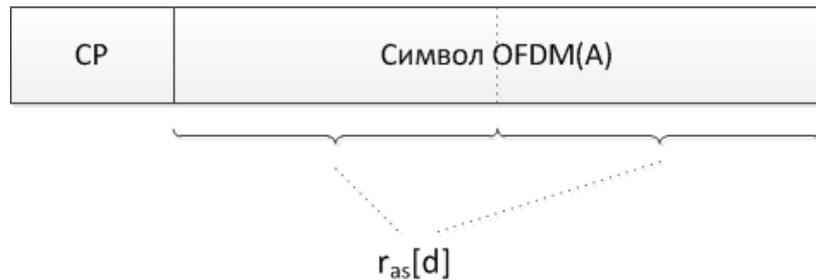


Рис. 2.26. Расчет коэффициента корреляции по половинам преамбулы

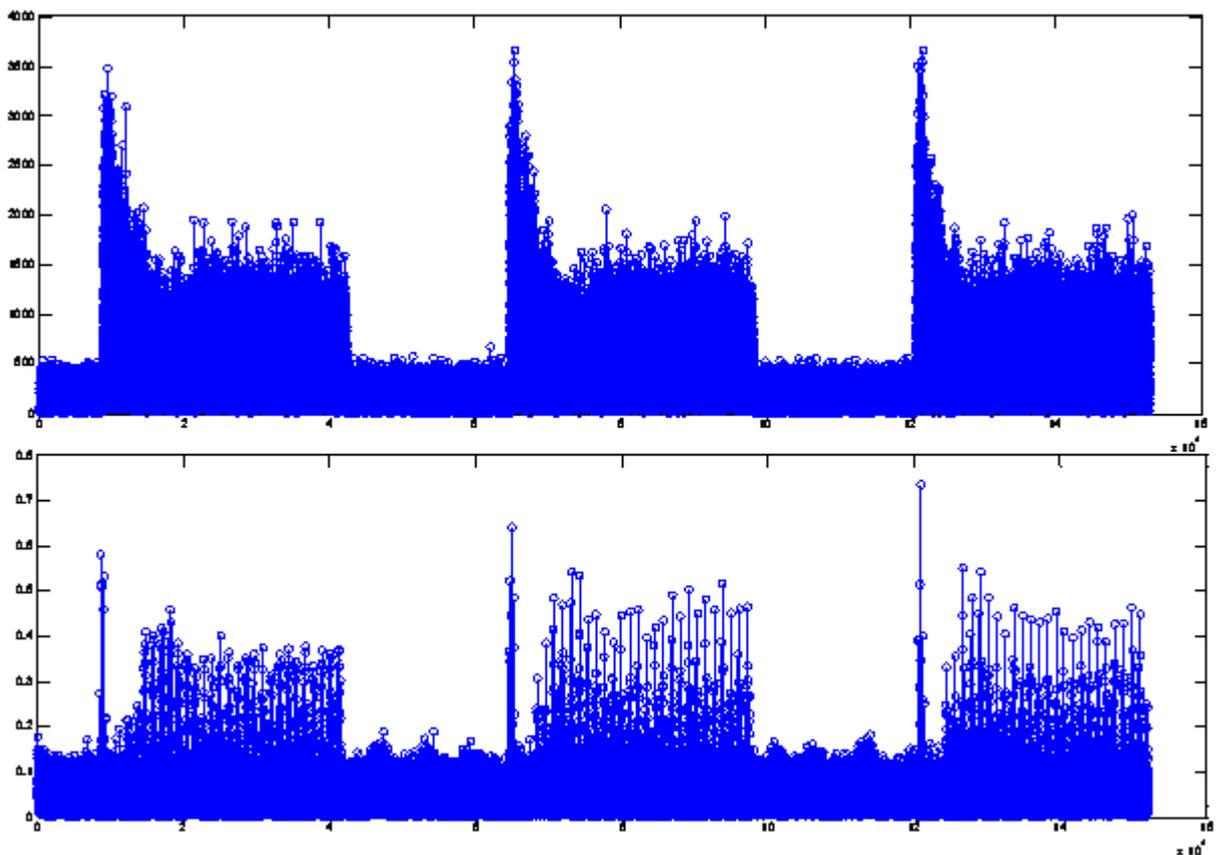


Рис. 2.27. Зависимость коэффициента корреляции по половинам преамбулы от порядкового номера отсчета при анализе записи реального сигнала.

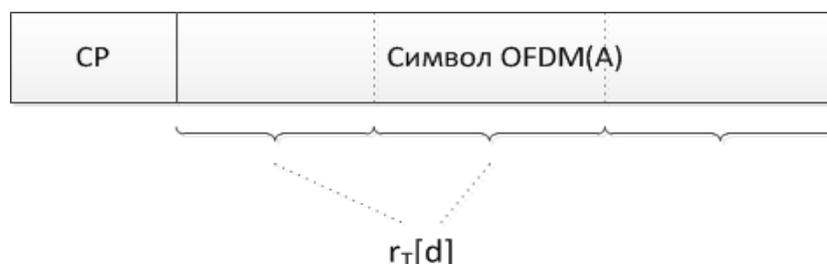
При расчете по формуле (2.16) анализируются два соседних участка сигнала длиной 511 отсчетов (рис. 2.26). При этом используется свойство вещественности преамбулы в частотной области. Первый и 513-й отсчеты не учитываются при анализе, так как они не имеют пары для симметрии. Возможна модификация данного алгоритма, в которой аналогичным образом анализируется циклический префикс преамбулы и ее первые 128 отсчетов.

На рис. 2.27 представлены огибающая сигнала системы WiMAX/Yota и результаты расчета коэффициента корреляции по половинам преамбулы. Огибающая входного сигнала — сверху и коэффициент корреляции — внизу

### Обнаружение по повторяющимся участкам (периодический алгоритм)

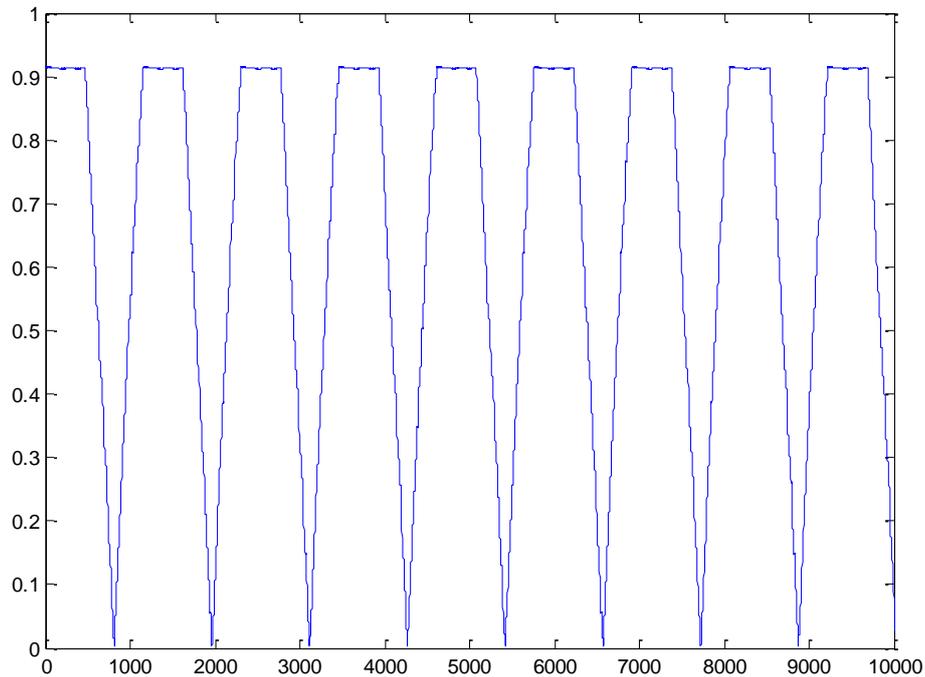
Расчет коэффициента корреляции по повторяющимся участкам преамбулы осуществляется по формуле (2.17):

$$r_T[d] = \left| \sum_{k=0}^{\text{floor}(Nfft/3)-1} x[d+k]x^*[d+k+\text{floor}(Nfft/3)] \right|, \quad (2.17)$$



**Рис. 2.28. Расчет коэффициента корреляции по повторяющимся участкам преамбулы**

При расчете по формуле (2.17) анализируются два соседних участка сигнала длиной  $[1024/3]$  отсчета (рис. 2.28). При этом применяется свойство преамбулы, заключающееся в использовании в частотной области только каждой третьей поднесущей. Вследствие наличия трех “примерно” одинаковых участков в сигнале зависимость коэффициента корреляции от времени будет иметь области неопределенности в виде “площадок” (рис. 2.29) .



**Рис. 2.29. Зависимость коэффициента корреляции по повторяющимся участкам преамбулы при анализе последовательности OFDMA-символов преамбул**

На рис. 2.29 представлена зависимость коэффициента корреляции по повторяющимся участкам преамбулы от времени.

### **Обнаружение в частотной области**

При реализации процедуры обнаружения преамбулы в частотной области учитывается то, что в преамбуле используется только каждая третья поднесущая

Расчет коэффициента корреляции в частотной области осуществляется по формуле:

$$R_f = \min_{i=0,1,2} \left\| \frac{\vec{r}_f}{\|\vec{r}_f\|} - \frac{\vec{\eta}_i}{\|\vec{\eta}_i\|} \right\|^2, \quad i = 0, 1, 2, \quad (2.18)$$

где  $\vec{r}_f = r_0, r_1, \dots, r_{N_{ff}-1}$  — вектор отсчетов сигнала, подлежащего проверке, в частотной области,  $\vec{\eta}_i = \eta_{i0}, \eta_{i1}, \dots, \eta_{iN_{ff}-1}$ ,  $i = 0, 1, 2$ , — вектор мощностей поднесущих в идеальной преамбуле,  $\eta_{ij} = 0, 1$  — квадрат амплитуды  $j$ -й поднесущей в  $i$ -м сегменте,  $\|\vec{x}\|$  — евклидова норма вектора  $\vec{x}$ . С помощью дроби в выражении (2.18) осуществляется нормировка по мощности входного сигнала в частотной области.

Данный алгоритм обладает самой высокой сложностью по сравнению с другими алгоритмами обнаружения преамбулы при сходных вероятностных характеристиках.

### **Свойства методов обнаружения преамбулы**

1. По циклическому префиксу: устойчивость к сдвигам по частоте, высокая помехоустойчивость, обнаружение всех символов OFDMA (как преамбулы, так и информационных), большая погрешность.

2. Асимметричный: устойчивость к сдвигам по частоте, средняя помехоустойчивость, высокая вероятность ложного обнаружения, низкая погрешность, чувствительность к ошибкам по частоте дискретизации.

3. Асимметричный по циклическому префиксу: то же, что и асимметричный, хуже помехоустойчивость, меньше сложность.

4. Периодический: высокая помехоустойчивость, устойчивость к сдвигам по частоте, очень большая погрешность.

5. По частотной области: очень большая сложность, средняя помехоустойчивость.

## **2.6.2. Реализация эквалайзеров**

Коррекция передаточной характеристики канала связи обычно осуществляется в два шага. На первом шаге осуществляется оценка коэффициента передачи канала в данной частотной позиции в данный момент времени тем или иным способом. На втором шаге осуществляется интерполяция полученных оценок передаточной характеристики канала во времени и по частоте.

Для оценки коэффициентов передачи применяются метод наименьших квадратов (least squares), минимума среднего квадрата ошибки (англ.: least minimum mean square error), адаптивные алгоритмы, алгоритмы, на

основе фильтра Калмана и др. Различают методы одномерные (для оценки используют информацию только по одной из осей, времени или частоты) и двумерные (используют информацию по обеим осям).

Интерполяция полученных оценок передаточной характеристики во времени и/или частоте может быть линейной, кубической, сплайн и т. п. Более того, в более общем случае для восстановления передаточной характеристики допускается применение различных методов аппроксимации, а не интерполяции.

В данном пункте на качественном уровне рассматриваются эквалайзеры для зоны PUSC нисходящего канала, не требующие значительных вычислительных ресурсов.

#### **Эквалайзер по преамбуле**

Оценка частотной характеристики канала производится по пилотным отсчетам преамбулы с последующей линейной интерполяцией. Применение линейной интерполяции позволяет реализовать алгоритм относительно просто (по сравнению с применением нелинейной интерполяции). Полученная оценка характеристики канала применяется для коррекции всех символов обрабатываемого кадра, после чего происходит ее пересчет по следующей преамбуле.

Данный алгоритм не предназначен для работы в условиях быстрых замираний, так как при этом реальная частотная характеристика канала значительно изменяется от символа к символу, что приводит к возрастающей ошибке оценки передаточной характеристики канала. В то же время, из-за относительно большого количества пилотных отсчетов в преамбуле данный алгоритм позволяет эффективно устранять фазовый набег в частотных каналах при наличии ошибок тактовой синхронизации. Заметим, что эквалайзер по преамбуле может быть использован в составе других алгоритмов для вычисления оценочного значения величины ошибки тактовой синхронизации.

Алгоритм эквалайзера по преамбуле требует наименьшего количества аппаратных ресурсов среди всех рассматриваемых алгоритмов, так как относительно простое вычисление оценки передаточной характеристики производится только один раз за все время длительности кадра.

#### **Эквалайзер по ближайшим пилотным поднесущим одного OFDMA-символа**

В таком эквалайзере оценка частотной характеристики канала производится по пилотным отсчетам OFDMA-символов, при этом интерполяция не производится. Оценочное значение передаточной характеристики, вычисленное по каждой пилотной поднесущей OFDMA-символа, считается одинаковым для всех ближайших к нему информационных поднесущих этого символа. Перерасчет характеристики происходит для каждого символа.

Данный алгоритм является самым простым из рассматриваемых в настоящем пособии для реализации вследствие отсутствия интерполяции, однако он показывает одни из худших результатов по уровню средней вероятности ошибки на бит и устойчивости к ошибкам тактовой синхронизации.

#### **Эквалайзер по одному OFDMA-символу**

Оценка частотной характеристики канала для каждого OFDMA-символа производится по пилотным поднесущим этого символа. Интерполяция в этом случае может быть линейной, кубическими полиномами Эрмита или интерполяции кубическими сплайнами.

Наилучшие результаты показывает алгоритм, использующий интерполяцию сплайнами, наихудшие — алгоритм, использующий линейную интерполяцию. Максимальная разность в величине вероятности ошибки между наихудшим и наилучшим алгоритмами составляет порядка  $\Delta P_{\text{ош}} = 8 \cdot 10^{-3}$ . При использовании нелинейной интерполяции, по сравнению с линейной, резко возрастает сложность реализации алгоритма и его требования к аппаратным ресурсам. Тем не менее, необходимо отметить, что эквалайзеры, основанные на нелинейной интерполяции, показывают плохую устойчивость к ошибкам тактовой синхронизации, что приводит к необходимости усложнения последней.

#### **Эквалайзер по двум OFDMA-символам**

Оценка передаточной характеристики канала для каждого символа производится по пилотным отсчетам двух символов: четного и нечетного. При этом используется свойство расположения пилотных поднесущих в кластерах сигналов WiMAX в зоне PUSC нисходящего канала. В каждом четном символе пилотные поднесущие располагаются на 1 и 13 позициях кластера, в каждом нечетном — на 5 и 9 позициях. При совмещении пило-

тов двух последовательных символов с сохранением их позиций, формируется вектор, содержащий в два раза больше пилотных отсчетов по сравнению вектором в алгоритме эквалайзера по одному символу. На следующем этапе обработки осуществляется линейная интерполяция и вычисление оценки частотной характеристики канала. Применение линейной интерполяции позволяет реализовать алгоритм относительно просто (по сравнению с применением нелинейной интерполяции).

Алгоритм эквалайзера по двум символам показывает одни из лучших результатов среди всех рассматриваемых алгоритмов как в канале с замираниями для скорости 3 км/ч, так и для 60 км/ч. Данный результат объясняется тем, что в результате совмещения пилотов двух соседних символов количество информации о частотно-селективном характере замираний возрастает по сравнению со случаем эквалайзера по одному символу. При этом даже при скорости перемещения АС в 60 км/ч состояние канала во времени не успевает значительно измениться на протяжении двух символов, что обеспечивает малые погрешности оценки характеристики канала в результате совмещения пилотов этих двух символов.

### **Двумерный последовательный эквалайзер**

Оценка частотной характеристики канала для каждого  $N$ -го символа производится с помощью двумерной линейной интерполяции по всем символам, начиная с нулевого и заканчивая  $N$ -м. Таким образом, происходит интерполяция как в частотной области, так и во временной, что теоретически должно позволить получить дополнительную информацию о состоянии канала. Применение линейной интерполяции позволяет реализовать алгоритм относительно просто (по сравнению с применением нелинейной интерполяции).

Алгоритм двумерного последовательного эквалайзера обладает наибольшей сложностью реализации среди всех рассмотренных.

### **Двумерный эквалайзер по целому кадру**

В данном алгоритме оценка частотной характеристики канала производится после окончания приема целого кадра. При использовании вектора комплексных амплитуд пилотных поднесущих от каждого информационного символа формируется матрица комплексных амплитуд всего кадра, по которой производится двумерная линейная интерполяция. Результатом данной операции является набор оценок частотной характеристики канала

для каждого символа кадра. Применение линейной интерполяции позволяет реализовать алгоритм относительно просто (по сравнению с применением нелинейной интерполяции).

Вследствие осуществления интерполяции как в частотной области, так и во временной, теоретически возможно получить дополнительную (по сравнению с алгоритмами с одномерной интерполяцией) информацию о состоянии канала. Однако результаты имитационного моделирования показывают, что вследствие замираний даже при скорости движения АС 3 км/ч частотная характеристика канала изменяется существенным образом на протяжении нескольких символов. Двумерная интерполяция в символах кадров WiMAX PUSC достоверно происходит только между всеми четными символами и, параллельно, между всеми нечетными символами, так как они имеют одинаковое расположение пилотных поднесущих. Результаты двумерной интерполяции по соседним символам оказываются менее надежными, так как она происходит между несовпадающими по позициям пилотами. Также при быстром изменении во времени характеристики канала, двумерная интерполяция начинает вносить дополнительные ошибки, сглаживая резкие изменения этой характеристики во времени.

В результате алгоритм двумерного эквалайзера по кадру показывает результаты примерно такие же, как алгоритм эквалайзера по ближайшим пилотам.

#### **Двумерный эквалайзер по четырем OFDMA-символам**

Принцип оценки частотной характеристики канала в данном случае сходен с принципом, применяемым в алгоритме двумерного последовательного эквалайзера. Однако линейная двумерная интерполяция для  $N$ -го символа происходит или на интервале  $[N - 3, N]$  для  $N \geq 4$ , или на интервале  $[0; N]$  для  $N < 4$ . Таким образом, интерполяция выполняется только по четырем соседним символам, что сделано для упрощения реализации алгоритма. Кроме того, учет большего числа символов оказывается бесполезен из-за влияния замираний в канале. Применение линейной интерполяции позволяет реализовать алгоритм относительно просто (по сравнению с применением нелинейной интерполяции).

Вследствие быстрого изменения во времени характеристики канала двумерная интерполяция начинает вносить дополнительные погрешности в оценку этой характеристики, сглаживая резкие изменения во времени.

Алгоритм двумерного эквалайзера по четырем символам показывает примерно такие же результаты, как алгоритм двумерного эквалайзера по кадру и алгоритм эквалайзера по ближайшим пилотам.

### **Эквалайзер по трем OFDMA-символам**

Принцип оценки передаточной характеристики канала похож на принцип, применяющийся в алгоритме эквалайзера по двум символам. Используется свойство расположения пилотных поднесущих в кластерах сигналов WiMAX в зоне PUSC. В каждом четном символе пилотные поднесущие располагаются на 1 и 13 позициях кластера, в каждом нечетном — на 5 и 9 позициях. При совмещении пилотов двух последовательных символов с сохранением их позиций формируется вектор, содержащий в два раза больше отсчетов комплексных амплитуд пилотных поднесущих по сравнению с вектором в алгоритме эквалайзера по одному OFDMA-символу. Однако в данном случае для каждого  $N$ -го символа для построения вектора оценок передаточной характеристики канала используются как оценки, полученные по пилотным поднесущим данного символа, так и среднее арифметическое между оценками  $(N - 1)$ -го и  $(N + 1)$ -го символов. Среднее арифметическое вычисляется по вещественной и мнимой частям комплексных амплитуд пилотных поднесущих на совпадающих позициях в  $(N - 1)$ -м и  $(N + 1)$ -м символах. На следующем этапе обработки осуществляется линейная интерполяция и вычисление оценки передаточной характеристики канала. Применение линейной интерполяции позволяет реализовать алгоритм относительно просто (по сравнению с применением нелинейной интерполяции).

В данном случае интерполяция производится по вещественной и мнимой частям комплексных амплитуд пилотных поднесущих, что упрощает реализацию и повышает эффективность алгоритма, вследствие отсутствия неоднозначности при определении фазы, равной  $2\pi n$ ,  $n = 1, 2, \dots$ . Таким образом, применяется аддитивный метод получения оценки характеристики канала.

Рассматриваемый алгоритм показывает лучшие результаты по сравнению с алгоритмом эквалайзера по двум символам и один из лучших результатов среди всех рассматриваемых алгоритмов.

### Комбинированный эквалайзер

Данный алгоритм является сочетанием двух алгоритмов — модифицированного алгоритма эквалайзера по преамбуле и алгоритма эквалайзера по трем символам. На первом этапе с помощью пилотных поднесущих преамбулы происходит оценка величины ошибки тактовой синхронизации (количество отсчетов). Для каждого  $i$ -го отсчета в частотной области вследствие ошибки при синхронизации на  $M$  отсчетов, существует фазовый набег, равный

$$\Delta\varphi_i = \frac{2\pi i M}{N_{fft}},$$

где  $N_{fft}$  — размерность преобразования Фурье. Таким образом, между величиной фазового набега и позицией отсчета существует линейная зависимость вида  $\Delta\varphi_i = ki$ , где  $k = 2\pi M/N_{fft}$  — тангенс угла наклона характеристики. Зная оценочное значение  $k$ , можно отыскать оценку  $M$ :

$$\hat{M} = \frac{\hat{k} N_{fft}}{2\pi},$$

где  $\hat{k}$  и  $\hat{M}$  — оценки. Вычисление  $\hat{k}$  производится с помощью усреднения по всем отношениям приращения функции  $\Delta\varphi_i$  к приращению аргумента в точках, где эти значения точно известны (в точках расположения пилотов преамбулы):

$$\left( \frac{\Delta\varphi_{i+3} - \Delta\varphi_i}{(i+3) - i} \right).$$

Таким образом:

$$\hat{M} = \frac{N_{fft}}{2\pi(N_{pp} - 1)} \sum_i \frac{\Delta\varphi_{i+3} - \Delta\varphi_i}{(i+3) - i},$$

где  $N_{pp}$  — количество комплексных амплитуд пилотных поднесущих в обрабатываемой преамбуле. После получения значения  $\hat{M}$  производится построение вектора коррекции фазового набега. Каждый  $i$ -й его элемент определяется соотношением

$$\overrightarrow{\text{corr}}(i) = \exp\left(\frac{j2\pi(i + SI)\overline{M}}{N_{fft}}\right),$$

где  $j = \sqrt{-1}$ ,  $SI$  — величина верхнего защитного интервала в отсчетах. При последующей обработке каждого  $N$ -го символа вектор  $\overrightarrow{\text{corr}}$  применяется для предварительной коррекции фазовой характеристики символов с номерами  $N-1$ ,  $N$  и  $N+1$ . Данный процесс может быть оптимизирован путем сохранения в регистрах обработанных  $N$ -го и  $(N+1)$ -го символов для их использования во время работы эквалайзера для  $(N+1)$ -го символа. После этого происходит обработка в соответствии с алгоритмом эквалайзера по трем символам.

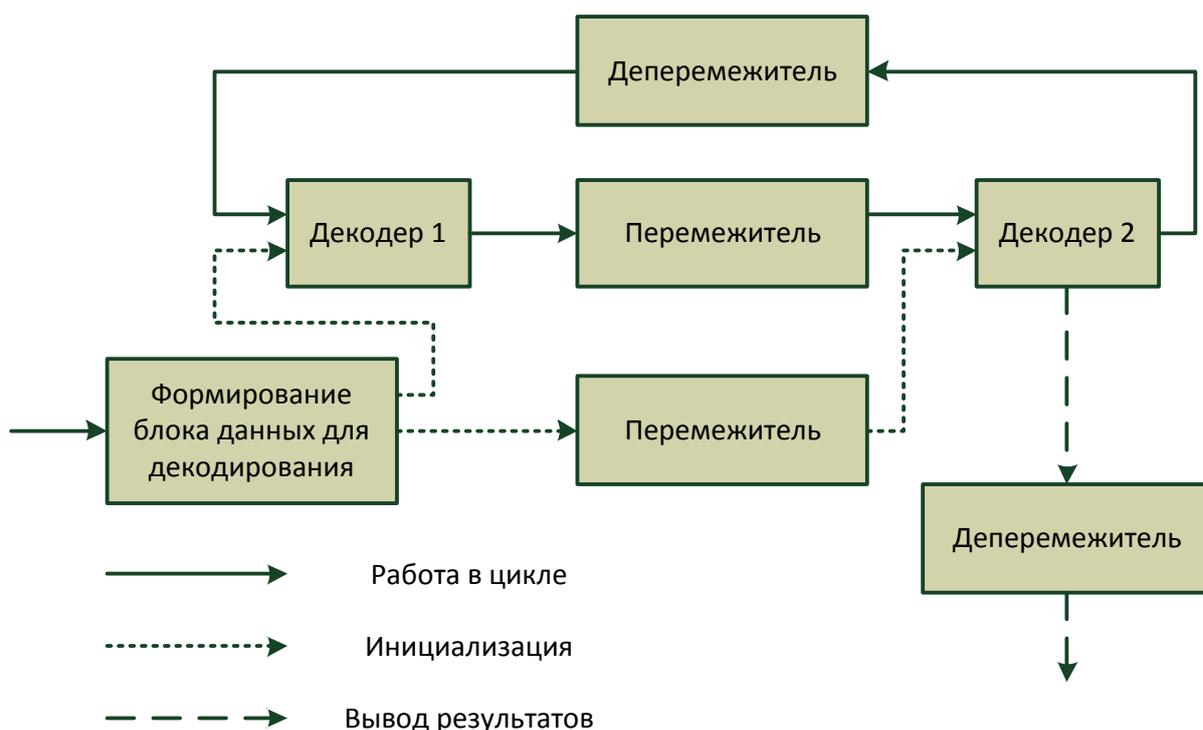
В отсутствие ошибок синхронизации характеристика комбинированного алгоритма совпадает или немного лучше характеристики алгоритма эквалайзера по трем символам. Небольшой выигрыш достигается за счет устранения с помощью пилотов преамбулы начального набега фазы. При возрастании величины ошибки синхронизации характеристика комбинированного алгоритма не изменяется в отличие от характеристик остальных рассмотренных алгоритмов, демонстрирующих тенденцию к повышению средней вероятности ошибки на бит при том же значении отношения сигнал/шум.

### **2.6.3. Декодирование сверточного турбокода WiMAX**

Обобщенная структурная схема итеративного декодера (декодера сверточного турбокода WiMAX) представлена на рис. 2.30. Декодирование является итеративным, причем число итераций редко превосходит 10. Часто удовлетворительный результат можно получить уже при шести итерациях, что значительно ускоряет процедуру декодирования. Возможность проведения декодирования итеративно, с регулированием числа операций для получения наибольшего быстродействия при имеющихся требованиях к величине вероятности ошибки на бит дало рассматриваемым кодам приставку “турбо-”.

На начальном шаге декодирования данные поступают на вход первого декодера, который передает выходные значения в виде совокупности мягких решений второму. Таким образом, второй декодер вместе с входной последовательностью получает также априорные сведения о передававшихся информационных битах. После этого процедуры декодирования, перемежения, деперемежения и обмена априорными данными продолжа-

ются итеративно. Перемежитель между двумя декодерами позволяет сделать их решения некоррелированными. По окончании итераций мягкие решения последнего декодера проходят процедуру деперемежения и формируют последовательность битов, которая является результатом работы декодера.



**Рис. 2.30. Обобщенная структурная схема итеративного декодера турбокода WiMAX**

Принцип работы декодеров в схеме определяет весь алгоритм декодирования сверточного турбокода WiMAX. Существует два наиболее распространенных алгоритма — на основе SOVA и алгоритм декодирования, оптимальный по критерию максимума апостериорной вероятности (MAP, Maximum A posteriori Probability). Первый алгоритм минимизирует вероятность ошибки на блок, второй — на символ.

В общем случае SOVA реализуется проще, чем MAP-алгоритм. Тем не менее, этот алгоритм имеет два принципиальных недостатка. Во-первых, апостериорные решения, поступающие с выхода SOVA-декодера, являются слишком “оптимистичными” (имеют слишком большие значения

по модулю), особенно в условиях малых отношений сигнал-шум на входе приемника. Во-вторых, предположение о некоррелированности решений декодеров итеративной схемы в случае SOVA не совсем справедливо даже при наличии перемежителей.

Алгоритм MAP, также известный как алгоритм Бала (BCJR, Bahl – Cocke – Jelinek – Raviv), является оптимальным алгоритмом посимвольного декодирования в силу критерия максимизации апостериорной вероятности. Для того чтобы снизить его вычислительную сложность могут быть использованы логарифмы метрик. Такой подход реализует алгоритм Log-MAP. Следующая модификация, Max-Log-MAP, обладает еще меньшей сложностью за счет применения подоптимальных схем. Однако алгоритм Max-Log-MAP превосходит алгоритм SOVA по вероятностным характеристикам, в то же время число операций умножения и сложения, реализуемых Max-Log-MAP, примерно в два раза меньше, чем у SOVA. По этим причинам в STC-декодере используется именно алгоритм Max-Log-MAP.

Стандартом IEEE 802.16e в понятие процедуры турбокодирования вкладываются, кроме рассмотренных, операции перемежения внутри подблоков, мультиплексирования битов подблоков и выкалывания битов для достижения требуемых размеров кодовых слов и скорости кодирования на выходе. Последовательность выкалывания определяется для каждого подблока переменной MAC-уровня SPID (Subpacket Identifier). В STC-декодере выполняются обратные операции. Под подблоками здесь понимаются описанные в п. 2.4.2 группы битов  $A, B, Y_1, Y_2, W_1, W_2$ .

## 2.7. Вопросы для самопроверки

1. Напишите выражение для сигнала физического уровня сетей WiMAX (сигнал с OFDM).
2. Дайте определение понятиям частотно-временной ресурс, слот.
3. Какие методы дуплекса, многостанционного доступа (уплотнения пользователей) и доступа к среде применяются в сетях WiMAX?
4. Нарисуйте структуру кадра WiMAX в режиме временного дуплекса.
5. Что такое сегмент и зона кадра WiMAX?
6. Что такое сообщения DLFP/FCH и чем они отличаются?

7. Какой способ манипуляции и кодирования применяется при передаче сообщения FCH?
8. Что такое логический подканал? Какие размеры имеет слот в режиме PUSC в нисходящем и восходящем каналах?
9. Как осуществляется формирование логических подканалов в зоне PUSC в нисходящем и восходящем каналах?
10. Перечислите канальные процедуры преобразования информационных битов. Какие способы помехоустойчивого кодирования применяются в сетях WiMAX?
11. Что такое HARQ?
12. Как осуществляется тактовая синхронизация в сетях WiMAX? Перечислите основные задачи тактовой синхронизации.
13. Опишите процедуру сверточного турбокодирования в сетях WiMAX.
14. Какие способы пространственно-временного кодирования применяются в сетях WiMAX?
15. Напишите выражения для декодирования пространственно-временного кода Аламоути.
16. Чем отличается расположение пилотных поднесущих в зоне PUSC с и без пространственно-временным кодированием?
17. Что такое эквалайзер? Для чего необходимы эквалайзеры при приеме сигналов сетей WiMAX?

## 3. Уровень доступа к среде сетей WiMAX

### 3.1. Подуровни стандарта IEEE 802.16

На рис. 3.1 схематично изображена структура системы WiMAX, включающей в себя сети ASN и CSN, шлюзы ASN, серверы AAA и DHCP, базовые и мобильные станции, подробное описание которых представлено в разд. 1. Как можно заметить из рис. 3.1, БС имеет два интерфейса: радио- и сетевой. Воздушный интерфейс включает в себя модули физического уровня и подуровня доступа к среде (PHY- и MAC- модули), тогда как сетевой интерфейс включает в себя сетевой модуль. Таким образом, подуровень MAC должен обеспечивать взаимодействие между физическим уровнем и сетевым модулем.

MAC- подуровень стандарта IEEE 802.16, в свою очередь, состоит из трех подуровней (рис. 3.2): подуровня конвергенции, общей части (ядра) подуровня MAC и подуровня безопасности.

Состав и функции подуровня конвергенции (Convergence Sublayer, CS) зависят от вышестоящих служб, при этом сам подуровень выполняет промежуточную обработку данных, полученных от вышестоящих уровней через служебную точку входа CS (Service Access Point, SAP). В ходе такой обработки осуществляется удаление избыточных заголовков из пакетов вышестоящих уровней, компрессия и фрагментация данных и упаковка их в пакеты MAC-подуровня — MAC SDU (Service Data Unit). Далее пакеты SDU поступают в ядро подуровня MAC (MAC Common Part Sublayer, CPS) через соответствующую точку входа (MAC SAP). Ядро подуровня MAC может взаимодействовать с подуровнями конвергенции, обрабатывающими пакеты различных протоколов вышестоящих уровней.

Такая уровневая архитектура подуровня MAC стандарта IEEE 802.16 позволяет оставлять ядро подуровня MAC одинаковым для систем WiMAX, использующих протоколы IPv4, IPv6, ATM, Ethernet или др. Поддержка различных протоколов скрывается в подуровне конвергенции.

Основной функцией подуровня конвергенции помимо упаковки данных в SDU является назначение этим пакетам идентификаторов соединений (Connection Identifier, CID) и идентификаторов сервисных потоков

(Service Flow Identifier, SFID). В стандарте IEEE 802.16 представлены подуровни конвергенции для следующих систем и протоколов.

1. АТМ.
- 2.Packetный подуровень конвергенции для IPv4.
3. Packetный подуровень конвергенции для IPv6.
4. Packetный подуровень конвергенции для Ethernet (802.3).
5. Packetный подуровень конвергенции для VLAN (802.1/Q).
6. Packetный подуровень конвергенции для IPv4 поверх Ethernet.
7. Packetный подуровень конвергенции для IPv6 поверх Ethernet.
8. Packetный подуровень конвергенции для IPv4 поверх VLAN.
9. Packetный подуровень конвергенции для IPv6 поверх VLAN.
10. Packetный подуровень конвергенции для 802.3 с тэгами VLAN и сжатием заголовков по алгоритму ROHC.
11. Packetный подуровень конвергенции для 802.3 с тэгами VLAN и сжатием заголовков по алгоритму ERTCP.
12. Packetный подуровень конвергенции для IPv4 и сжатием заголовков по алгоритму ROHC.
13. Packetный подуровень конвергенции для IPv6 и сжатием заголовков по алгоритму ROHC.

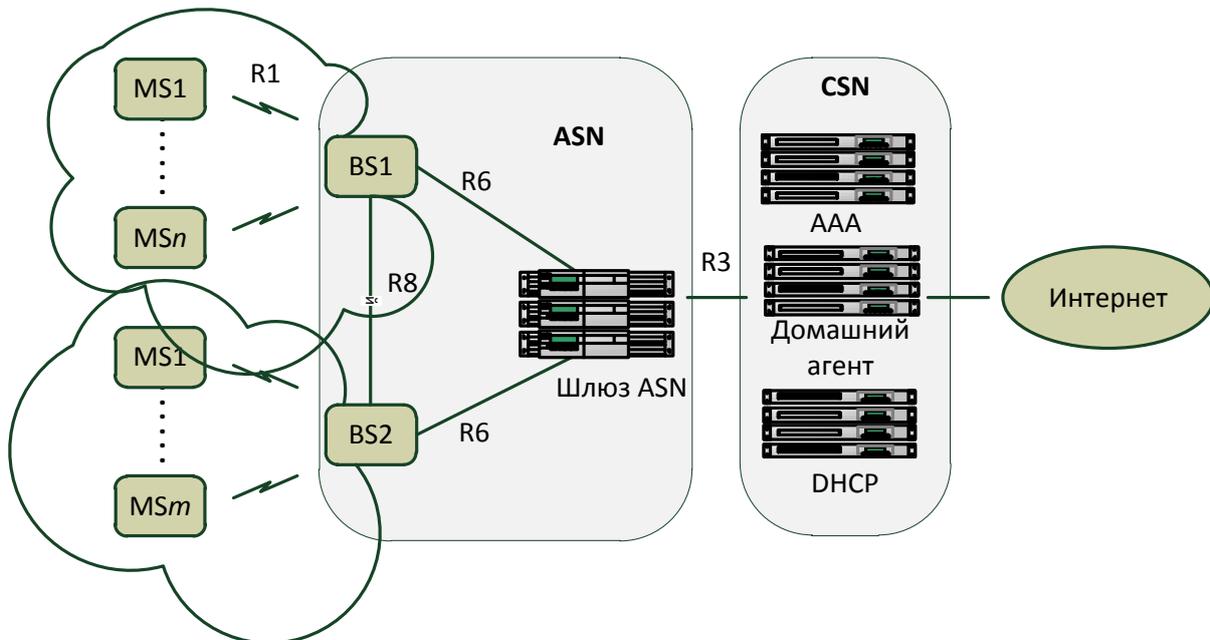
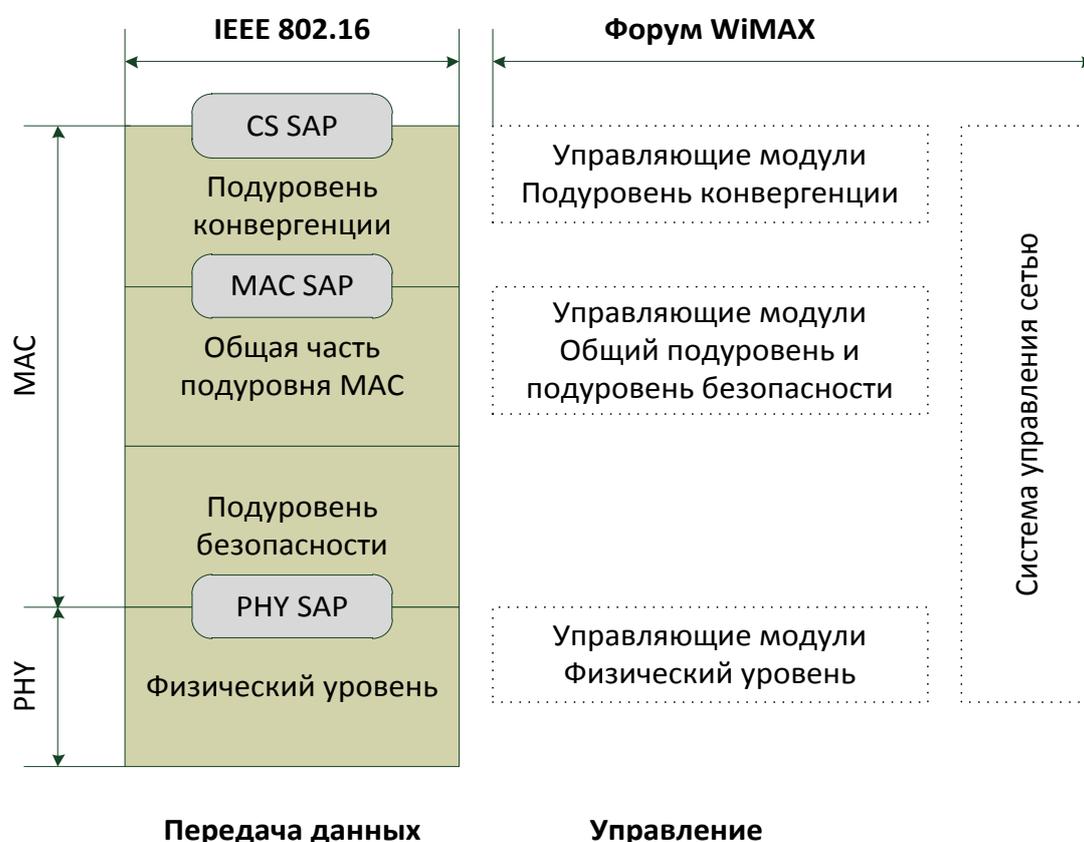


Рис. 3.1. Структура системы WiMAX

В общей части подуровня MAC реализованы методы множественного доступа, управления ресурсами, установки соединений и функции поддержки работоспособности системы. В ядре MAC- подуровня также обеспечивается работа системы безопасности WiMAX и предоставляется точка входа на физический уровень сети для передачи данных по радиointерфейсу.

На рис. 3.1 R1 — опорная точка для физического уровня WiMAX, R3 — опорная точка между шлюзом ASN и CSN, R6 — опорная точка между шлюзом ASN и БС, R8 — опорная точка между БС.



**Рис. 3.2. Подуровни IEEE 802.16**

Подуровень конвергенции выполняет классификацию данных вышестоящих уровней и назначает им отдельные сеансы связи (соединения) с параметрами, соответствующими затребованным уровням QoS. Данные вышестоящих протоколов инкапсулируются в MAC SDU с необязательным восьмибитным полем компрессии заголовков (Payload Header Suppression index, PHSI). В БС реализуется планировщик задач, который выбирает

в каком порядке, на каких поднесущих и с каким профилем передавать SDU.

### **Компрессия заголовков пакетов (Packet Header Suppression, PHS)**

Компрессия заголовков применяется для предотвращения передачи повторяющихся полей заголовков (во время одной сессии связи значение некоторых полей заголовков не меняется), что приводит к снижению накладных расходов при передаче. Например, в процессе сеанса связи по IP-протоколу IP-адреса отправителя и получателя сообщений остаются неизменными. Эти поля можно заменить на специальное число в передатчике и затем вставлять их на приемной стороне. Положительный эффект от компрессии заголовков становится наиболее заметным при передаче данных короткими пакетами, например, как в VoIP.

Компрессия заголовков пакетов, определенная в стандарте IEEE 802.16, не является обязательной для систем WiMAX. Форумом WiMAX определен специальный алгоритм компрессии заголовков RObust Header Compression (RONC).

Включение и настройка компрессии заголовков пакетов осуществляется в процессе создания сервисного потока между БС и АС. Существует несколько заранее определенных правил компрессии заголовков, которые могут меняться в зависимости от типа запущенного приложения (VoIP, HTTP, FTP и др.)

После того, как подуровень конвергенции получает SDU от вышестоящего уровня он ставит ему в соответствие SFID и CID и определяет наличие для данного сервисного потока правила компрессии заголовков. На основании этого правила осуществляется поиск полей, подлежащих компрессии. К обработанному SDU добавляется индекс PHSI. На приемной стороне PHSI применяется для восстановления сжатых полей заголовка.

## **3.2. Общий подуровень доступа к среде**

### **3.2.1. Принципы функционирования общего подуровня MAC**

В нисходящем канале БС работает в широковещательном режиме по схеме “точка–мультиточка”, т. е. сигналы, излучаемые БС, принимают все абоненты. Каждая БС обслуживает одну соту, причем на БС применяются

секторные антенны, каждой из которых может сопоставляться отдельный экземпляр подуровня MAC. В пределах одного сектора и одного частотного подканала все AC принимают один и тот же сигнал (или его часть, в случае, когда абонент находится в плохих условиях для приема). Таким образом, БС не должна координировать свои передачи с какими-либо другими станциями.

В случае, когда в сообщении DL-MAP (см. ниже) в явном виде отсутствует информация о том, кому предназначена та или иная часть нисходящего кадра, каждая AC может ее принимать. В этом случае AC проверяет CID, содержащиеся в переданных PDU и оставляет, только те, которые адресованы ей.

Восходящий канал является общим для всех абонентов, доступ к восходящему каналу предоставляется по запросу. В зависимости от класса обслуживания абоненту могут быть присвоены права на постоянную передачу данных или на передачу только порции данных по запросу от пользователя.

В ходе сеанса связи БС и AC обмениваются служебными и информационными сообщениями. Между БС и AC может быть установлено несколько соединений с различными параметрами QoS, поэтому необходимо осуществлять идентификацию каждого соединения. Обычно AC имеет уникальный 48-битный MAC-адрес, также БС каждому соединению назначает уникальный 16-битный идентификатор соединения (CID).

Когда AC впервые подключается к сети, БС назначает ей две пары управляющих CID. Более того, с помощью специальной процедуры БС может назначать абоненту третью пару управляющих CID, которые позволяют самой сети управлять некоторыми параметрами AC.

Каждая пара управляющих соединений включает в себя два идентификатора (CID) однонаправленных соединений для нисходящего и восходящего каналов соответственно.

Существует три вида управляющих соединений и, соответственно, три типа управляющих CID: основной, главный и дополнительный.

Основное управляющее соединение применяется, когда БС и AC обмениваются короткими, срочными управляющими сообщениями. Главное управляющее соединение применяется, когда БС и AC обмениваются более длинными и менее требовательными к задержке служебными сообще-

ниями. Дополнительное управляющее соединение необходимо для передачи сообщений различных протоколов, не требовательных к временным задержкам (например, DHCP, TFTP, SNMP и т. п.).

Заметим, что по управляющим соединениям не передается полезная информация. Для передачи абонентских данных выделяются специальные соединения.

Помимо индивидуальных сообщений могут также передаваться групповые сообщения (управляющие или потоковое видео) и широковещательные сообщения всем АС.

В каждом секторе пользователи осуществляют передачу данных под управлением специальных протоколов, предотвращающих коллизии и обеспечивающих выделение каждому абоненту необходимой полосы частот в соответствии с требованиями по качеству обслуживания. Это достигается за счет применения четырех различных механизмов планирования для восходящего канала, в которых используются последовательный опрос (поллинг), предоставление полосы частот без предварительного запроса и процедуры разрешения коллизий. Производители могут использовать различные механизмы предоставления полосы частот абонентам при сохранении соответствия оборудования требованиям взаимной совместимости. Например, процедуры разрешения коллизий могут применяться для предотвращения последовательного опроса АС, которая неактивна на протяжении длительного интервала времени. Применение последовательного опроса упрощает процедуру доступа и гарантирует получение приложением необходимых ресурсов сети.

Подуровень MAC стандарта IEEE 802.16 ориентирован на передачу данных по установленным соединениям. С целью поддержки различных уровней QoS вся передача данных осуществляется в контексте транспортных соединений. При подключении абонента к сети ему назначаются сервисные потоки, а с каждым потоком может быть ассоциировано одно транспортное соединение. В каждом сервисном потоке определены параметры QoS для передаваемых в текущем соединении PDU. Также новые транспортные соединения могут устанавливаться в процессе изменения службы, которой пользуется абонент.

Концепция сервисных потоков и транспортных соединений является центральной в подуровне MAC-сетей IEEE 802.16. Сервисные потоки

предоставляют механизмы для управления качеством обслуживания в восходящем и нисходящем каналах. Например, они являются неотъемлемой частью процесса выделения пропускной способности. АС запрашивает в восходящем канале необходимую ей полосу частот отдельно для каждого соединения (сервисного потока), а планировщик задач БС в свою очередь принимает решение о выделении АС запрашиваемых ресурсов.

Однажды установленные транспортные соединения могут потребовать активного обслуживания. Требования к обслуживанию изменяются в зависимости от типа используемой службы. Например, для передачи трафика T1 без уплотнения не требуется управления соединением, так как для таких каналов выделяется постоянная полоса частот. Для передачи данных по T1 с уплотнением необходимо незначительное управление вследствие того, что необходимая полоса частот может медленно меняться со временем. Для передачи IP-данных требуется активное управление транспортным соединением, так как IP-трафик имеет пульсирующий характер, и высока вероятность фрагментации передаваемых данных. После установления соединения между БС и АС управление соединением осуществляется командами как от АС, так и от БС. Также транспортные соединения могут завершаться по команде от АС или от БС, когда запрашиваемые параметры связи службы, к которой подключен абонент, меняются.

Как упоминалось выше, в стандарте IEEE 802.16 каждая АС должна иметь 48-битный MAC-адрес, который однозначно определяет данную АС. MAC-адрес используется в процессе подключения АС к сети, а также в процессах аутентификации и авторизации абонентов. Каждому соединению ставится в соответствие специальный 16-битный идентификатор соединения (CID). В процессе установления соединения АС назначаются три пары управляющих соединений для поддержки разных уровней QoS.

В каждом соединении для восходящего и нисходящего каналов назначается один и тот же идентификатор. Служебные сообщения подуровня MAC никогда не передаются по транспортным соединениям, тогда как данные различных служб не передаются по каналам управления.

Заметим, что соединением с одним и тем же CID могут пользоваться несколько служб более высоких уровней. Например, в пределах компании множество пользователей передает данные по протоколам TCP/IP различным адресатам, но, так как все TCP-соединения используют одни и те же

параметры, трафик всех пользователей объединяется на подуровне MAC сети WiMAX и передается по одному соединению.

### 3.2.2. Виды сообщений MAC-уровня

Сообщения MAC-уровня передаются с пакетами канального уровня (Protocol Data Unit, PDU). Каждый PDU (рис. 3.3) должен начинаться или с общего заголовка (Generic Header, GH), или с сигнального заголовка (Signaling Type Header, STH). GH прикрепляется к пакетам, содержащим данные пользователя и поэтому содержит такую информацию, как идентификатор соединения (CID), флаг применения шифрования данных, длина PDU, флаги наличия подзаголовков.

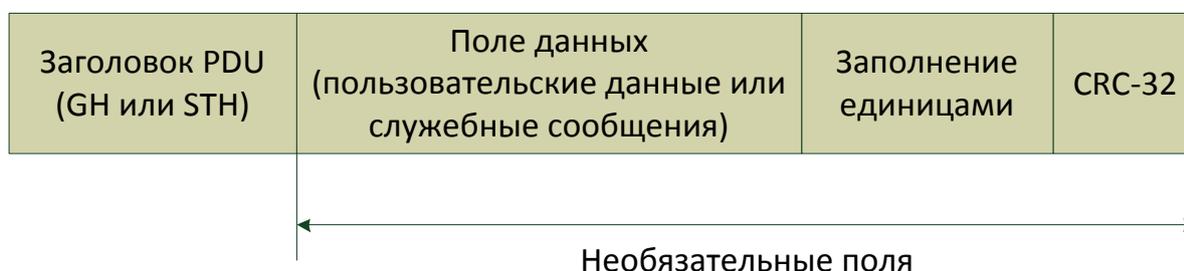


Рис. 3.3. Структура MAC PDU

#### Заголовки пакетов подуровня MAC

В нисходящем канале на подуровне MAC применяется только один вид заголовков — общий (Generic MAC Header, GMH) (рис. 3.4).

На рис. 3.4 HT — тип заголовка, CI — индикатор наличия в PDU CRC-32, CID — идентификатор соединения, EC — флаг шифрования поля данных, EKS — ключевая последовательность шифрования, ESF — флаг наличия расширенного заголовка (расширенный заголовок размещается сразу после общего заголовка), HCS — контрольная сумма заголовка.

В восходящем канале применяется два типа заголовков: GMH для передачи управляющих сообщений или пользовательских данных и заголовков подуровня MAC без полезной нагрузки (применяется в сообщениях, которые не передают пользовательские данные или управляющие сообщения). Такой заголовок применяется для решения следующих задач.

– Запрос полосы частот в восходящем канале (заголовок первого типа (Type 1)). В такой заголовок включается CID соединения, для которого требуется запрашиваемая полоса частот.

– Запрос полосы частот в восходящем канале совместно с мощностью передатчика (заголовок первого типа). В таком заголовке дополнительно содержится информация о мощности, на которой велась передача данного сообщения.

– Запрос полосы частот с информацией по отношению CINR (заголовок первого типа). Такой заголовок дополнительно к запросу полосы частот содержит результаты измерения CINR на стороне АС.

– Запрос на выделение CQICH (заголовок первого типа). В этом случае АС непрерывно измеряет CINR для преамбулы БС, а БС, в свою очередь, подстраивает способ манипуляции и кодирования.

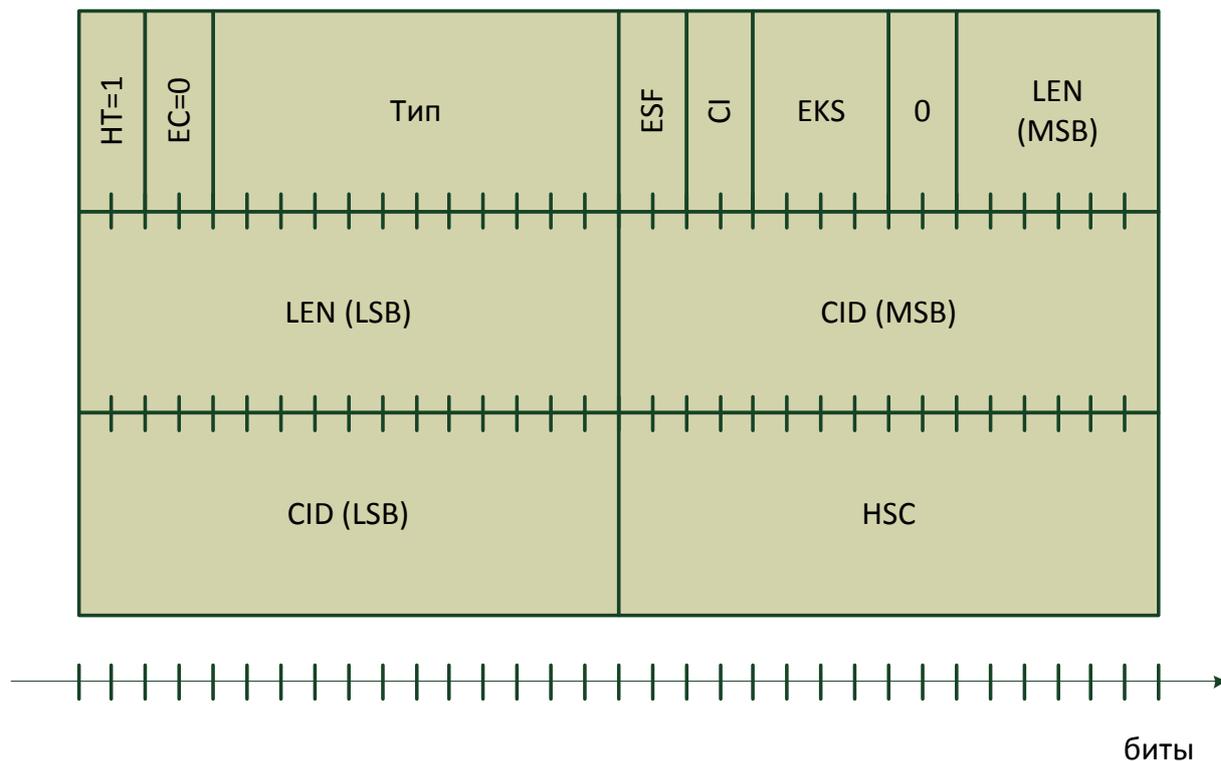
– Передача информации о мощности, на которой ведется передача в восходящем канале пакета сообщений, включающих данный заголовок (заголовок первого типа).

– Запрос полосы частот совместно с информацией для включения/выключения режима ожидания (заголовок первого типа).

– Предоставление информации для процедуры хэндовера (заголовок первого типа).

– Поддержка обратной связи в различных режимах передачи данных (заголовок второго типа — Type 2). В таком заголовке могут содержаться среднее значение CINR для нисходящего канала, мощность передатчика АС, информация для режима ММО и т. п.

– Поддержка обратной связи в ММО-каналах (заголовок второго типа). Применяется АС для передачи на БС результаты измерений передаточной характеристики канала в режиме ММО. В заголовках такого типа может передаваться, например, рекомендуемая матрица для пространственно-временного кодирования, количество или тип антенн для передачи данных в нисходящем канале к данной АС и т. п.



**Рис. 3.4. Формат общего заголовка MAC PDU**

Стандарт IEEE 802.16 определяет шесть типов подзаголовков. Они включаются в состав GH и предназначены для компрессии, упаковки и фрагментации пакетов сетевого уровня в пакеты канального уровня, запросов ЧВР, регулирования передачи данных через сервисный канал.

В качестве полезной нагрузки PDU (в поле данных) вместо пользовательских данных может содержаться набор служебных сообщений MAC-уровня (Management Message, MM). Стандартом определяется 59 типов MM. Важнейшими из них являются DCD и UCD, которые содержат характеристики физических каналов (соответственно, нисходящего и восходящего), а также список профилей — наборов параметров, применяемых для определенных областей кадров. Характеристики физических каналов определяют временные интервалы TTG и RTG, длительность кадров и их центральную частоту, способ распределения подканалов (PUSC, FUSC или AMC) и т. д. (см. разд. 2). Профили областей определяют применяющиеся в них тип и параметры помехоустойчивого кодирования, а также метод модуляции.

STH являются самостоятельными служебными сообщениями MAC-уровня. Пакеты с сигнальными заголовками не содержат пользовательских данных. Существует два типа STH. С помощью первого происходит управление частотно-временными ресурсами восходящего канала и их распределение. Второй тип STH предназначен для отправки сообщений, требующих немедленной доставки к БС, а также сообщений по регулированию параметров схем MIMO. STH являются частью механизма управления MAC-уровнем, дополняющими описанный выше способ запросов по сервисному каналу.

Как уже было отмечено, параметры из информационных сообщений DL-MAP и UL-MAP, также как и управляющие сообщения имеют важнейшее значение при обработке сигналов WiMAX.

Каждый PDU и карты DL-MAP, UL-MAP в сжатом формате заканчиваются 32-битной проверочной суммой CRC (Cyclic Redundancy Check). Реализация проверки CRC позволяет принимать решение об отсутствии искажения в полученных данных.

Для повышения гибкости размещения информации в служебных сообщениях MAC-уровня стандарт IEEE 802.16 определяет особый тип кодировки — TLV (Type/Length/Value). При этом вся информация, которая может передаваться в сообщении, разбивается на сообщения более низкого уровня, называемые записями. Они определяются совокупностями из трех полей: тип (Type), длина (Length), значение (Value). Каждой записи присваивается свой 8-битный идентифицирующий код, который становится ее первым байтом (поле Type). Следующие 8 бит определяют длину записи (Length) в байтах, однако при этом максимальное значение ее длины не может превысить 256 байт, что иногда является недостаточным. Поэтому первый бит каждого поля Length становится служебным. Если его значение выставлено в 0, то оставшиеся 7 бит определяют длину в байтах следующего поля, которое в свою очередь определит длину поля Value. Кодировки TLV могут быть вложенными, то есть одна из них может содержать в общем случае неограниченное количество других, которые в свою очередь также могут быть вложенными.

Кодировки TLV используются, главным образом, в управляющих сообщениях (например, в DCD и UCD). Однако их количество оказывается намного большим, чем определяемые полем Type 256, поэтому близкие по

функциональному назначению TLV объединяются в таблицы, где нумерация идентификаторов начинается сначала.

### 3.2.3. Управляющие сообщения подуровня MAC

Для управления соединениями, режимами работы БС и АС, организации хэндовера и подключения к сети применяются управляющие сообщения подуровня MAC. Они передаются в поле данных MAC PDU по основному, главному, вторичному или ширококвещательному соединениям. Каждое управляющее сообщение начинается с поля “Тип управляющего сообщения” (Management Message Type, ММТ) и может включать в себя дополнительные поля. Управляющие сообщения, передающиеся в основном или ширококвещательном каналах, а также в каналах, выделенных для подключения к сети, не подлежат фрагментации или упаковке. Управляющие сообщения, передающиеся в главном канале, могут фрагментироваться или, наоборот, упаковываться. Заметим, что управляющие сообщения могут передаваться в специальном ширококвещательном канале с фрагментацией. На рис. 3.5 представлен формат управляющего сообщения.

Заметим, что в случае, когда БС или АС получает управляющие сообщения с неполными данными или со значением поля ММТ, равным нулю, приемник должен отбросить такое сообщение.

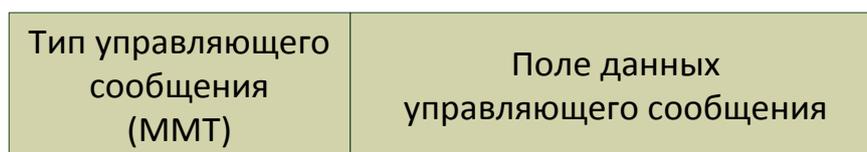


Рис. 3.5. Формат управляющего сообщения

Управляющие сообщения подуровня MAC необходимы для решения различного рода задач по организации и поддержке соединений между АС и БС.

Первый тип управляющих сообщений передает АС информацию о структуре соты или кадра.

– UCD — дескриптор восходящего канала. Передается от БС, содержит данные по организации физического уровня восходящего канала, содержит профили (методы манипуляции и кодирования) для восходящего канала, передается в ширококвещательном канале с фрагментацией.

– DCD — дескриптор нисходящего канала. Передается от БС, содержит данные по организации физического уровня нисходящего канала, содержит профили для нисходящего канала, передается в ширококвещательном канале с фрагментацией.

– DL-MAP — содержит информацию о распределении частотно-временных ресурсов нисходящей части данного кадра, передается в ширококвещательном канале.

– UL-MAP — содержит информацию о распределении частотно-временных ресурсов восходящей части данного кадра, передается в ширококвещательном канале.

Сообщения DL-MAP и UL-MAP содержат информацию о номере кадра, его длительности, размере подкадров и т. д. Кроме того, каждая карта включает набор из информационных элементов — законченных сообщений, предназначенных для определения профилей пакетов данных и их структуры, задания параметров MIMO-кодирования, управления схемами снижения пик-фактора и т. д. DL-MAP и UL-MAP могут быть представлены в одном из трех форматов: обычном, где они следуют отдельно, сжатым (Compressed), описанном выше, и сокращенном, в котором карты нисходящего и восходящего канала объединены в одно сообщение, а число указываемых ими параметров сокращено. Областью действия DL-MAP и UL-MAP является соответствующий подкадр или отдельная его область.

Пример сообщений DL-MAP и UL-MAP в сжатом формате, а также первого информационного элемента DL-MAP представлен на рис. 3.6.

usage	'Compressed DL_MAP'
UL_MAP_appended	'UL-MAP is appended'
Map_message...	95
Frame_Duration...	'5 ms, 200 frames per second'
Frame_Number	2991640
DCD_Count	114
Operator_ID	21
Sector_ID	134
No_OFDMA_sy...	29
DL_IE_count	3
DL_IE_1	<1x1 struct>
DL_IE_2	<1x1 struct>
DL_IE_3	<1x1 struct>
DL_Padding_Ni...	'No'
title	'Compressed UL_MAP:'
UCD_Count	107
Allocation_Star...	22648
UL_No_OFDMA...	18
UL_IE_1	<1x1 struct>
UL_IE_count	1
UL_Padding_Ni...	'No'
CRC_32	0
DIUC	15
Extended_DIUC	1
Length_bytes	4
usage	'STC DL Zone IE'
OFDMA_symbol_offset	7
Permutation	'PUSC permutation'
Use_All_SC	1
STC	'STC using 2/3 antennas'
Matrix_Indicator	'Matrix A'
DL_PermBase	15
PRBS_ID	2
AMC_type	'Not used'
Midamble_presence	'Not present'
Midamble_boosting	'No boost'
antennas_select_2_3	'STC using 2 antennas'
Dedicated_Pilots	'Pilot symbols are broadcast'
Padding	'OK'
IE_length_check	'OK'

**Рис. 3.6. Пример сообщений DL-MAP и UL-MAP в сжатом формате (слева), а также первого информационного элемента DL-MAP (справа)**

Второй тип управляющих сообщений применяется для подключения АС к сети.

– RNG-REQ/RSP — запрос на подключение к сети и соответствующий ответ. Применяется для подключения АС к сети, периодического уточнения величины задержек распространения сигнала на трассе и запросов на изменение профиля передачи в нисходящем канале. Сообщение передается в основном канале или канале для подключения к сети.

– SBC-REQ/RSP — сообщения для обмена данными между АС и БС о возможностях АС; передаются в основном канале.

– PKM-REQ/RSP — сообщения для организации защищенных сеансов связи с применением шифрования (PKMv2, RSA и т. п.); передаются по главному каналу.

– REG-REQ/RSP — запрос на регистрацию в сети и соответствующий ответ. Применяются для передачи MAC адреса, версии поддерживаемого протокола IP, возможностей АС и БС. Сообщения передаются в главном канале.

– TFTP-CPLT/RSP — сообщение для передачи АС файла конфигурации от управляющего сервера; передаются в главном канале.

Третий тип управляющих сообщений отвечает за организацию, поддержку и завершение сервисных потоков.

– DSA-REQ/RSP/ACK — динамическое добавление службы, применяются для создания нового сервисного потока, может инициироваться как сетью, так и АС. В процессе создания сервисного потока для него устанавливаются необходимые параметры, а соединению ставится в соответствие идентификатор сервисного потока (Service Flow ID, SFID). Сообщения передаются в главном канале.

– DSC-REQ/RSP/ACK — динамическое изменение службы, применяется для параметров существующего сервисного потока; передаются в главном канале.

– DSD-REQ/RSP — динамическое удаление службы, применяется для удаления сервисного потока; передаются в главном канале.

– MCA-REQ/RSP — сообщения для организации последовательного опроса в групповых рассылках, применяются для включения/удаления АС в/из соответствующую группу. Сообщения передаются в главном канале.

– DBPC-REQ/RSP — изменение профиля в нисходящем канале, инициируется АС, передаются в основном канале.

– DSX-RVD — подтверждение получения сообщения DSx-REQ, применяется для своевременного подтверждения о получении АС или БС сообщения DSx, выполняется быстрее, чем сообщения DSX-RSP; передаются в главном канале.

Следующий тип сообщений используется для повышения надежности соединений между АС и БС.

– ARQ-feedback/discard/reset — сообщение обратной связи ARQ применяется для передачи различного вида сообщений подтверждения; сообщение отбрасывания ARQ применяется для пропуска определенного количества блоков ARQ; сообщение сброса ARQ необходимо для перевода конечных автоматов системы ARQ передатчика и приемника в начальное состояние. Сообщения передаются в основном канале.

– REP-REQ/RSP — сообщения для передачи результатов измерения параметров канала связи от АС к БС; передаются в основном канале.

– FPC — быстрое управление мощностью, применяется для управления мощностью передатчиков одновременно нескольких АС; передается в широкополосном канале.

– CLK-CMP — сообщение сравнения тактовых генераторов, применяется для синхронизации тактовых сигналов сети; передается в широкополосном канале.

Также существуют сообщения для поддержки MIMO и адаптивных антенных систем (Adaptive Antenna System, AAS).

– AAS-FBCK-REQ/RSP — сообщения для каналов обратной связи адаптивных антенных систем; применяются для передачи результатов измерения параметров канала, которые необходимы для подстройки направления излучения антенной решетки. Сообщения передаются в основном канале.

– AAS-Beam-Select — выбор луча антенной решетки, применяется АС для информирования БС о наилучшем для ведения передачи данных луче; передаются в основном канале.

– AAS-BEAM-REQ/RSP — запрос системой с адаптивной антенной системой результатов измерений параметров канала; передается в основном канале.

– PRC-LT-CTRL — включение/выключение долгосрочного предварительного кодирования; передается в основном канале.

В стандарте IEEE 802.16 также определены управляющие сообщения для поддержки мобильных абонентов (функции хэндовера, сканирования сети, персонального радиовызова, режим ожидания).

– MOB-SLP-REQ/RSP — сообщения включения/выключения на АС специального режима экономии энергии. АС отправляет БС запрос на включение/выключение режима, а в ответе БС содержатся параметры этого режима. Сообщения передаются в основном канале.

– MOB-TRF-IND — сообщение показания трафика, отправляется от БС к АС для информирования последних о том, передавались ли им какие-либо данные, пока они находились в режиме ожидания. Сообщение передается в основном канале.

– MOB-NBR-ADV — сообщение о соседних БС, периодически передается БС для передачи характеристик соседних БС для АС, которые могут

переместиться в их зону действия или подключаются к сети. Сообщение передается в основном или главном канале.

– MOB-SCN-REQ/RSP — сообщения для создания интервалов для поиска доступных БС в процессе хэндовера; передаются в основном канале.

– MOB-BSHO-REQ/RSP — сообщения для организации процедуры хэндовера, начало хэндовера и ответ на сообщение MOB-MSHO-REQ, передаются в основном канале.

– MOB-MSHO-REQ — запрос от АС к БС на начало хэндовера, передается в основном канале.

– MOB-NO-IND — сообщение об окончательном решении АС начать процедуру хэндовера, АС может отменить процедуру хэндовера; передается в основном канале.

– MOB-SCN-REP — сообщение для передачи БС результатов сканирования сети на предмет наличия перспективных для хэндовера БС; передается в основном канале.

– MOB-PAG-ADV — широковещательное сообщение от БС для персональной рассылки, в котором содержится широковещательный CID во время соответствующего интервала времени; передается в основном канале.

– MBS-MAP — сообщение в котором содержится описание соединений службы групповых широковещательных рассылок.

– PMC-REQ/RSP — запрос и подтверждение об изменении режима управления мощностью (управление мощностью с и без обратной связи); передаются в основном канале.

– MOB ASC-REP — сообщение, в котором определение характеристик БС, находящихся в сети, осуществляется средствами самой сети (т. е. сканирование осуществляется на втором уровне системы) и отправляется в АС через обслуживающую ее БС; передается в главном канале.

Последняя группа управляющих сообщений позволяет БС управлять АС.

– RES-CMD — команда сброса, передается от БС к АС, при этом осуществляется принудительная перезагрузка АС; передается в основном канале.

– DREG-CMP — сообщение, в котором от БС к АС отправляются специальные коды действия. Действия могут быть следующими: изменить канал, прослушивать канал, но не вести передачу, прослушивать канал, но вести передачу только управляющих сообщений, завершить нормальный режим функционирования. Сообщение передается в основном канале.

– DREG-REQ — команда от БС для изменения состояния АС. АС может переключиться на другой канал, приостановить передачу данных, вести передачу только управляющих сообщений, вернуться (завершить) к нормальному режиму функционирования. Сообщение передается в основном канале.

– MSH-NCFG/NENT/DSCH/CSCH/CSCF — сообщения для формирования сети в режиме сетки (Mesh). Первое сообщение применяется для установления связи между точками, второе — для синхронизации в сети и подключения к ней новых точек, третье — для распределенного планирования задач, четвертое — для централизованного планирования задач.

### **3.2.4. Формирование и передача пакетов данных подуровня MAC (MAC PDU)**

В процессе формирования пакетов данных подуровня MAC управляющие сообщения и пакеты данных могут подвергаться фрагментации, объединению и упаковке.

В процессе фрагментации один MAC SDU разделяется на несколько частей, каждая из которых помещается в отдельный MAC PDUs. Такая процедура позволяет значительно повысить эффективность использования доступных частотно-временных ресурсов особенно при использовании различных уровней QoS. При использовании фрагментации, если включены ARQ, то на повторную передачу поступает только некорректно принятый фрагмент, если ARQ выключены — все фрагменты сообщения передаются последовательно друг за другом, и в случае некорректно принятого одного фрагмента на повторную передачу поступает все передававшееся сообщение полностью.

При передаче несколько MAC PDU могут объединяться в одном пакете последовательно друг за другом. Каждый MAC PDU имеет уникальный идентификатор CID, что позволяет несложно разделять объединенные MAC PDU на приемной стороне.

В процессе упаковки несколько MAC SDU помещаются в один PDU. В случае, когда SDU имеют постоянный размер, количество упакованных SDU определяется на основании значения поля длины MAC-заголовка. Если же размер SDU не является постоянным, то к каждому SDU добавляется специальный подзаголовок упаковки.

### **3.2.5. Механизм ARQ**

Механизм автоматических запросов на повторную передачу (ARQ), определенный в стандарте IEEE 802.16, основан на установлении соединения между АС и БС. В процессе передачи пакеты MAC SDU делятся на блоки размером, определяемым системной переменной ARQ BLOCK SIZE. Блоки, подлежащие повторной передаче, инкапсулируются в PDU.

Блоки данных, принятые с ошибкой, отбрасываются приемником, а на передатчик отправляется запрос на повторную передачу.

В стандарте IEEE 802.16 может применяться модифицированный механизм гибридных ARQ (Hybrid ARQ, см. разд. 2), в котором данные, принятые с ошибкой, не отбрасываются, а сохраняются и используются для накопления информации о передававшихся битах и автоматического уменьшения скорости помехоустойчивого кодирования.

## **3.3. Подуровень безопасности**

### **3.3.1. Архитектура подуровня безопасности WiMAX**

В любой системе связи одной из главных задач является обеспечение защиты информации. Это замечание становится особенно актуальным для телекоммуникационных сетей, где канал передачи данных часто разделяется между большим количеством пользователей. В беспроводных телекоммуникационных сетях появляется еще одна проблема — общедоступность канала связи. Именно по этим причинам при разработке стандарта IEEE 802.16e-2005, 2009 подуровню безопасности уделялось особое внимание.

Удовлетворяя требованиям сервис-провайдеров (NSP, Network Service Provider), подуровень безопасности обеспечивает услуги аутентификации и авторизации. Аутентификация позволяет установить подлинность пользователя и устройства, которое он использует. С помощью процедуры авторизации NSP устанавливает соответствие между аутентифицированным

пользователем и списком доступных ему сервисов. Таким образом, сервис-провайдеры могут быть уверены в том, что доступ к сети получают только их клиенты, и что они будут использовать только те сервисы, которые оплатили.

С другой стороны, подуровень безопасности стандарта IEEE 802.16e-2005, 2009 удовлетворяет основным требованиям пользователей — уверенность в конфиденциальности и целостности передающихся в сети данных, а также в том, что клиент всегда сможет получить доступ к оплаченным им сервисам.



**Рис. 3.7. Подуровень безопасности**

Подуровень безопасности определен только на канальном уровне эталонной модели OSI. Поэтому все поставленные перед ним задачи решаются тремя способами:

- использование средств протокола EAP (Extensible Authentication Protocol) и алгоритма RSA (Rivest, Shamir и Adleman) для аутентификации и авторизации AC;
- осуществление криптографических преобразований над трафиком, обеспечивая конфиденциальность, целостность и аутентичность данных, а также аутентичность и целостность служебных сообщений MAC-уровня;

– использование протокола управления ключами РКМ (Privacy and Key Management protocol) для безопасного распределения ключевой информации.

Стек протоколов подуровня безопасности приведен на рис. 3.7.

– Управляющий протокол РКМ: стек контролирует все компоненты подуровня безопасности. РКМ является протоколом управления ключами в системе WiMAX.

– Шифрование/аутентификация трафика: стек отвечает за шифрование/дешифрование передаваемых данных, а также за их аутентификацию.

– Осуществление операций над управляющими сообщениями: стек управляет сообщениями MAC-уровня, связанными с РКМ.

– Аутентификация сообщений: этот стек выполняет функцию аутентификации сообщений MAC-уровня.

– Аутентификация с помощью RSA: данный стек выполняет функцию аутентификации АС и БС с помощью содержащихся в них цифровых сертификатов X.509 в том случае, если для авторизации между АС и БС выбран способ авторизации с помощью RSA.

– Инкапсуляция/деинкапсуляция EAP: этот стек обеспечивает интерфейс протокола EAP в том случае, если авторизация или аутентифицированная авторизация между АС и БС осуществляется с помощью EAP.

– Авторизация/контроль за SA: стек контролируется конечным автоматом авторизации и конечным автоматом ключа шифрования потока данных (см. п. 3.3.4).

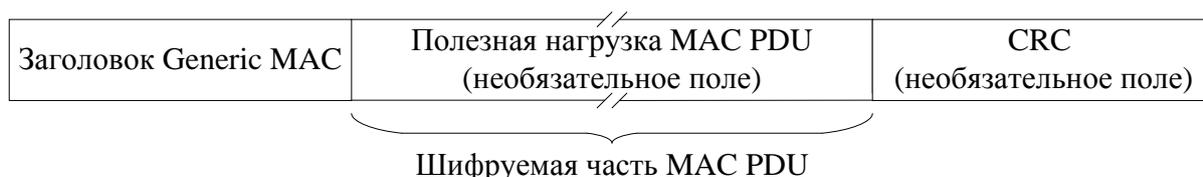
– Протокол EAP и протокол EAP Method: данные стеки лежат за пределами подуровня безопасности стандарта IEEE 802.16e-2005, 2009.

Стоит отметить наличие у протокола РКМ двух версий — РКМv1 и РКМv2. Обе версии вошли в стандарт IEEE 802.16e-2005, 2009, однако между ними существуют существенные различия. В частности, поддержка алгоритма RSA является обязательной в РКМv1 и опциональной в РКМv2. Для передачи сообщений протокол РКМ использует служебные сообщения MAC-уровня: РКМ-REQ (в восходящем канале) и РКМ-RSP (в нисходящем канале). При каждой передаче одного из этих двух сообщений в него инкапсулируется сообщение РКМ.

### 3.3.2. Формирование зашифрованных пакетов данных

В том случае, если MAC PDU передается посредством безопасного соединения (Security Association, SA), над полезной нагрузкой (payload) MAC PDU всегда производится шифрование и аутентификация данных. Шифрование осуществляется с помощью ключа ТЕК (Traffic Encryption Key), полученного с помощью протокола РКМ. Алгоритмы шифрования и аутентификации данных определяются используемым криптографическим комплексом (см. п. 3.3.3).

Заголовок MAC PDU (Generic MAC Header) и контрольная сумма CRC (если она присутствует) остаются в незашифрованном виде (рис. 3.8). Поля Generic MAC Header — EC, EKS, CID — содержат всю необходимую информацию для дешифрования полезной нагрузки MAC PDU. Любой незашифрованный пакет MAC PDU, полученный посредством SA, отбрасывается.



**Рис. 3.8. Шифрование MAC PDU**

Поле EC показывает, применяется ли шифрование в данном MAC PDU. Если значение этого поля равно 1, то MAC PDU содержит полезную нагрузку, и она зашифрована, в противном случае полезная нагрузка или не зашифрована, или отсутствует.

Поле EKS (Encryption Key Sequence) состоит из двух бит и содержит номер используемого ТЕК. Стоит отметить, что ТЕК, связанный с конкретной SA, имеет ограниченный срок жизни. БС периодически обновляет ключевые последовательности. Если полезная нагрузка MAC PDU зашифрована с помощью нового ключа ТЕК, то в соответствующем заголовке Generic MAC значение поля EKS увеличивается на 1 по модулю 4. Данная операция выполняется независимо для каждой установленной SA. Таким образом, легко удастся обнаружить сбой синхронизации ключевых последовательностей между БС и АС. Для обеспечения непрерывности приема данных АС должна хранить две последние ключевые последовательности.

### 3.3.3. Методы криптографической защиты

Набор алгоритмов шифрования данных, аутентификации данных и шифрования ТЕК называется криптографическим комплексом (Cryptographic Suite). Установленные стандартом IEEE 802.16e-2005, 2009 криптографические комплексы сведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

**Криптографические комплексы IEEE 802.16e-2005, 2009**

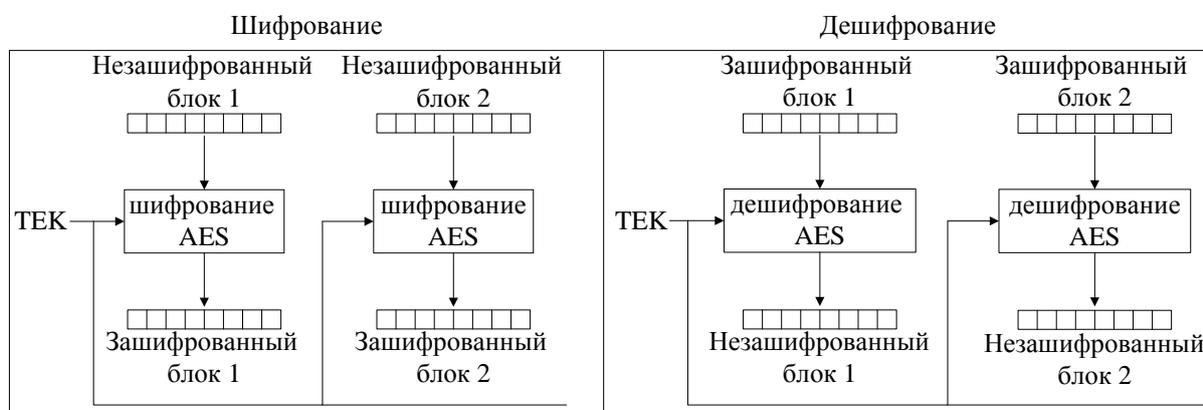
Алгоритм шифрования данных	Алгоритм аутентификации данных	Алгоритм шифрования ТЕК
Не производится	Не производится	Не производится
Режим CBC, DES с 56-битным ключом	Не производится	3-DES со 128-битным ключом
Не производится	Не производится	RSA с 1024-битным ключом
Режим CBC, DES с 56-битным ключом	Не производится	RSA с 1024-битным ключом
Режим CCM, AES со 128-битным ключом	Не производится	Режим ECB, AES со 128-битным ключом
Алгоритм шифрования данных	Алгоритм аутентификации данных	Алгоритм шифрования ТЕК
Режим CCM, AES со 128-битным ключом	Режим CCM, AES со 128-битным ключом	Режим ECB, AES со 128-битным ключом
Режим CCM, AES со 128-битным ключом	Режим CCM, AES со 128-битным ключом	AES со 128-битным ключом, с шифрованием ключа
Режим CBC, AES со 128-битным ключом	Не производится	Режим ECB, AES со 128-битным ключом
Режим CTR, AES со 128-битным ключом для MBS с 8-битным ROC	Не производится	Режим ECB, AES со 128-битным ключом

Алгоритм шифрования данных	Алгоритм аутентификации данных	Алгоритм шифрования ТЕК
Режим CTR, AES со 128-битным ключом для MBS с 8-битным ROC	Не производится	AES со 128-битным ключом, с шифрованием ключа

Как видно из табл. 3.1, блочное шифрование в WIMAX производится в одном из четырех режимов: ECB, CBC, CTR и CCM. Данные режимы различаются осуществляемыми операциями над блоками шифруемых данных, способом формирования инициализирующего вектора (если он используется) и возможностью аутентификации данных.

### Режим шифрования ECB

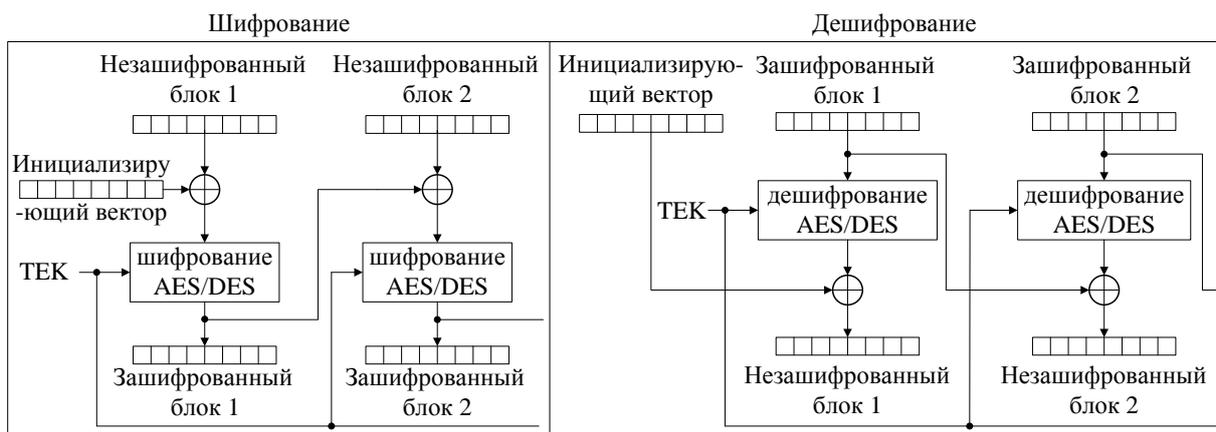
Режим ECB (Electronic CodeBook) представляет собой простейшую схему блочного шифрования данных (рис. 3.9). В этом случае не производится аутентификация данных, и не используются инициализирующие векторы.



**Рис. 3.9. Шифрование и дешифрование данных в режиме ECB**

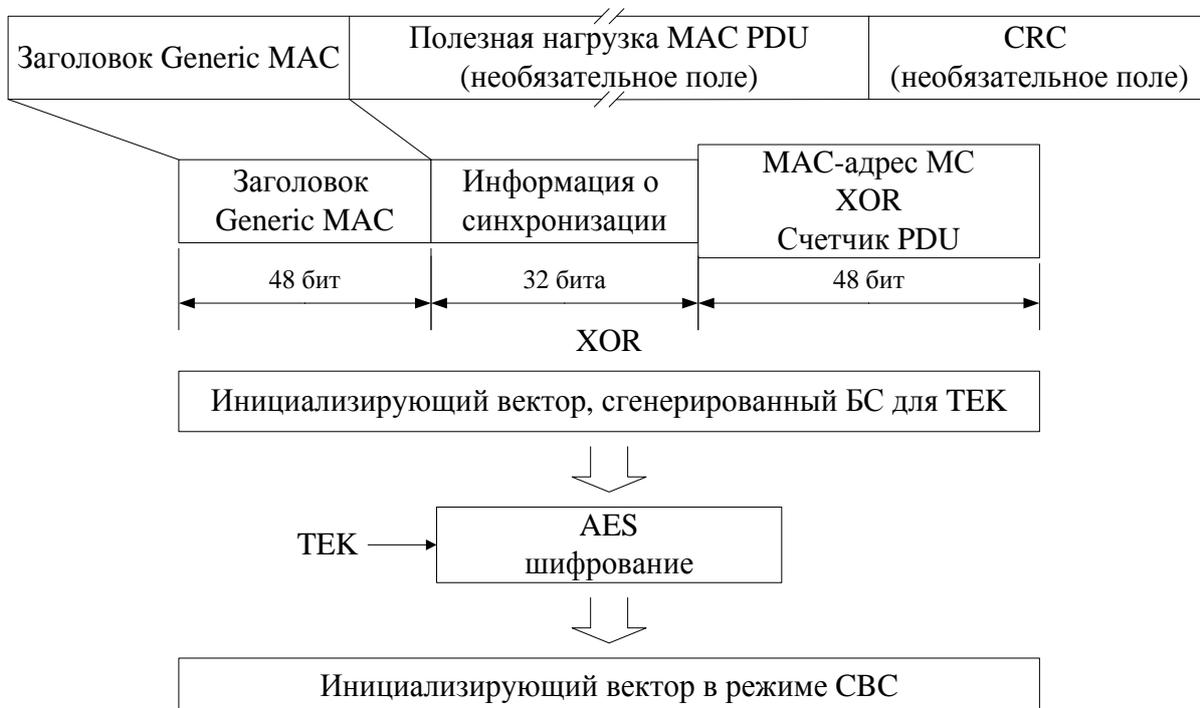
### Режим шифрования CBC

В режиме CBC (Cipher-Block Chaining) каждый блок данных, подлежащий шифрованию, побитно складывается по модулю 2 с результатом шифрования предыдущего блока данных. Первый блок побитно складывается с инициализирующим вектором (рис. 3.10). Аутентификация данных в данном режиме не производится.



**Рис. 3.10. Шифрование и дешифрование данных в режиме CBC**

Инициализирующий вектор в случае шифрования по алгоритму DES формируется при побитном сложении по модулю 2 инициализирующего вектора, сгенерированного БС для конкретного ТЕК, и номера кадра, в котором передается MAC PDU. В случае шифрования по алгоритму AES инициализирующий вектор генерируется в несколько этапов (рис. 3.11).

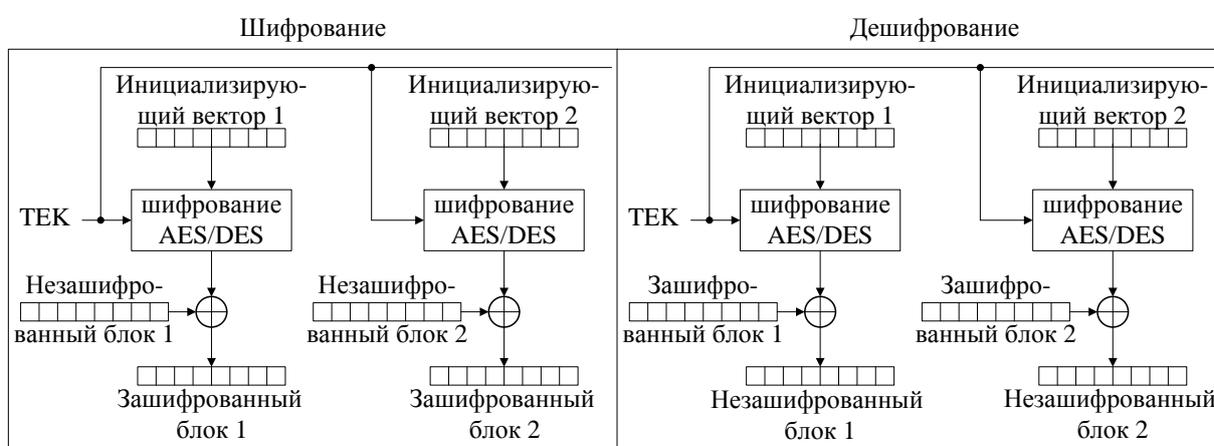


**Рис. 3.11. Формирование инициализирующего вектора в режиме CBC при использовании алгоритма AES**

Как видно из рис. 3.11, такой способ формирования инициализирующего вектора обеспечивает его уникальность для каждого шифруемого PDU.

### Режим шифрования CTR

В режиме CTR (CounTeR) выполняется шифрование уникальных инициализирующих векторов, которые после этого побитно складываются по модулю 2 с блоками данных (рис. 3.12). Режим CTR применяется для широковещательных посылок по защищенному каналу. Аутентификация данных в данном режиме не производится.



**Рис. 3.12. Шифрование и дешифрование данных в режиме CTR**

При генерировании инициализирующих векторов применяется счетчик по нескольким позициям (Rollover Counter, ROC). Счетчик имеет длину 8 бит, причем 3 наиболее значимых бита используются для отсчета номера кадра (по модулю 8), а следующие 5 бит — для отсчета номера MAC PDU. Инициализирующий вектор для первого блока шифрования формируется следующим образом:

1). Генерируется 32-битная строка, в которой 8 наиболее значимых битов представляют собой ROC, а последующие 24 бит — 8-битный номер текущего фрейма, повторенный 3 раза.

2). Полученная строка повторяется 4 раза, генерируя 128-битное начальное значение счетчика.

При шифровании каждого последующего блока данных значение этого 128-битного счетчика увеличивается на 1. Значение ROC помещается перед зашифрованной полезной нагрузкой MAC PDU (рис. 3.13).

Заголовок Generic MAC	ROC	Зашифрованная полезная нагрузка MBS	CRC (необязательное поле)
--------------------------	-----	--	------------------------------

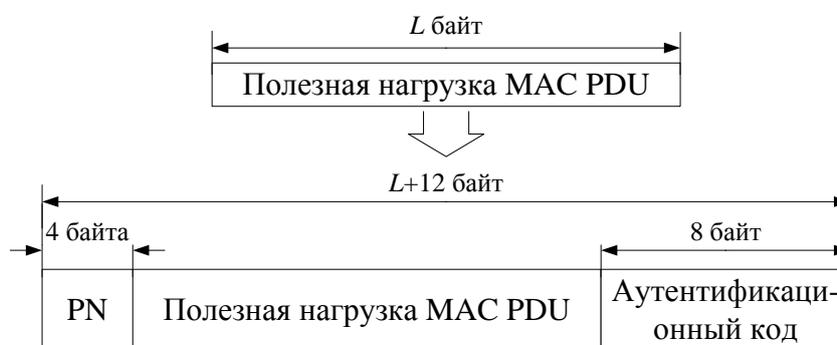
**Рис. 3.13. Формат MAC PDU в режиме шифрования CTR**

### Режим шифрования CCM

Режим CCM (Counter with CBC-MAC) является сочетанием режима шифрования CTR и режима аутентификации данных CBC-MAC. В этом случае к полезной нагрузке MAC PDU добавляются:

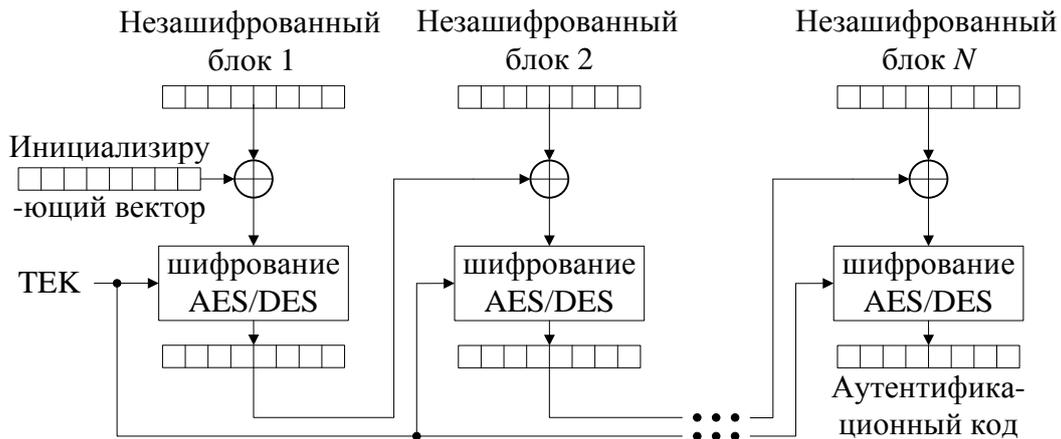
- номер передаваемого пакета данных (Packet Number, PN), который обнуляется при получении нового ТЕК;
- аутентификационный код полезной нагрузки MAC PDU.

Формат MAC PDU в режиме шифрования CCM представлен на рис. 3.14.



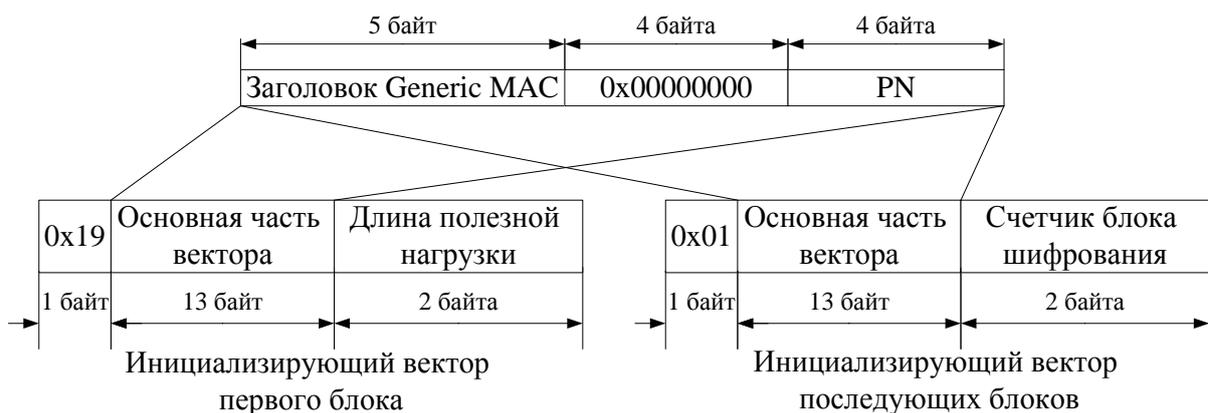
**Рис. 3.14. Формат MAC PDU в режиме шифрования CCM**

На первом этапе обработки полезной нагрузки MAC PDU вычисляется ее аутентификационный код в режиме CBC-MAC (рис. 3.15).



**Рис. 3.15. Вычисление аутентификационного кода полезной нагрузки MAC PDU в режиме CBC-MAC**

Полезная нагрузка объединяется с полученным аутентификационным кодом, после чего производится их совместное шифрование в режиме CTR. Однако в данном случае инициализирующие векторы генерируются иначе. Сначала создается основная 13-байтная часть вектора (рис. 3.16), в которой используется первые 5 байт заголовка Generic MAC (за исключением поля HCS) и значение PN. Далее этот вектор дополняется 1-байтной константой, а также значением длины полезной нагрузки до шифрования или номером шифруемого блока.



**Рис. 3.16. Формирование инициализирующего вектора в режиме CCM**

### 3.3.4. Аутентификация и авторизация

Типовая архитектура системы контроля доступа в беспроводных сетях представлена на рис. 3.17.



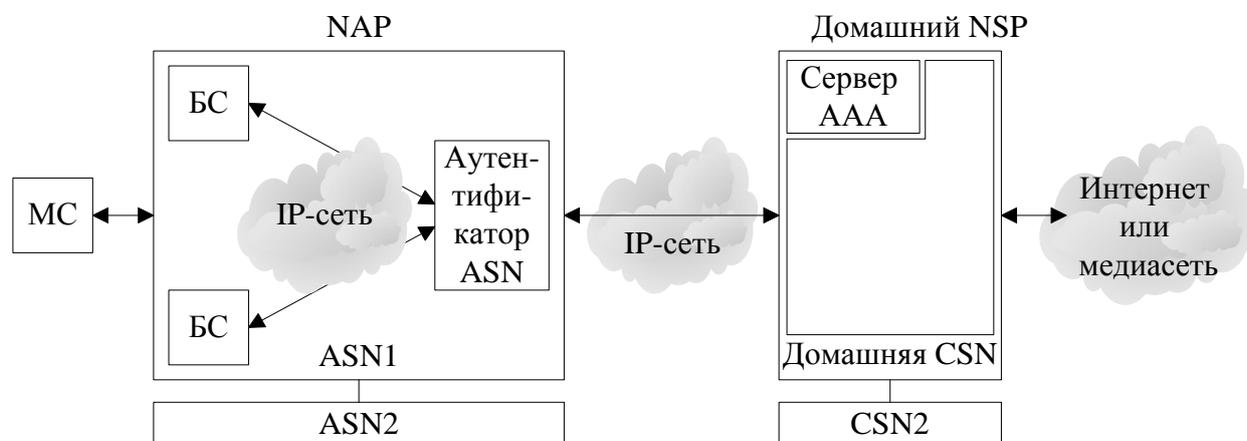
**Рис. 3.17. Типовая архитектура системы контроля доступа в беспроводных сетях**

Согласно спецификациям WiMAX Forum в качестве аутентификатора АС чаще всего выступает специальная служба аутентификации внутри ASN (Access Service Network). Сообщения между АС и БС передаются в соответствии с протоколом РКМ посредством РКМ-REQ, РКМ-RSP. БС и аутентификатор обмениваются информацией в соответствии с протоколом Authentication Relay Protocol. Наконец, аутентификатор связывается с сервером AAA, расположенным в домашней сети CSN (Connectivity Service Network), посредством протокола RADIUS (Remote Authentication in Dial-In User Service). Стек протоколов, используемых для аутентификации и авторизации, представлен на рис. 3.18.



**Рис. 3.18. Стек протоколов, используемых при аутентификации**

В рамках эталонной сетевой модели WiMAX Forum размещение элементов контроля доступа представлено на рис. 3.19.



**Рис. 3.19. Размещение элементов контроля доступа**

### **Аутентификация и авторизация в РКМv1**

На первом этапе АС посылает БС сообщение Authentication Information. Оно содержит цифровой сертификат X.509, заложенный в АС производителем или сторонней организацией. Сертификат, кроме всего прочего, содержит MAC-адрес АС и ее открытый ключ шифрования (АС имеет и секретный ключ, соответствующий открытому). Сразу после Authentication Information АС посылает сообщение Authorization Request, в котором запрашивает у БС общий ключ авторизации (Authorization Key, АК), а также запрашивает установление безопасного соединения (Security Association, SA).

Безопасное соединение — это совокупность информации, которая позволяет осуществлять безопасный обмен данными между АС и БС. В частности, к информации SA относится используемый криптографический комплекс, инициализирующие векторы, ключи ТЕК и время их жизни. Как уже было отмечено, время жизни ТЕК ограничено, и для постоянного поддержания SA АС приходится получать новые ключи через определенные промежутки времени. SA определяется своим номером SAID (Security Association Identifier). Этот номер, наряду с АК, АС запрашивает у БС в сообщении Authorization Request. Сообщение содержит следующую информацию:



В случае возникновения ошибок в ходе авторизации БС посылает АС сообщение *Authorization Reject*, в котором БС может потребовать от АС или отсрочить попытки авторизации, или прекратить эти попытки совсем (если невозможно определить изготовителя АС, или не удастся проверить ее цифровой сертификат, или не представляется возможным согласовать криптографический комплекс и т. д.).

Ключ АК имеет ограниченный срок жизни, поэтому АС (как и БС) должна периодически обновлять АК, посылая запросы *Authorization Request*. Для того чтобы SA не прерывалась на время смены ключей, АС должна хранить одновременно два АК — текущий и новый, причем с перекрывающимся наполовину временем действия. Как только истекает срок действия текущего АК, АС переходит на новый АК (который становится текущим) и отсылает *Authorization Request* для получения нового АК. Если на стороне БС произойдет ошибка проверки аутентичности данных или служебных сообщений от АС (т. е. при подозрении на действие злоумышленника), БС может послать АС сообщение *Authorization Invalid* с требованием реавторизации.

Описанная последовательность действий может быть наглядно представлена работой конечного автомата авторизации, включающего 6 состояний и 8 событий (рис. 3.20).

При изображении конечных автоматов с этого момента и далее состояния заключены в овалы, события выделены курсивом, а сообщения обозначены обычным шрифтом; команды, посылаемые процедурам управления ТЕК или ЕАР, начинаются с символов [ТЕК] или [ЕАР].

Состояние “Ожидание при отклонении авторизации” означает, что АС начинает отсчет времени, по истечении которого АС возобновит попытку авторизации. Состояние “Прекращение запросов” означает, что АС запрещено со стороны БС возобновлять попытки авторизации. Событие “Соединение установлено” наступает, когда АС и БС согласуют первичные параметры соединения (например, основной CID). Событие “Время действия авторизации истекло” наступает, когда время действия данной авторизации заканчивается и требуется реавторизация. Событие “Реавторизация” может означать смену одного или нескольких SAID, доступных АС.

### **Аутентификация и авторизация в РКМv2**

В РКМv2 возможны три схемы аутентификации:

- основанная на алгоритме RSA (односторонняя аутентификация АС);
- основанная на протоколе ЕАР (двусторонняя аутентификация: АС и БС);
- комбинация алгоритма RSA и протокола ЕАР (двусторонняя аутентификация: АС и БС).

Процесс аутентификации и авторизации в случае RSA-схемы аналогичен описанному выше для PKMv1. Поэтому здесь будет описана аутентификация и авторизация в соответствии с протоколом ЕАР, а также аутентификация и авторизация при сочетании RSA-ЕАР. Данные процессы имеют две фазы: стадия ЕАР и стадия так называемого “трехэтапного рукопожатия” (3-way handshake). Во время первой стадии выполняется следующая последовательность действий.

1). АС отправляет в АSN сообщение PKMv2 ЕАР Start. Производится установление общих параметров между АС и АSN. В частности, устанавливается криптографический комплекс и версия РКМ.

2). Аутентификатор направляет АС сообщение ЕАР Request Identity, в котором запрашивает ААА-сервер, которому АС принадлежит. АС отвечает сообщением ЕАР Response Identity. После этого все сообщения АС перенаправляются на указанный ААА-сервер.

3). ААА-сервер производит аутентификацию АС посредством ЕАР или RSA-ЕАР.

4). Между ААА-сервером и АС вырабатывается общий 512-битный мастер-ключ сессии (Master Session Key, MSK). Исходная информация, необходимая для выработки ключа, может передаваться или с помощью RSA, или с помощью процедур ЕАР.

5). В результате передачи MSK от ААА-сервера к аутентификатору между АС и аутентификатором устанавливается общий АК, который имеет ограниченное время жизни. Принципы обновления АК остаются теми же, что и в PKMv1.

6). АК передается от аутентификатора к БС, генерируются ключи аутентификации служебных сообщений и формируется информация для SA.

Процедура трехэтапного рукопожатия проводится для установления соответствия пар ключей аутентификации служебных сообщений MAC-уровня на стороне АС и БС. В зависимости от режима этими парами могут

быть (CMAC\_KEY\_D, CMAC\_KEY\_U) или (HMAC\_KEY\_D, HMAC\_KEY\_U). Процедура трехэтапного рукопожатия выглядит следующим образом.

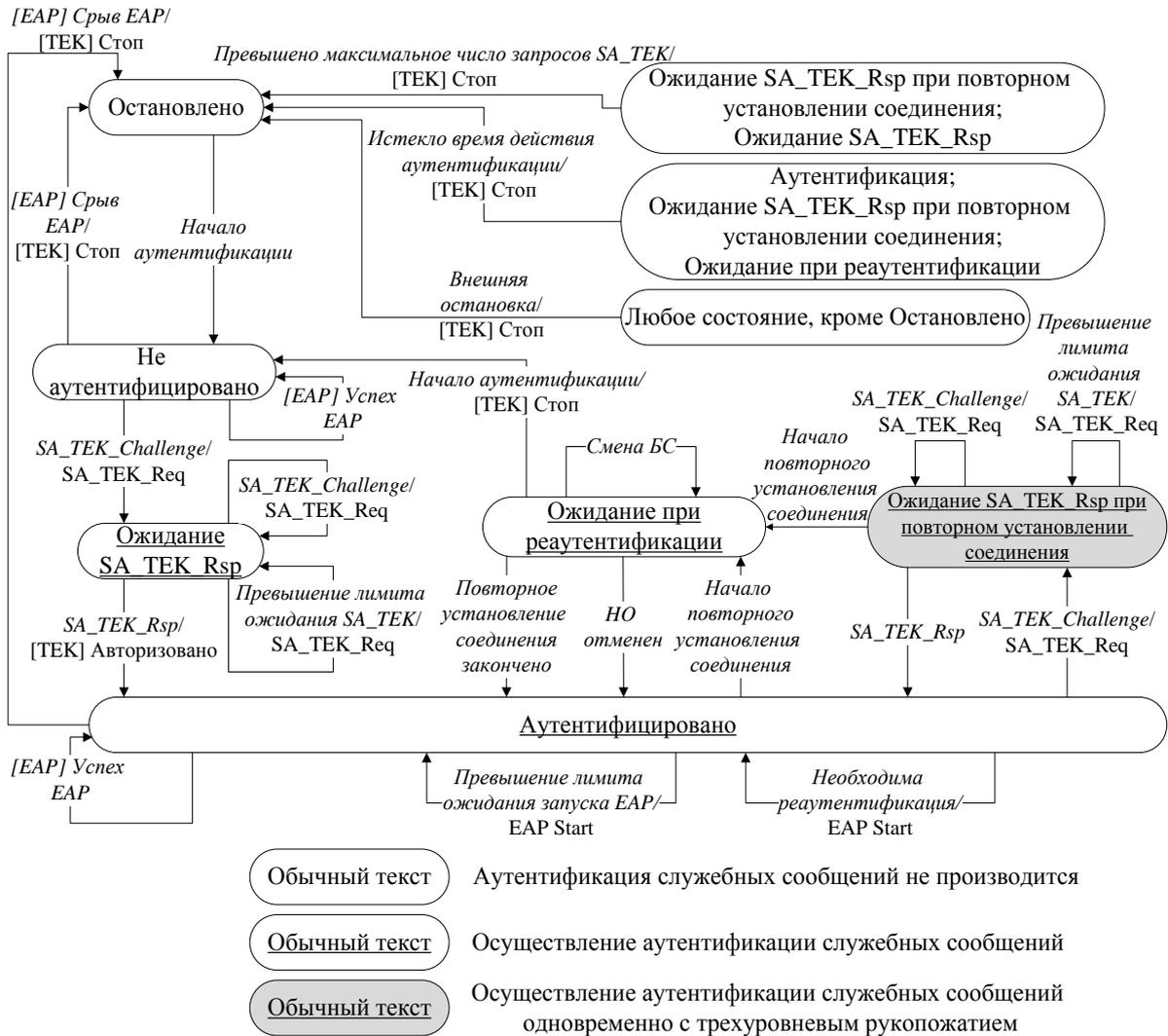
1). БС отправляет АС сообщение PKMv2 SA-ТЕК-Challenge, в котором содержится сгенерированное БС случайное число BS\_Random. Сообщение должно быть аутентифицировано (т. е. иметь цифровую подпись) с помощью ключа CMAC\_KEY\_D (HMAC\_KEY\_D).

2). АС проверяет подпись сообщения PKMv2 SA-ТЕК-Challenge с помощью имеющегося у нее ключа CMAC\_KEY\_U (HMAC\_KEY\_U). Успешная проверка означает соответствие ключей CMAC\_KEY\_D и CMAC\_KEY\_U (HMAC\_KEY\_D и HMAC\_KEY\_U). Информировав БС о распознавании подписи, АС отправляет сообщение PKMv2 SA-ТЕК-Req, в котором содержится определенное из PKMv2 SA-ТЕК-Challenge число, которое теперь обозначается MS\_Random. Сообщение подписывается с помощью ключа CMAC\_KEY\_U (HMAC\_KEY\_U).

3). БС проверяет подпись сообщения PKMv2 SA-ТЕК-Req, одновременно устанавливая соответствие ключей CMAC\_KEY\_U и CMAC\_KEY\_D (HMAC\_KEY\_U и HMAC\_KEY\_D). Если подпись сообщения PKMv2 SA-ТЕК-Req соответствует его содержанию, числа BS\_Random и MS\_Random совпадают, то согласование ключей считается полным. БС отправляет АС сообщение PKMv2 SA-ТЕК-Rsp с описанием установленных SA.

Подробнее процедуры получения ключей и аутентификации служебных сообщений описаны в п. 3.4.2.

Описанная последовательность действий может быть наглядно представлена работой конечного автомата, который, в отличие от протокола PKMv1, управляет не только авторизацией, но и аутентификацией (рис. 3.21). Представленный конечный автомат имеет 6 состояний и 16 событий. Команды, посылаемые процедурами EAP, начинаются с символа [EAP]. Протокол EAP лежит за рамками подуровня безопасности стандарта IEEE 802.16e-2005, 2009 и, поэтому, не будет здесь рассматриваться.



**Рис. 3.21. Конечный автомат аутентификации и авторизации в РКМv2**

В состоянии “Аутентифицировано” все служебные сообщения MAC-уровня, соответствующие основному CID, должны иметь цифровые подписи, созданные с помощью ключа CMAC\_KEY\_U (HMAC\_KEY\_U) или CMAC\_KEY\_D (HMAC\_KEY\_D). Состояние “Ожидание SA-TEK-Rsp при повторном установлении соединения” соответствует выполнению трехэтапного рукопожатия в процессе реаутентификации. Состояние “Ожидание при реаутентификации” наступает, если по каким-либо причинам необходимо произвести повторную аутентификацию/авторизацию, например, при смене БС (Handover, HO). Если в служебном сообщении RNG-RSP, поступившем от БС, содержится требование полного повторения процедур аутентификации и авторизации, то генерируется событие

“Начало аутентификации”. В противном случае генерируется событие “Повторное установление соединения закончено”.

Событие “Успех EAP” наступает при успешном выполнении процедур протокола EAP. Событие “Превышение лимита ожидания SA\_ТЕК” генерируется, если АС не получает от БС ответ на сообщение SA\_ТЕК\_Req, при этом возможно осуществление повторных посылок SA\_ТЕК\_Req. Если число таких повторных посылок превысит допустимый максимум, то наступает событие “Превышено максимальное число запросов SA\_ТЕК”. Событие “Превышение лимита ожидания запуска EAP” генерируется, если после отправки сообщения PKMv2 EAP Start реакция со стороны ASN в виде ответных сообщений отсутствует. Событие “Смена БС” наступает при переключении АС между различными БС.

### **3.3.5. Управление ключами**

#### **Управление ключами в PKMv1**

После установления авторизации в соответствии с протоколом PKMv1 АС независимо запускает для каждого SAID, установленного в сообщении Authorization Reply, процедуру получения и обновления ключей ТЕК. Ранее упоминалось, что ТЕК, также как и АК, имеет ограниченный срок действия. Поэтому, подобно АК, для каждого SAID управляющая им процедура должна хранить два ТЕК с наполовину перекрывающимся временем жизни. При этом каждая процедура независимо посылает БС сообщения Key Request, в которых запрашивает обновления ключевой информации для своего SAID. БС отвечает сообщениями Key Reply, в которых содержатся:

- два активных ключа ТЕК (текущий и новый) для запрашиваемого SAID;
- оставшиеся времена жизни этих ключей;
- инициализирующие векторы для алгоритмов шифрования.

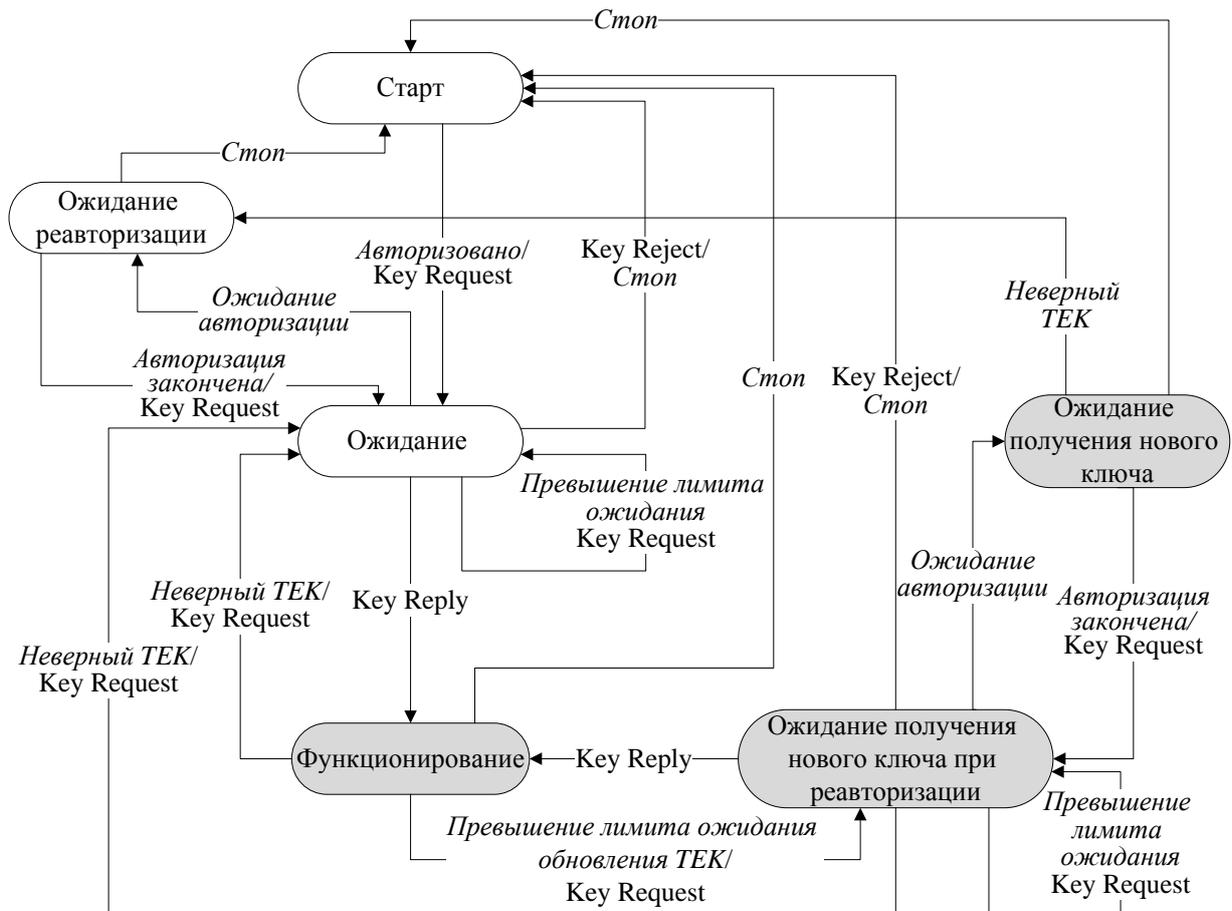
В случае если БС прекращает действие данного SAID для АС, БС посылает АС сообщение Key Reject с соответствующим уведомлением. Если БС получает от АС данные с неизвестным ключом шифрования, БС посылает АС сообщение TEK Invalid.

Ключи ТЕК передаются от БС к АС в зашифрованном виде. Ключом для шифрования ТЕК является “ключ шифрования ключа” (Key Encryption

Key, КЕК). КЕК формируется с помощью специального алгоритма из АК как на стороне АС, так и на стороне БС.

Аналогично процессу авторизации, функционирование процедуры управления ТЕК можно представить в виде работы конечного автомата ТЕК, имеющего 6 состояний и 9 событий. Как видно из рис. 3.20, конечный автомат авторизации в РКМv1 воздействует на управляемый им конечный автомат ТЕК в РКМv1 посредством следующих команд:

- [ТЕК] Стоп: остановить работающий конечный автомат ТЕК;
- [ТЕК] Авторизовано: запустить неработающий конечный автомат ТЕК;
- [ТЕК] Ожидание авторизации: перевести работающий конечный автомат ТЕК в режим ожидания;
- [ТЕК] Авторизация выполнена: вывести работающий конечный автомат ТЕК из режима ожидания.



**Рис. 3.22. Конечный автомат ТЕК в РКМv1**

Конечный автомат ТЕК в протоколе PKMv1 представлен на рис. 3.22. Состояния, заключенные в закрашенные овалы, соответствуют ситуации нормальной отправки зашифрованного трафика по SA.

Конечный автомат ТЕК переходит в состояние:

- “Ожидание реавторизации”, когда данные о ключах недоступны в силу прохождения процедуры реавторизации;
- “Ожидание получения нового ключа при реавторизации”, когда конечный автомат ТЕК обладает действующими ключами ТЕК во время прохождения процедуры реавторизации.

### Управление ключами в PKMv2

В протоколе PKMv2 сохраняется общая идея PKMv1 относительно получения и управления AC двумя ключами ТЕК с перекрывающимися сроками действия посредством конечного автомата. Однако все операции на каждом этапе усложняются. Для получения ключевых последовательностей используется алгоритм Dot16KDF.

В случае RSA-авторизации с помощью служебных сообщений PKMv2 RSA-Request, PKMv2 RSA-Reply, PKMv2 RSA-Reject и PKMv2 RSA-Acknowledgement происходит установление первичного, общего для BC и AC ключевого материала — главного ключа АК (pre-Primary АК, pre-PAK). Посредством Dot16KDF из pre-PAK формируется 160-битный ПАК, из которого, в свою очередь, с помощью Dot16KDF генерируется АК. Иерархия ключей в случае RSA-авторизации представлена на рис. 3.23.

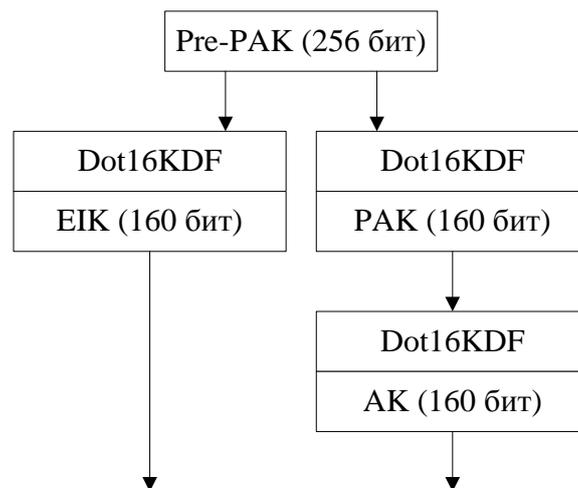
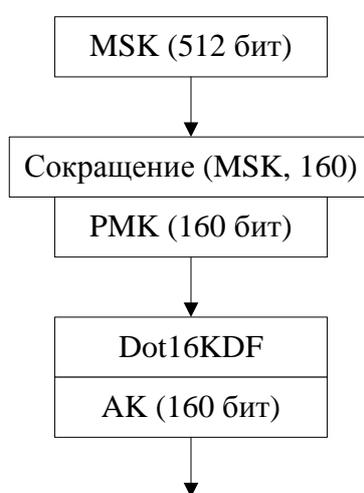


Рис. 3.23. Иерархия ключей в случае RSA-авторизации

Для EAP-авторизации, первичным, общим для БС и АС ключевым материалом является 512-битный мастер-ключ сессии (Master Session Key, MSK). Путем сокращения MSK до 160 бит АС и аутентификатор получают парный мастер-ключ (Pairwise Master Key, PMK). После этого из PMK с помощью Dot16KDF генерируется АК, а для PMK устанавливается время жизни, до истечения которого должна быть произведена реаутентификация. В противном случае, аутентификация производится сначала. Данный процесс запускается сообщением PKMv2 EAP Start. Иерархия ключей в случае EAP-авторизации представлена на рис. 3.24.



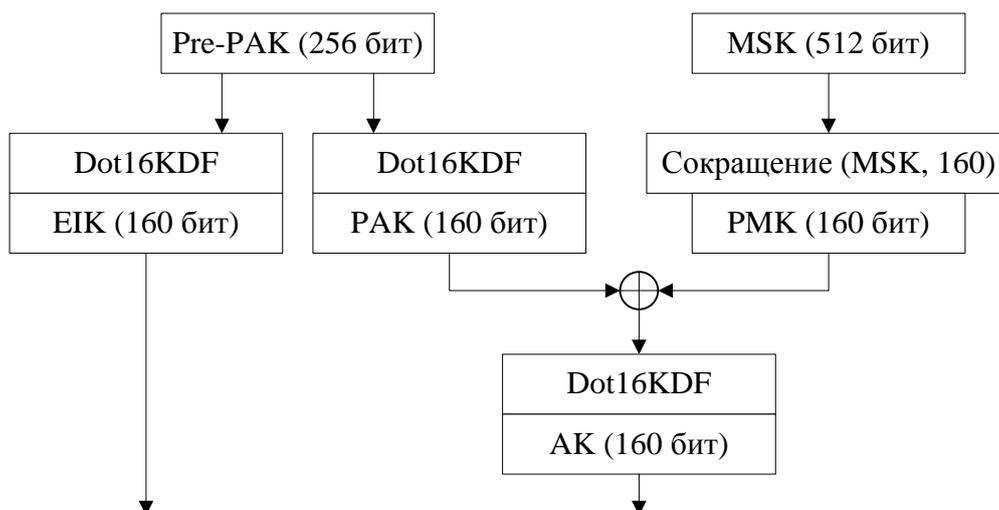
**Рис. 3.24. Иерархия ключей в случае EAP-авторизации**

При совместном использовании RSA и EAP производятся обе процедуры, описанные выше. В результате АС обладает как РАК, так и РМК, из которых посредством алгоритма Dot16KDF генерируется АК. С помощью pre-РАК также создается 160-битный ключ ЕИК для аутентификации сообщений EAP. Иерархия ключей в случае RSA-EAP-авторизации представлена на рис. 3.25.

Подуровень безопасности стандарта IEEE 802.16e-2005, 2009 предусматривает аутентификацию служебных сообщений MAC-уровня и сообщений протокола EAP. Аутентификация служебных сообщений MAC-уровня осуществляется добавлением в конец этих сообщений цифровой подписи длиной 15 байт. Цифровая подпись производится по одному из двух механизмов:

– с помощью хеширования (по алгоритму SHA-1), при этом используются ключи HMAC\_KEY\_D и HMAC\_KEY\_U для нисходящего и восходящего потоков данных соответственно;

– с помощью блочного шифрования (по алгоритму AES со 128-битным ключом), при этом используются ключи CMAC\_KEY\_D и CMAC\_KEY\_U для нисходящего и восходящего потоков данных соответственно.



**Рис. 3.25. Иерархия ключей в случае RSA-EAP-авторизации**

Выбор метода аутентификации зависит от используемого криптографического комплекса. Структура цифровой подписи сообщения в случае использования блочного шифрования представлена на рис. 3.26.

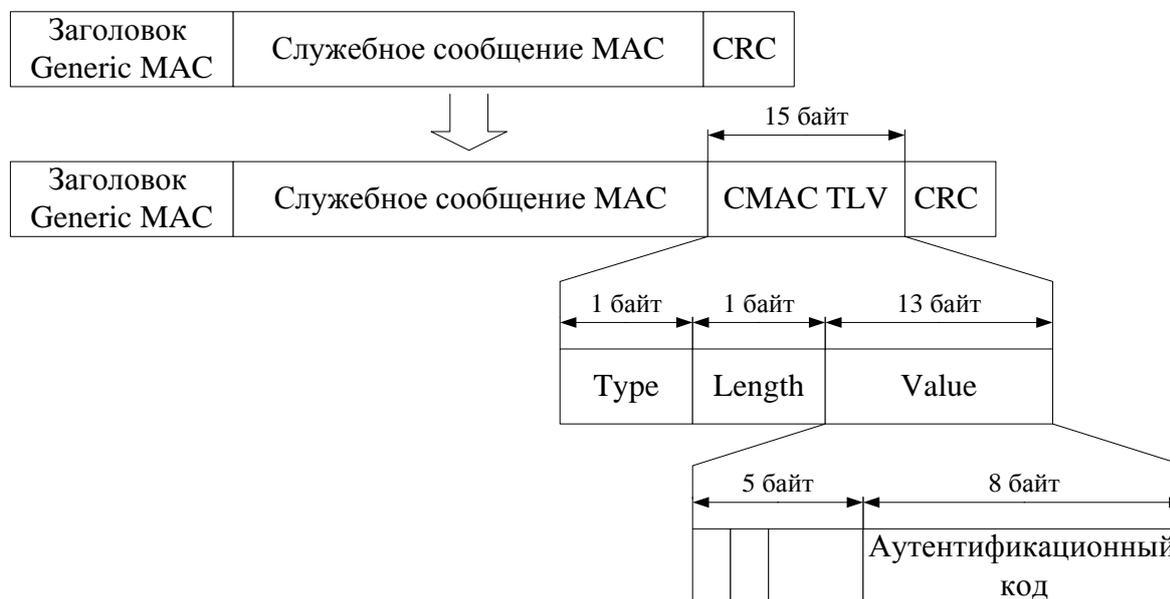
Ключи HMAC\_KEY\_D и HMAC\_KEY\_U генерируются с помощью алгоритма Dot16KDF из АК. Ключи CMAC\_KEY\_D и CMAC\_KEY\_U создаются в два этапа. Сначала с помощью алгоритма Dot16KDF и ключа АК генерируются предварительные ключи CMAC\_PREKEY\_D и CMAC\_PREKEY\_U. Затем с помощью алгоритма AES осуществляется преобразование:

$$\text{CMAC\_KEY\_U} \leftarrow \text{AES}_{\text{CMAC\_PREKEY\_U}}(\text{CMAC\_KEY\_COUNT});$$

$$\text{CMAC\_KEY\_D} \leftarrow \text{AES}_{\text{CMAC\_PREKEY\_D}}(\text{CMAC\_KEY\_COUNT}),$$

где CMAC\_KEY\_COUNT — значение 16-битного счетчика ключей PMK, выступающее в роли шифруемых данных, CMAC\_PREKEY\_D и CMAC\_PREKEY\_U — ключи шифрования AES.

Аутентификация сообщений протокола EAP производится аналогично, но ключи CMAC\_KEY\_U, CMAC\_KEY\_D и HMAC\_KEY\_U, HMAC\_KEY\_D генерируются с помощью алгоритма Dot16KDF из ключа EIK.



**Рис. 3.26. Аутентификация служебных сообщений MAC-уровня**

Управление ключами ТЕК для каждого SAID в PKMv2 происходит аналогично PKMv1. Список доступных SAID содержится в отправляемом от БС к АС сообщении PKMv2 RSA-Reply (при RSA-аутентификации) или PKMv2 SA-TEK-Rsp (при EAP-аутентификации или EAP-RSA-аутентификации). Каждая процедура управления SAID посылает БС запросы PKMv2 Key Request на получение пар ключей ТЕК с перекрывающимися временами жизни. Если проверка этих запросов прошла успешно, то БС отвечает сообщениями PKMv2 Key Reply, в противном случае БС посылает АС сообщения PKMv2 Key Reject или PKMv2 TEK Invalid. Ключи КЕК генерируются из АК с помощью алгоритма Dot16KDF (для AES-шифрования данных) или с помощью хеш-функции SHA-1 (для 3-DES-шифрования данных).

В PKMv2 определены защищенные передачи данных от БС к группе АС или ко всем АС данной БС. При групповой рассылке используется ключ шифрования группового трафика (Group Traffic Encryption Key, ГТЕК). ГТЕК, в свою очередь, шифруется "ключом шифрования группо-



включающего 7 состояний и 11 событий. Конечный автомат ТЕК в протоколе РКМv2 представлен на рис. 3.27. Состояния, заключенные в закрашенные овалы, соответствуют ситуации нормальной отправки зашифрованного трафика по SA.

Конечный автомат ТЕК в РКМv2 переходит в состояние:

– “Ожидание реавторизации”, когда данные о ключах не доступны в силу прохождения процедуры реавторизации;

– “Ожидание получения нового ключа при реавторизации”, когда конечный автомат ТЕК обладает действующими ключами ТЕК во время прохождения процедуры реавторизации.

– “M&B (multicast and broadcast) ожидание получения нового ключа” — данное состояние определено только для групповых и широковещательных рассылок от БС. Оно соответствует состоянию получения новых ключей ГТЕК.

В сообщении “GTEK Update Command” содержится команда от БС обновить ключи ГТЕК.

### **3.4. Вопросы для самопроверки**

1. Перечислите подуровни стандарта IEEE 802.16.
2. Какие типы соединений организовываются при подключении АС к сети?
3. Что такое идентификатор соединений CID?
4. Опишите формат общего заголовка MAC PDU.
5. Для чего применяются управляющие сообщения? Опишите формат управляющего сообщения.
6. Как выглядит процедура аутентификации и авторизации в сетях WiMAX?
7. Какие протоколы шифрования применяются в сетях WiMAX?
8. Как осуществляется управление ключами в РКМv2?
9. Нарисуйте структурную схему подуровня безопасности IEEE 802.16.

## Библиографический список

1. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : [пер. с англ.] / Б. Скляр. — 2-е изд., испр. — М. : Издательский дом “Вильямс”, 2003. — 1104 с.
2. *Диксон Р. К.* Широкополосные системы : [пер. с англ.] / Р. К. Диксон; под общ. ред. В. И. Журавлева. — М. : Связь, 1979. — 304 с.
3. *Макаров С. Б.* Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания / С. Б. Макаров, И. А. Цикин. — М. : Радио и связь, 1988. — 304 с.
4. Стандарт беспроводных сетей городского масштаба. — IEEE Std 802.16™-2009.
5. *Кантор Л. Я.* Спутниковая связь и вещание. Справочник / Л. Я. Кантор [и др.]. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Радио и связь, 1988. — 344 с.
6. *Lawrey E.* Multiuser OFDM / Fifth International Symposium on Signal Processing and its Applications, ISSPA `99, Brisbane, Australia, 1999.
7. *Вишневский В. М.* Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский [и др.]. — М. : Техносфера, 2005. — 592 с.
8. *Wang L.* An Overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM systems / L. Wang, C. Tellambura. — Signal Processing and Information Technology, 2006 IEEE International Symposium on, Aug. 2006. — Page(s): 840 – 845.
9. *Antoine D.* Novel Turbo-Equalization Techniques for Coded Digital Transmission : Thesis presented for the Ph. D. degree in Applied Sciences / D. Antoine. — В 1348 Louvain-la-Neuve Belgique, 2004. — 216 с.
10. Приказ №19 (РД) по Министерству информационных технологий и связи Российской Федерации “Об утверждении правил Применения оборудования радиодоступа. Часть I. Правила применения оборудования радиодоступа для беспроводной передачи данных в диапазоне от 30 МГц до 66 ГГц” от 19 февраля 2007 г.
11. Нормы ГКРЧ на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения от 1 июня 2003 г.

12. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра : [пер. с англ.] / К. Феер. — М. : Радио и связь, 2000. — 502 с.

13. *Банкет В. Л.* Цифровые методы в спутниковой связи / В. Л. Банкет, А. В. Дорофеев. — М. : Радио и связь, 1988. — 239 с.

14. *Бабков В. Ю.* Системы связи с кодовым разделением каналов / В. Ю. Бабков [и др.]. — СПб : ТРИАДА, 2003. — 293 с.

15. *Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Радио и связь, 1982. — 624 с.

16. *Григорьев В. К.* Системы беспроводного доступа / В.К. Григорьев. — М. : Экотрендз, 2005 — 205 с.

## Приложение. Пример сети WiMAX

В мае 2007 г. кипрская фирма WiMAX Holding Ltd основала “Скартел” – компанию, которая должна была предоставлять операторские услуги сети Mobile WiMAX в России. Центральный офис новой компании расположился в Санкт-Петербурге. Так как инфраструктура, необходимая для функционирования сетей Mobile WiMAX в РФ, отсутствовала, “Скартел” начала строительство собственных базовых станций и магистральных транспортных линий, выступая одновременно как NAP и NSP. По этой причине инвестиции в компанию возросли с изначально планируемых \$20 млн. до \$300 млн. 2 сентября 2008 г. в Санкт-Петербурге и Москве были официально запущены первые в РФ сети Mobile WiMAX под брендом Yota. Первоначально компания “Скартел” предложила протестировать сеть и предоставила бесплатное подключение 2000 абонентам до 1 апреля 2009 года, однако впоследствии этот срок был продлен до 1 июня 2009 года.

Система Mobile WiMAX Yota в Санкт-Петербурге работает в диапазоне 2,5–2,7 ГГц, ширина полосы частот сигнала составляет 10 МГц. К моменту тестового запуска в городской черте располагалось 80 БС Samsung Electronics, однако это число постоянно увеличивается. На сегодняшний день в зоне покрытия сети кроме самого Санкт-Петербурга расположены все крупные населенные пункты городской агломерации (Гатчина, Кронштадт, Петродворец, Пушкин, и т. д.) Радиус действия одной БС составляет примерно 10,7 км (без учета местных особенностей рельефа, а также затруднений приема сигнала, связанных с местом и условиями расположения абонентского оборудования). Транспортная сеть Yota работает на скорости 200 Мбит/с. Это позволяет обеспечить пиковую скорость передачи информации на одно пользовательское устройство 10 Мбит/с в нисходящем канале и 3 Мбит/с в восходящем канале. Реальные средние значения скоростей примерно в два раза ниже – 5 Мбит/с и 1,5 Мбит/с соответственно.

Доступ к сети осуществляется с помощью пользовательских терминалов, разрабатываемых и производимых по заказу фирмы “Скартел”. На рынке представлены USB-модемы, express-карты, а также ряд устройств (ноутбуки и коммуникаторы) со встроенными модемами Yota. В сети WiMAX/Yota длительность сервисного подканала равна 6 символам.

Рашич Андрей Валерьевич

## СЕТИ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА WiMAX

Учебное пособие

Лицензия ЛР № 020593 от 07.08.97

Налоговая льгота – общероссийский классификатор продукции ОК 005-93, т. 2;

95 3005 – учебная литература

---

Подписано в печать 23.06.2008 г. Формат 60×84/16. Печать цифровая.

Усл. печ. л. 9,3. Уч.-изд. л. 9,3. Тираж 100. Заказ

---

Отпечатано с готового оригинал-макета, предоставленного автором,  
в Цифровом типографском центре Издательства Политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, Политехническая ул., 29.

Тел.: (812) 550-40-14

Тел./факс: (812) 297-57-76