



## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие научного редактора . . . . .	15
Сведения об авторах . . . . .	17
Другие издания WILEY и IEEE PRESS по данной тематике . . . . .	19
Предисловие . . . . .	20
Благодарности . . . . .	35
<b>Глава 1. Системы CDMA третьего поколения . . . . .</b>	<b>37</b>
1.1. Введение . . . . .	37
1.2. Основы систем CDMA . . . . .	38
1.2.1. Основы широкополосного спектра . . . . .	39
1.2.1.1. Скачки частоты . . . . .	40
1.2.1.2. Прямая последовательность . . . . .	40
1.2.2. Влияние многолучевых каналов . . . . .	43
1.2.3. Приемник Rake . . . . .	47
1.2.4. Коллективный, многостанционный доступ . . . . .	50
1.2.4.1. Помехи входящей линии — DL . . . . .	52
1.2.4.2. Помехи исходящей линии . . . . .	53
1.2.4.3. Гауссова аппроксимация . . . . .	56
1.2.5. Расширяющие коды . . . . .	57
1.2.5.1. $m$ -последовательности . . . . .	58
1.2.5.2. Последовательности Голда . . . . .	59
1.2.5.3. Расширенные $m$ -последовательности [102] . . . . .	59
1.2.6. Оценивание канала . . . . .	60
1.2.6.1. Оценивание с использованием контрольного канала . . . . .	61
1.2.6.2. Оценивание исходящей линии UL с использованием контрольных символов . . . . .	62
1.2.6.3. Оценивание канала по контрольным символам с управлением по решению . . . . .	63
1.2.7. Заключение . . . . .	65
1.3. Системы мобильной связи третьего поколения . . . . .	66
1.3.1. Введение . . . . .	66
1.3.2. UTRA — система наземного радиодоступа UMTS [59, 115, 117—124] . . . . .	69
1.3.2.1. Характеристики UTRA . . . . .	70
1.3.2.2. Транспортные каналы . . . . .	74
1.3.2.3. Физические каналы . . . . .	75
1.3.2.3.1. Выделенные физические каналы . . . . .	77
1.3.2.3.2. Общие физические каналы . . . . .	80
1.3.2.3.2.1. Общие физические каналы режима FDD . . . . .	80
1.3.2.3.2.2. Общие физические каналы в режиме временного дуплекса TDD . . . . .	84

1.3.2.4. Мультиплексирование и кодирование каналов в UTRA . . . . .	86
1.3.2.4.1. Использование CRC . . . . .	87
1.3.2.4.2. Объединение последовательности транспортных блоков — упорядочивание . . . . .	87
1.3.2.4.3. Канальное кодирование . . . . .	87
1.3.2.4.4. Дополнение радиоцикла . . . . .	88
1.3.2.4.5. Первое перемежение . . . . .	88
1.3.2.4.6. Сегментация радиоцикла . . . . .	88
1.3.2.4.7. Согласование скоростей . . . . .	88
1.3.2.4.8. Индикация перерыва передачи . . . . .	91
1.3.2.4.9. Мультиплексирование транспортного канала . . . . .	91
1.3.2.4.10. Сегментация физического канала . . . . .	91
1.3.2.4.11. Второе перемежение . . . . .	91
1.3.2.4.12. Вставка в физический канал . . . . .	92
1.3.2.4.13. Вставка нескольких услуг с различными скоростями в физические каналы UL в режиме FDD [115] . . . . .	92
1.3.2.4.14. Вставка канала данных на скорости 4,1 кбит/с в DPDCH (направление DL) в режиме FDD . . . . .	94
1.3.2.4.15. Вставка нескольких каналов с различными скоростями в физические каналы (направление UL) в режиме TDD [115] . . . . .	96
1.3.2.5. Переменная скорость и мультикодовая передача в UTRA . . . . .	98
1.3.2.6. Расширение и модуляция . . . . .	98
1.3.2.6.1. Ортогональные коды с переменным коэффициентом расширения . . . . .	100
1.3.2.6.2. Скремблирующие последовательности исходящей линии UL . . . . .	102
1.3.2.6.3. Скремблирующие последовательности входящей линии DL . . . . .	103
1.3.2.6.4. Модуляция и расширение сигналов исходящей линии UL . . . . .	103
1.3.2.6.5. Модуляция и расширение на входящей линии DL . . . . .	105
1.3.2.7. Произвольный доступ . . . . .	106
1.3.2.7.1. Порядок произвольного физического доступа, иницированный мобильной станцией . . . . .	106
1.3.2.7.2. Порядок доступа общего пакетного канала . . . . .	107
1.3.2.8. Управление мощностью . . . . .	108
1.3.2.8.1. Управление мощностью в UTRA с обратной связью . . . . .	108
1.3.2.8.2. Управление мощностью в UTRA без обратной связи . . . . .	109
1.3.2.9. Идентификация сот . . . . .	109
1.3.2.9.1. Идентификация сот в режиме FDD . . . . .	109
1.3.2.9.2. Идентификация соты в режиме TDD . . . . .	112
1.3.2.10. Передача обслуживания . . . . .	113

1.3.2.10.1. Плавная или внутрисистемная передача обслуживания . . . . .	114
1.3.2.10.2. Жесткая или межсистемная передача обслуживания . . . . .	114
1.3.2.11. Межсотовая временная синхронизация UTRA в режиме TDD . . . . .	116
1.3.3. Система наземного радиодоступа CDMA2000 [151—153] . . . . .	117
1.3.3.1. Характеристики CDMA2000 . . . . .	118
1.3.3.2. Физические каналы в CDMA2000 . . . . .	119
1.3.3.3. Канальное кодирование и мультиплексирование . . . . .	123
1.3.3.4. Расширения и модуляции сигналов . . . . .	123
1.3.3.4.1. Расширения и модуляции сигналов на DL . . . . .	126
1.3.3.4.2. Расширение и модуляция на UL . . . . .	127
1.3.3.5. Произвольный доступ . . . . .	127
1.3.3.6. Передача эстафеты обслуживания . . . . .	131
1.3.4. Особенности улучшения показателей работы . . . . .	132
1.3.4.1. Методы разнесения передачи на входящих линиях . . . . .	132
1.3.4.1.1. Пространственно-временное разнесение передаваемых закодированных блоков . . . . .	132
1.3.4.1.2. Разнесение передачи за счет переключения во времени . . . . .	132
1.3.4.1.3. Разнесение передачи с обратной связью . . . . .	133
1.3.4.2. Адаптивные антенны . . . . .	133
1.3.4.3. Многопользовательское детектирование и компенсация помех . . . . .	134
1.3.5. Заключение по системам 3G . . . . .	135
1.4. Итоги и выводы . . . . .	135
<b>Глава 2. Высокоскоростной пакетный доступ в исходящем и входящем направлениях</b> . . . . .	<b>136</b>
2.1. Введение . . . . .	136
2.2. Высокоскоростной пакетный доступ во входящем направлении — DL . . . . .	137
2.2.1. Физический уровень . . . . .	144
2.2.1.1. Высокоскоростной входящий физический канал совместного использования (HS-PDSCH) . . . . .	146
2.2.1.2. Высокоскоростной совместно используемый канал управления (HS-SCCH) . . . . .	147
2.2.1.3. Высокоскоростной выделенный физический канал управления (HS-DPCCH) . . . . .	149
2.2.2. Уровень управления доступом к среде передачи (MAC) . . . . .	150
2.3. Высокоскоростной пакетный доступ в исходящем направлении . . . . .	151
2.3.1. Физический слой . . . . .	156
2.3.1.1. Расширенный выделенный физический канал данных (E-DPDCH) . . . . .	158
2.3.1.2. Расширенный выделенный физический канал управления (E-DPCCH) . . . . .	160
2.3.1.3. Расширенный выделенный канал индикации процедуры HARQ (E-HICH) . . . . .	160

2.3.1.4. Расширенный выделенный канал с абсолютным грантом (E-AGSH) . . . . .	161
2.3.1.5. Расширенный выделенный канал с относительным грантом (E-RGCH) . . . . .	161
2.3.2. Уровень MAC . . . . .	162
2.4. Аспекты технической реализации . . . . .	167
2.4.1. Алгоритм детектирования каналов HS-SCCH . . . . .	167
2.4.1.1. Алгоритм Витерби, основанный на разности метрик путей . . . . .	168
2.4.1.2. Алгоритм Ямамото—Ито . . . . .	168
2.4.1.3. Алгоритм минимальной разности метрик путей . . . . .	169
2.4.1.4. Алгоритм средней разности метрик путей . . . . .	169
2.4.1.5. Алгоритм частоты разностей метрик путей . . . . .	170
2.4.1.6. Алгоритм последней разности метрик путей . . . . .	170
2.4.1.7. Качественные показатели алгоритмов детектирования . . . . .	170
2.4.2. Модуляция 16QAM . . . . .	170
2.4.2.1. Оценка амплитуды и фазы . . . . .	171
2.4.2.2. Эквалайзер (корректор) . . . . .	171
2.4.3. Время обработки результатов процедуры HARQ . . . . .	173
2.4.4. Пик-фактор . . . . .	174
<b>Глава 3.Packetные адаптивные беспроводные приемопередатчики HSDPA . . . . .</b>	<b>175</b>
3.1. Введение . . . . .	175
3.2. Узкополосная пакетная адаптивная модуляция . . . . .	176
3.3. Широкополосная пакетная адаптивная модуляция . . . . .	180
3.3.1. Метрики качества канала . . . . .	180
3.4. Широкополосные видеоприемопередатчики VbV-AQAM . . . . .	183
3.5. Характеристики VbV-AQAM . . . . .	188
3.6. Показатели видео широкополосной VbV-AQAM . . . . .	190
3.6.1. Пороги переключения AQAM . . . . .	192
3.6.2. Показатели видеотелефонов с турбокодированной AQAM . . . . .	193
3.7. Адаптивные видеоприемопередатчики CDMA с совместным детектированием и последовательной передачей пакетов . . . . .	195
3.7.1. Многопользовательское детектирование в CDMA . . . . .	195
3.7.2. Режимы сигнализации и адаптации модема JD-ACDMA . . . . .	197
3.7.3. Видеоприемопередатчик JD-ACDMA . . . . .	199
3.7.4. Показатели видеоприемопередатчиков JD-ACDMA . . . . .	202
3.8. Видеоприемопередатчики OFDM с адаптивными поддиапазонами . . . . .	206
3.9. Итоги и заключение . . . . .	211
<b>Глава 4. Интеллектуальные антенные решетки и формирование луча . . . . .</b>	<b>212</b>
4.1. Введение . . . . .	212
4.2. Формирование луча . . . . .	213
4.2.1. Параметры антенной решетки . . . . .	213
4.2.2. Потенциальные преимущества применения антенных решеток в мобильной связи . . . . .	215

4.2.2.1. Многолучевая передача [6] . . . . .	215
4.2.2.2. Адаптивные лучи [6] . . . . .	216
4.2.2.3 Управление положением нулей диаграммы направленности [6, 295] . . . . .	216
4.2.2.4 Схемы разнесения [6, 296] . . . . .	217
4.2.2.5. Снижение разброса задержек и замираний при многолучевом распространении . . . . .	221
4.2.2.6. Подавление внутриканальных помех . . . . .	222
4.2.2.7. Повышение пропускной способности и спектральная эффективность . . . . .	223
4.2.2.8. Повышение эффективности передачи . . . . .	224
4.2.2.9. Сокращение эстафетной передачи обслуживания . . . . .	224
4.2.3. Модель сигнала . . . . .	224
4.2.4. Пример формирования луча . . . . .	227
4.2.5. Аналоговое формирование луча . . . . .	229
4.2.6. Цифровое формирование луча . . . . .	230
4.2.7. Формирование диаграммы направленности с разнесением элементов . . . . .	230
4.2.8. Формирователь диаграммы направленности с разнесением лучей . . . . .	231
4.3. Адаптивное формирование луча . . . . .	233
4.3.1. Фиксированные лучи . . . . .	234
4.3.2. Методы с использованием временных опорных сигналов . . . . .	236
4.3.2.1. Метод наименьших средних квадратов . . . . .	239
4.3.2.2. Алгоритм нормированных наименьших средних квадратов . . . . .	241
4.3.2.3. Обращение матрицы отсчетов . . . . .	242
4.3.2.4. Рекурсивный алгоритм наименьших квадратов . . . . .	250
4.3.3. Методы с использованием пространственных опорных сигналов . . . . .	251
4.3.3.1. Калибровка антенны . . . . .	252
4.3.4. Слепая адаптация . . . . .	255
4.3.4.1. Алгоритм постоянных модулей . . . . .	255
4.3.5. Применение адаптивных решеток во входящем направлении . . . . .	257
4.3.6. Оценка качественных показателей адаптивного формирования луча . . . . .	259
4.3.6.1. Двухэлементная адаптивная антенна, использующая обращение матрицы отсчетов . . . . .	260
4.3.6.2. Двухэлементная адаптивная антенна с использованием метода обычных наименьших средних квадратов . . . . .	262
4.3.6.3. Двухэлементная адаптивная антенна с использованием алгоритма нормированных наименьших средних квадратов . . . . .	265
4.3.6.4. Качественные показатели трехэлементной адаптивной антенной решетки . . . . .	268
4.3.6.5. Анализ сложности . . . . .	282
4.4. Итоги и выводы . . . . .	283

<b>Глава 5. Адаптивные антенные решетки в сетях сотовой связи FDMA/TDMA</b> . . . . .	285
5.1. Введение . . . . .	285
5.2. Моделирование адаптивных антенных решеток . . . . .	286
5.2.1. Алгебраическая манипуляция с оптимальным формированием луча . . . . .	287
5.2.2. Использование функций плотности вероятности . . . . .	288
5.2.3. Формирование луча методом обращения матрицы отсчетов . . . . .	290
5.3. Методы распределения каналов . . . . .	291
5.3.1. Обзор методов распределения каналов . . . . .	292
5.3.1.1. Фиксированное распределение каналов . . . . .	294
5.3.1.1.1. Заимствование каналов . . . . .	296
5.3.1.1.2. Гибкое распределение каналов . . . . .	298
5.3.1.2. Динамическое распределение каналов . . . . .	298
5.3.1.2.1. Алгоритмы DCA с централизованным управлением . . . . .	301
5.3.1.2.2. Распределенные алгоритмы DCA . . . . .	302
5.3.1.2.3. Локально распределенные алгоритмы DCA . . . . .	303
5.3.1.3. Гибридное распределение каналов . . . . .	305
5.3.1.4. Влияние процедур передачи обслуживания . . . . .	306
5.3.1.5. Влияние управления мощностью передачи . . . . .	307
5.3.2. Моделирование алгоритмов распределения каналов . . . . .	307
5.3.2.1. Имитатор мобильной радиосети Netsim . . . . .	308
5.3.2.1.1. Модель физического слоя . . . . .	310
5.3.2.1.2. Модель теневого замирания . . . . .	311
5.3.3. Обзор алгоритмов распределения каналов . . . . .	312
5.3.3.1. Алгоритм фиксированного распределения каналов . . . . .	313
5.3.3.2. Распределенные алгоритмы динамического распределения каналов . . . . .	313
5.3.3.3. Локально распределенные алгоритмы динамического распределения каналов . . . . .	314
5.3.3.4. Параметры качества работы алгоритмов . . . . .	315
5.3.3.5. Модель неоднородного трафика . . . . .	317
5.3.4. Качественные показатели DCA без адаптивных антенных решеток . . . . .	318
5.4. Использование адаптивных антенных решеток . . . . .	319
5.5. Среды с многолучевым распространением . . . . .	322
5.6. Результаты моделирования качественных показателей сети . . . . .	329
5.6.1. Параметры, используемые при моделировании системы . . . . .	332
5.6.2. Результаты исследования работы неперекрывающейся сети . . . . .	343
5.6.2.1. Результаты исследования работы по каналу прямой видимости . . . . .	343
5.6.2.2. Результаты исследования работы по многолучевому каналу . . . . .	350
5.6.2.3. Работа по каналу с многолучевым распространением с использованием управления мощностью . . . . .	356
5.6.2.4. Передача по многолучевому каналу, в котором используются управление мощностью и адаптивная модуляция . . . . .	363
5.6.2.5. Алгоритм управления мощностью и адаптивной модуляции . . . . .	365

5.6.2.6. Качественные показатели динамического распределения каналов с использованием управления мощностью и AQAM . . . . .	369
5.6.2.7. Обобщение исследования работы перекрывающейся сети . . . . .	377
5.6.3. Результаты исследования качества работы перекрывающейся сети . . . . .	378
5.6.3.1. Результаты исследования качества работы по каналу прямой видимости . . . . .	379
5.6.3.2. Результаты исследования качества работы по многолучевому каналу . . . . .	384
5.6.3.3. Качество работы по многолучевому каналу при использовании управления мощностью . . . . .	390
5.6.3.4. Качество работы сети на основе AQAM при использовании управления мощностью . . . . .	396
5.7. Обобщение и выводы . . . . .	406
<b>Глава 6. Адаптивная модуляция, адаптивные антенные решетки и сетевые принципы высокоскоростного доступа HSDPA с частотным дуплексом FDD . . . . .</b>	<b>407</b>
6.1. Введение . . . . .	407
6.2. Доступ с кодовым разделением каналов и прямым расширением спектра . . . . .	409
6.3. Наземный радиодоступ UMTS . . . . .	411
6.3.1. Расширение спектра и модуляция . . . . .	412
6.3.2. Общий контрольный канал . . . . .	417
6.3.3. Управление мощностью . . . . .	418
6.3.3.1. Управление мощностью в исходящем направлении UL . . . . .	419
6.3.3.2. Управление мощностью во входящем направлении DL . . . . .	421
6.3.4. Мягкая передача обслуживания . . . . .	421
6.3.5. Расчет отношения сигнала к помехе плюс шум . . . . .	422
6.3.5.1. Передача от базовой станции . . . . .	422
6.3.5.2. Исходящая линия UL . . . . .	424
6.3.6. Многопользовательское детектирование . . . . .	424
6.4. Результаты моделирования . . . . .	426
6.4.1. Параметры моделирования . . . . .	426
6.4.2. Влияние управления мощностью на проведение мягкой передачи . . . . .	431
6.4.2.1. Фиксированные пороги уровня мощности без замираний . . . . .	432
6.4.2.2. Фиксированные пороги уровня мощности при замираниях 0,5 Гц . . . . .	436
6.4.2.3. Фиксированные пороги принимаемой мощности контрольного сигнала при замираниях с частотой 1 Гц . . . . .	438
6.4.2.4. Основные итоги и выводы . . . . .	439
6.4.2.5. Относительные уровни порогов контрольных сигналов без замираний . . . . .	440
6.4.2.6. Относительные уровни порогов контрольных сигналов с замираниями частотой 0,5 Гц . . . . .	442
6.4.2.7. Относительные уровни порогов контрольных сигналов с замираниями частотой 1 Гц . . . . .	445
6.4.2.8. Заключение . . . . .	447



6.4.3. Результаты моделирования мягкой передачи обслуживания, основанного на отношении $E_c/I_o$ . . . . .	447
6.4.3.1. Фиксированные пороги $E_c/I_o$ без замираний . . . . .	448
6.4.3.2. Фиксированные пороги $E_c/I_o$ при замираниях с частотой 0,5 Гц . . . . .	452
6.4.3.3. Фиксированные пороги $E_c/I_o$ при замираниях с частотой 1,0 Гц . . . . .	453
6.4.3.4. Итоги . . . . .	455
6.4.3.5. Относительные пороги $E_c/I_o$ без замираний . . . . .	455
6.4.3.6. Относительные пороги $E_c/I_o$ при замираниях с частотой 0,5 Гц . . . . .	457
6.4.3.7. Относительные пороги $E_c/I_o$ при замираниях с частотой 1,0 Гц . . . . .	460
6.4.3.8. Итоги . . . . .	460
6.4.4. Обзор результатов . . . . .	461
6.4.5. Показатели адаптивных антенных решеток в обстановке с высокой скоростью передачи данных пешеходом . . . . .	463
6.4.6. Показатели работы в условиях высокоскоростной передачи данных пешеходом с использованием адаптивных антенных решеток и адаптивной модуляции . . . . .	472
6.5. Итоги и выводы . . . . .	481
<b>Глава 7. Характеристики систем FDD/CDMA с hsdpa при использовании слабосинхронизированных расширяющих кодов . . . . .</b>	<b>482</b>
7.1. Влияние слабосинхронизированных расширяющих кодов на качественные показатели систем CDMA . . . . .	482
7.1.1. Введение . . . . .	482
7.1.2. Слабосинхронизированные коды [427] . . . . .	484
7.1.3. Параметры системы . . . . .	486
7.1.4. Результаты моделирования . . . . .	491
7.1.5. Выводы . . . . .	502
7.2. Влияние размера соты на качественные показатели системы UTRA . . . . .	503
7.2.1. Введение . . . . .	503
7.2.2. Модель и параметры системы . . . . .	504
7.2.3. Результаты моделирования и их сравнение . . . . .	507
7.2.3.1. Качественные показатели сети при использовании адаптивных антенных решеток . . . . .	510
7.2.3.2. Качественные показатели сети при использовании адаптивных антенных решеток и адаптивной модуляции . . . . .	513
7.2.4. Заключение и выводы . . . . .	514
7.3. Влияние порога SINR на качественные показатели систем CDMA . . . . .	515
7.3.1. Введение . . . . .	515
7.3.2. Результаты моделирования . . . . .	515
7.3.3. Заключение и выводы . . . . .	518
7.4. Характеристики сетевого уровня системы CDMA с несколькими несущими . . . . .	518
7.4.1. Введение [440] . . . . .	518
7.4.2. Результаты моделирования . . . . .	520
7.4.3. Заключение и выводы . . . . .	523

<b>Глава 8. Показатели сети типа HSDPA с TDD/CDMA</b> .....	524
8.1. Введение .....	524
8.2. Сравнение режимов дуплекса FDD и TDD в системе наземного радиодоступа UMTS .....	524
8.2.1. Распределение спектров UTRA в режимах FDD и TDD .....	525
8.2.2. Физические каналы .....	526
8.3. Система UTRA с TDD/CDMA .....	527
8.3.1. Физический слой режима TDD .....	528
8.3.2. Общий физический канал в режиме TDD .....	529
8.3.3. Управление мощностью .....	530
8.3.4. Опережение во времени .....	530
8.4. Сценарии помех в CDMA с TDD .....	532
8.4.1. Взаимные влияния между мобильными станциями МС .....	533
8.4.2. Взаимные влияния между базовыми станциями БС .....	533
8.5. Результаты моделирования .....	534
8.5.1. Параметры моделирования [416] .....	535
8.5.2. Показатели системы CDMA с TDD, оснащенной адаптивными антенными решетками .....	538
8.5.3. Показатели использования в системе типа HSDPA с TDD адаптивных антенных решеток и адаптивной модуляции .....	545
8.6. Показатели использования в системе типа UTRA TDD/CDMA слабосинхронизированных расширяющих кодов .....	549
8.6.1. Введение .....	549
8.6.2. Коды LS Codes в системе UTRA с TDD/CDMA .....	550
8.6.3. Системные параметры .....	552
8.6.4. Результаты моделирования .....	553
8.6.5. Итоги и выводы .....	557
<b>Глава 9. Влияния управления мощностью и жесткой передачи обслуживания на показатели системы UTRA с TDD/CDMA</b> .....	558
9.1. Историческая ретроспектива систем передачи обслуживания .....	558
9.2. Жесткая ЭПО в UTRA-подобных системах TDD/CDMA .....	560
9.2.1. Жесткая процедура ЭПО, использующая относительный уровень контрольного сигнала .....	561
9.2.2. Результаты моделирования .....	563
9.2.2.1. Почти симметричные транспортные нагрузки UL/DL .....	563
9.2.2.2. Асимметричный трафик .....	566
9.3. Управление мощностью в системах типа UTRA с TDD/CDMA .....	573
9.3.1. Управление мощностью с обратной связью в направлении DL в системе UTRA с TDD .....	574
9.3.2. Управление мощностью с обратной связью в исходящем направлении системы UTRA с TDD .....	577
9.3.3. Результаты моделирования управления мощностью с обратной связью ..	577
9.3.3.1. Симметричные нагрузки трафика в направлениях UL/DL .....	578

9.3.3.2. Асимметричный трафик с преобладанием в исходящем направлении UL . . . . .	581
9.3.3.3. Асимметричные нагрузки с преобладанием трафика в нисходящем направлении DL . . . . .	584
9.3.4. Управление мощностью без обратной связи в восходящем тракте UL системы UTRA TDD . . . . .	587
9.3.5. Модель регулирования мощности при задержке на цикл . . . . .	588
9.3.5.1. Симметричный трафик в направлениях UL/DL . . . . .	594
9.3.5.2. Асимметричные нагрузки трафика . . . . .	597
9.4. Итоги и выводы . . . . .	600
<b>Глава 10. Генетически модифицированные показатели сети UTRA/TDD . . . . .</b>	<b>602</b>
10.1. Введение . . . . .	602
10.2. Генетически модифицированная система типа UTRA с TDD/CDMA . . . . .	603
10.3. Результаты моделирования . . . . .	609
10.4. Заключение и выводы . . . . .	614
<b>Глава 11. Выводы и дальнейшие исследования . . . . .</b>	<b>615</b>
11.1. Краткие выводы относительно построения сети FDD . . . . .	615
11.2. Итоги сравнения сетей с частотным FDD и временным TDD дуплексом . . . . .	622
11.3. Дальнейшие исследования . . . . .	629
11.3.1. Модифицированные целевые функции . . . . .	630
11.3.2. Другие типы генетических алгоритмов . . . . .	631
Глоссарий . . . . .	633
Список литературы . . . . .	638
Предметный указатель . . . . .	666

## ПРЕДИСЛОВИЕ НАУЧНОГО РЕДАКТОРА

На протяжении многих лет стандарты мобильной связи второго поколения (2G) были основными при построении систем сотовой связи. Предложенный в 1991 году стандарт GSM (Global System for Mobile Communications) обеспечивал более качественную передачу речи за счет предварительного преобразования ее в цифровую форму и стремительно распространился по всему миру. Однако со временем набор услуг, которые могли предложить стандарты 2G, оказался недостаточным. Возросшая потребность в беспроводном доступе в Интернет привела к дальнейшему развитию технологии 2G. Появилась технология 2.5G, примером которой является GPRS (General Packet Radio Services) — стандартизованная технология пакетной передачи данных, позволяющая использовать оконечное устройство мобильной связи для доступа в Интернет. Позже была внедрена технология EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution), что позволило повысить скорость передачи данных до сотен килобит в секунду.

Сети мобильной связи третьего поколения, благодаря высокой скорости передачи данных, позволяют осуществлять видеосвязь, реализовывать различные мультимедийные сервисы, а также предоставляют высокоскоростной доступ к Интернету в любой точке, где есть 3G-сеть. Главным отличием 3G от сетей второго поколения является индивидуализация, то есть присвоение каждому абоненту IP-адреса. Стандарт 3G был разработан Международным союзом электросвязи (International Telecommunication Union, ITU) и носит название IMT 2000 (International Mobile Telecommunications 2000). Под этой аббревиатурой объединены пять стандартов, но используются только три основных стандарта 3G: UMTS (Universal Mobile Telecommunications Service), CDMA2000 и WCDMA (Wide CDMA).

IMT-2000 обеспечивает высокую скорость передачи данных как внутри помещений, так и на открытой местности, симметричную и асимметричную передачу данных, поддержку канальной и пакетной коммутации для обеспечения таких сервисов, как Internet Protocol и Real Time Video, высокое качество голоса, не уступающее качеству голоса при передаче по проводной линии, большую компактность спектра и более эффективное его использование, возможность глобального роуминга.

Книга английских авторов в систематизированном виде излагает все основные аспекты сотовой связи третьего поколения: история, принципы построения и технические проблемы, характеристики основных стандартов IMT 2000, направления их модернизации и перспективы развития. Рассмотрены усовершенствованные методы адаптивной модуляции и кодирования, которые позволили обеспечить скорости передачи до 14 Мбит/с в спецификациях HSDPA и HSUPA. Исследованы возможности улучшения качественных показателей обслуживания за счет использования на базовых станциях сотовой сети адаптивных антенных решеток в сочетании с управлением мощностью. Представлены результаты исследования пропускной способности сети, полученные для различных условий распространения, проанализированы преиму-

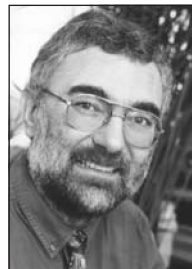
щества, обеспечиваемые за счет применения методов адаптивного формирования луча и адаптивной модуляции.

Книга может быть интересна и полезна инженерно-техническим работникам, профессионально занимающимся сотовой связью, аспирантам, учащимся высших и средних специальных учебных заведений, специализирующимся в области связи, а также всем тем, кто интересуется современными телекоммуникационными технологиями или новыми предложениями, появляющимися на рынке услуг.

*Сорокин В.Н.,  
старший научный сотрудник,  
кандидат технических наук*

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

**Лайош Ханцо** (<http://www-mobile.ecs.soton.ac.uk>) FREng, почетный член Института инженеров по электротехнике и электронике (FIEEE<sup>1</sup>), FIET, доктор наук (DSc), получил диплом по специальности «Электроника» в 1976 г., а докторскую степень — в 1983 г. На протяжении 31 года работы в области телекоммуникаций Л. Ханцо занимал различные научные и педагогические должности в Венгрии, Германии и Великобритании. С 1986 г. он работает в Школе электроники и компьютерных наук при Саутгемптонском университете (Великобритания), где заведует кафедрой телекоммуникаций. Является соавтором 15 книг по мобильной радиосвязи общим тиражом более 10 000 экземпляров, опубликовал более 700 научных статей, был председателем технических программных комитетов различных конференций IEEE, выступал в качестве основного докладчика и был отмечен множеством наград. В настоящее время Л. Ханцо руководит исследовательской группой, которая работает над рядом научных проектов в области беспроводной мультимедийной связи, финансируемых промышленными структурами, Научным советом по инженерным и физическим наукам (EPSRC<sup>2</sup>, Великобритания), Европейской программой IST<sup>3</sup> и Виртуальным центром мастерства (VCE<sup>4</sup>) в области мобильной связи (Великобритания). Он активно пропагандирует сотрудничество промышленных и научных структур и подготовил ряд учебных курсов, ориентированных на потребности промышленности и бизнеса. Кроме того, Л. Ханцо является почетным лектором и управляющим двух обществ IEEE — Телекоммуникационного общества (ComSoc<sup>5</sup>) и Общества технологий связи на транспорте (VTS<sup>6</sup>). Более детальную информацию о последних исследованиях и соответствующих публикациях Л. Ханцо можно найти на сайте <http://www-mobile.ecs.soton.ac.uk>.



**Джонатан Блох** в 1997 г. получил диплом магистра с отличием по специальности «Информационная техника» в Саутгемптонском университете (Великобритания). В том же году он стал лауреатом премии Общества инженеров-электриков (IEE<sup>7</sup>) памяти Лорда Ллойда Килгеррана за интерес к вопросам разработки систем мобильной радиосвязи. С 1997 по 2000 гг. Д. Блох учился в аспирантуре, и



<sup>1</sup>FIEEE — Fellow of the Institute of Electrical and Electronics Engineers.

<sup>2</sup>EPSRC — Engineering and Physical Sciences Research Council.

<sup>3</sup>IST (Information Society Technologies) — технологии информационного общества. — *Прим. пер.*

<sup>4</sup>VCE — Virtual Centre of Excellence.

<sup>5</sup>ComSoc — Communications Society.

<sup>6</sup>VTS — Vehicular Technology Society.

<sup>7</sup>IEE — Institution of Electrical Engineers. — *Прим. пер.*

в 2001 г. в Саутгемптонском университете (Великобритания) получил ученую степень доктора философии (PhD) со специализацией в области мобильной связи. Сейчас в сферу его научных интересов входят различные аспекты построения сотовых сетей мобильной связи третьего поколения с частотным (FDD<sup>1</sup>) и временным (TDD<sup>2</sup>) разделением направлений передачи и приема. После непродолжительного периода работы инженером-программистом в компании Radioscape (Лондон, Великобритания) в настоящее время Д. Блох занимает должность старшего научного сотрудника в компании Anritsu (Великобритания).



**Сон Ни** в 1999 г. получил диплом бакалавра по специальности «Обнаружение информации и контрольно-измерительная аппаратура» в Шанхайском университете ЦзяоТун. Затем он работал инженером-программистом в компании Winbond Electronics (Shanghai) Ltd., где занимался исследованиями и разработкой средств связи. В 2001 г. С. Ни начал работать над диссертацией, посвященной интеллектуальным беспроводным сетям. Эта работа проводилась в Саутгемптонском университете и финансировалась в рамках проекта IST SCOUT. Результатом четырехлетних исследований стали разработка платформы системы моделирования сетевого уровня системы UTRA с TDD в сетях UMTS на основе WCDMA и анализ различных методов улучшения пропускной способности систем UTRA. В настоящее время доктор Сон Ни работает системным инженером в компании Panasonic Mobile Communication (Великобритания).

---

<sup>1</sup>FDD — Frequency Division Duplexing.

<sup>2</sup>TDD — Time Division Duplexing.

## ДРУГИЕ ИЗДАНИЯ WILEY И IEEE PRESS ПО ДАННОЙ ТЕМАТИКЕ<sup>1</sup>

- R. Steele, L. Hanzo (Ed): *Mobile Radio Communications: Second and Third Generation Cellular and WATM Systems*, JohnWiley and IEEE Press, 2nd edition, 1999, ISBN 07 273-1406-8, 1064 pages.
- L. Hanzo, T.H. Liew, B.L. Yeap: *Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding*, John Wiley and IEEE Press, 2002, 751 pages.
- L. Hanzo, C.H. Wong, M.S. Yee: *Adaptive Wireless Transceivers: Turbo-Coded, Turbo-Equalised and Space-Time Coded TDMA, CDMA and OFDM Systems*, John Wiley and IEEE Press, 2002, 737 pages.
- L. Hanzo, L-L. Yang, E-L. Kuan, K. Yen: *Single- and Multi-Carrier CDMA: Multi-User Detection, Space-Time Spreading, Synchronization, Networking and Standards*, John Wiley and IEEE Press, June 2003, 1060 pages.
- L. Hanzo, M. Mьnster, T. Keller, B-J. Choi, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, John-Wiley and IEEE Press, 2003, 978 pages.
- L. Hanzo, S-X. Ng, T. Keller and W.T. Webb, *Quadrature Amplitude Modulation: From Basics to Adaptive Trellis-Coded, Turbo-Equalised and Space-Time Coded OFDM, CDMA and MC-CDMA Systems*, JohnWiley and IEEE Press, 2004, 1105 pages.
- L. Hanzo, T. Keller: *An OFDM and MC-CDMA Primer*, John Wiley and IEEE Press, 2006, 430 pages.
- L. Hanzo, F.C.A. Somerville, J.P. Woodard: *Voice and Audio Compression for Wireless Communications*, John Wiley and IEEE Press, 2nd edition, 2007, 858 pages.
- L. Hanzo, P.J. Cherriman, J. Streit: *Video Compression and Communications: H.261, H.263, H.264, MPEG4 and HSDPA-Style Adaptive Turbo-Transceivers*, John Wiley and IEEE Press, 2nd edition, 2007, 680 pages.

---

<sup>1</sup>Развернутое содержание и примеры глав перечисленных книг можно найти на сайте <http://www-mobile.ecs.soton.ac.uk>.



## ПРЕДИСЛОВИЕ

### Обзор состояния вопроса

Сегодня беспроводная связь демонстрирует взрывоподобный рост. Высокий спрос на услуги беспроводной связи выдвигает повышенные требования к пропускной способности систем. Проще всего было бы выделить для этих услуг более широкую полосу частот, но электромагнитный спектр, будучи ограниченным ресурсом, начинает стремительно исчерпываться [1]. Более того, в ряде европейских стран, например в Германии и Англии, частотные полосы для работы систем беспроводной связи 3-го поколения (3G) стали предметом торгов и были проданы по очень высокой цене. Поэтому на первый план выходит задача эффективного использования имеющегося частотного ресурса [1, 2].

Методы цифровой передачи, используемые в сетях мобильной радиосвязи 2-го поколения (2G), в свое время позволили повысить пропускную способность и качество передачи речи по сравнению с аналоговыми системами первого поколения. Однако возникла необходимость в более эффективных методах, позволяющих множеству абонентов совместно использовать доступный частотный ресурс. Классические методы обеспечения множественного доступа абонентов — это организация многостанционного доступа с частотным, временным, поляризационным, кодовым или пространственным разделением каналов [3]. При использовании многостанционного доступа с частотным разделением (FDMA<sup>1</sup>) [4, 5] доступный частотный спектр делится на частотные полосы, каждая из которых используется определенным абонентом. В системах многостанционного доступа с временным разделением каналов (TDMA<sup>2</sup>) [4, 5] каждому абоненту выделяется определенный период — канальный интервал, в течение которого он может вести передачу. Передатчик должен обеспечивать хранение данных, подлежащих передаче, и передавать их с пропорционально увеличенной скоростью в течение «своего» канального интервала, представляющего часть цикла TDMA. При использовании многостанционного доступа с кодовым разделением каналов (CDMA<sup>3</sup>) [4, 5] каждому абоненту выделяется уникальный код. С помощью этого кода спектр сигнала данных расширяется на всю полосу частот, совместно используемую всеми абонентами. Для обнаружения переданных данных должен использоваться тот же уникальный код, часто называемый сигнатурной (идентифицирующей) последовательностью.

Возрастающий спрос на системы мобильной связи, эффективно использующие спектр, заставил разработчиков искать новые технические решения. Пространственная обработка сигналов в пределах соты позволяет использовать оптимальные лучи на приеме и передаче, улучшая характеристики системы в части достигаемой пропускной способности и качества обслужи-

---

<sup>1</sup>FDMA — Frequency Division Multiple Access.

<sup>2</sup>TDMA — Time Division Multiple Access.

<sup>3</sup>CDMA — Code Division Multiple Access.



вания (QoS<sup>1</sup>). Такой подход, обычно называемый многостанционным доступом с пространственным разделением (SDMA<sup>2</sup>) [3, 6], позволяет множеству абонентов в пределах одной соты использовать одинаковые частоты и временные интервалы за счет свойств пространственной избирательности, обеспечиваемых адаптивными антеннами [7]. С другой стороны, если полезный сигнал и помехи занимают один и тот же частотный диапазон или временной интервал, то для отделения сигнала от помех нельзя использовать «временную фильтрацию». Но, как правило, источники полезного и мешающих сигналов территориально разнесены, что позволяет использовать для отделения сигнала от помех «пространственно избирательный фильтр» в приемнике [8–10]. Поэтому если два абонента, использующие одну и ту же полосу частот, находятся на достаточно большом расстоянии друг от друга, то взаимные влияния между ними будут пренебрежимо малы. Чем больше сот формируется на определенной территории (за счет использования сот малого размера), тем чаще будет иметь место повторное использование частот и, соответственно, выше будет плотность передаваемого трафика в расчете на единицу площади обслуживаемой территории.

Расстояние между сотами, использующими одни и те же частоты, должно быть достаточно большим для того, чтобы внутрисотовые помехи не превышали максимально допустимых пределов [3]. Поэтому число сот в пределах определенной географической области ограничивается уровнем передаваемой мощности базовых станций. Для повышения емкости системы используют секториальные пучки лучей с углом сектора 120° на различных несущих частотах [11]. Каждый из пучков может обслуживать такое же число абонентов, как и в случае обычной соты с всенаправленным излучением, при этом отношение сигнал—помеха (SIR<sup>3</sup>) может быть повышено за счет направленности антенны. В пределе такой подход предполагает независимо регулируемые лучи с высоким усилением, способные отслеживать отдельных абонентов, перемещающихся в сети [3].

Другой метод повышения спектральной эффективности представляет адаптивная квадратурная амплитудная модуляция (AQAM<sup>4</sup>) в сочетании с режимом высокоскоростного пакетного доступа во входящем направлении (HSDPA<sup>5</sup>) [12,13]. Идея адаптивной модуляции состоит в выборе одного из нескольких режимов модуляции исходя из качества радиоканала в текущий момент времени [12, 13]. Так, если канал демонстрирует высокое отношение сигнала к сумме помехи и шума (SINR<sup>6</sup>), то можно применить режим модуляции высокого порядка, извлекая пользу из временно высокой пропускной способности канала. Если же мгновенное значение отношения SINR в канале низкое, то применение модуляции высокого порядка привело бы к недопустимому высокому коэффициенту ошибок по кадрам (FER<sup>7</sup>), и поэтому следует использовать более надежный режим модуляции с более низкой пропускной способностью.

---

<sup>1</sup>QoS — Quality of Service.

<sup>2</sup>SDMA — Space Division Multiple Access.

<sup>3</sup>SIR — Signal-to-Interference Ratio.

<sup>4</sup>AQAM — Adaptive Quadrature Amplitude Modulation.

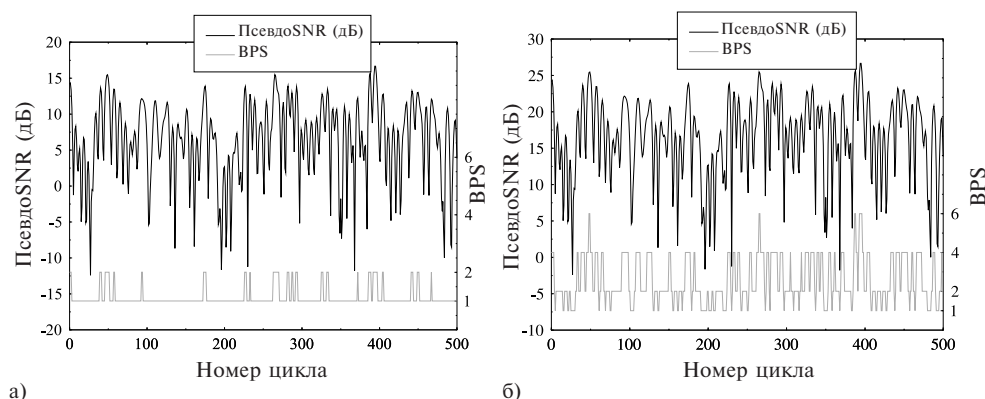
<sup>5</sup>HSDPA — High Speed Downlink Packet Access.

<sup>6</sup>SINR — Signal to Interference plus Noise Ratio.

<sup>7</sup>FER — Frame Error Ratio.

Таким образом, адаптивная модуляция не только борется с последствиями плохого качества канала, но и пытается максимизировать пропускную способность, сохраняя при этом требуемый уровень коэффициента ошибок FER. Управляя порогами переключения режимов работы модема, находят компромисс между средним значением FER и пропускной способностью канала. Пороги переключения режимов модема устанавливают значения SINR, при которых делается вывод о том, что мгновенное состояние канала требует изменения текущего режима модуляции, т.е. необходимо применить другой режим AQAM.

Переключение режимов AQAM в широкополосных системах HSDPA проиллюстрировано на рис. 1, где показаны варианты режимов модуляции, которые выбираются исходя из близкого к мгновенному значения SINR при средних значениях отношения сигнал—шум ( $SNR^1$ ) в канале, равных 10 и 20 дБ. На рисунке четко видно, что при низких уровнях псевдоSNR выбираются режимы модуляции низшего порядка. И наоборот, при высоких уровнях псевдоSNR выбираются режимы модуляции высшего порядка, что позволяет повысить пропускную способность. Этот рисунок также может служить примером применения широкополосной модуляции AQAM в различных средах — в помещении и в открытом пространстве. В этом плане рис. 1а характеризует неблагоприятную внешнюю среду с низким уровнем SINR и низким средним качеством канала. В подобных условиях, как правило, используются более надежные схемы модуляции, такие как двоичная фазовая манипуляция (BPSK<sup>2</sup>) и четырехпозиционная квадратурная амплитудная модуляция (4QAM, KAM-4). Рис. 1б соответствует более благоприятной среде передачи внутри помещения с высоким уровнем SINR и, соответственно, более высоким каче-



**Рис. 1.** Изменение режима модуляции в зависимости от уровня псевдоSNR, оцененного на выходе корректора канала в широкополосном модеме AQAM при передаче по типичному городскому каналу TU (Typical urban) с рэлеевскими замираниями. Число бит на символ (BPS — Bits per symbol) составляет 1, 2, 4 и 6 для BPSK, 4QAM, 16QAM и 64QAM соответственно. Отношение сигнал—шум SNR составляет 10 дБ (а) и 20 дБ (б)

<sup>1</sup>SNR — Signal-to-Noise Ratio.

<sup>2</sup>BPSK — Binary Phase Shift Keying.

ством канала. Такие условия позволяют подобрать подходящий режим модуляции высшего порядка, как показано на рис. 1б. Этот простой пример демонстрирует, что широкополосная модуляция AQAM с HSDPA может использоваться для «бесшовной», почти мгновенной реконфигурации системы, например при переходе из помещения в открытую среду распространения. Самый убедительный аргумент в пользу применения AQAM с HSDPA — это то, что в системе с фиксированным режимом модуляции для сохранения заданного коэффициента ошибок по битам (BER<sup>1</sup>) потребовалось бы повысить требуемую мощность передачи в исходящем (UL<sup>2</sup>) или входящем (DL<sup>3</sup>) направлениях, в результате чего все другие абоненты испытали бы повышение уровня помех многостанционного доступа (MUI<sup>4</sup>). В результате все остальные абоненты были бы вынуждены также повышать свои показатели мощности, что могло бы вызвать нестабильность работы системы. Вместо этого система AQAM просто регулирует используемый режим, чтобы наиболее рационально использовать имеющиеся ресурсы.

В этой книге исследуются вопросы повышения пропускной способности сети за счет применения адаптивных антенных решеток и методов адаптивной модуляции с HSDPA в сетях сотовой связи на основе FDMA/TDMA и CDMA, использующих как частотное (FDD<sup>5</sup>), так и временное (TDD<sup>6</sup>) разделение направлений передачи и приема. Применение адаптивных антенн обладает множеством преимуществ, которые перечислены ниже.

#### Подавление помех взаимного влияния

Оснащение базовых станций антенными решетками позволяет реализовать пространственную фильтрацию (см. рис. 2) как в режиме передачи, так и в режиме приема для подавления помех совмещенного канала, возникающих в беспроводных системах при передаче от абонента и к абоненту (в направлениях DL и UL) [1, 2, 14, 15]. Когда передача ведется к абоненту (DL) с высоким усилением в заданном направлении, антенна базовой станции фокусирует излучаемую энергию, формируя направленный луч с высоким усилением в той области, где предположительно находится мобильный приемник. Это, в свою очередь, означает, что мобильные приемники, перемещающиеся в других направлениях (где направленный луч имеет меньшее усиление), получают меньше излучаемой энергии и, соответственно, испытывают меньшие помехи. Внутриканальные помехи, создаваемые базовой станцией в режиме передачи, могут быть еще более ослаблены за счет формирования лучей с нулями диаграммы направленности в направлениях других приемников [6, 16]. Эта схема преднамеренно ослабляет энергию, передаваемую в направлении приемников совмещенного канала, и поэтому требует предварительной информации об их местоположении.

---

<sup>1</sup>BER — Bit Error Ratio.

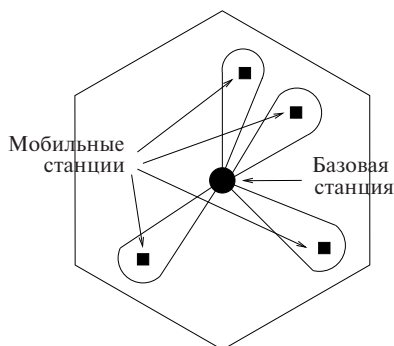
<sup>2</sup>Здесь и далее под исходящим понимается направление от абонента, что соответствует английскому термину Uplink (UL). — *Прим. пер.*

<sup>3</sup>Здесь и далее под входящим понимается направление к абоненту, что соответствует английскому термину Downlink (DL). — *Прим. пер.*

<sup>4</sup>MUI — Multi-User Interference.

<sup>5</sup>FDD — Frequency Division Duplexing.

<sup>6</sup>TDD — Time Division Duplexing.



**Рис. 2.** Схема соты, иллюстрирующая, как антенная решетка позволяет поддерживать работу множества абонентов на одной несущей частоте или в одном временном интервале за счет пространственной фильтрации (SDMA)

Применение антенных решеток с целью снижения внутриканальных помех, возникающих на базовой станции в режиме приема, также широко освещено в литературе [1, 2, 6, 16–18]. Этот метод не требует точной информации об источниках внутриканальных помех, однако он должен располагать информацией о полезном сигнале, в частности о направлении его источника, об опорном сигнале (например канальной зондирующей последовательности) или о сигнале, имеющем высокую степень корреляции с полезным сигналом.

### **Повышение пропускной способности и эффективность использования спектра**

Под спектральной эффективностью беспроводной сети понимают объем трафика, который может обработать заданная система, располагающая определенным частотным ресурсом. Повышение спектральной эффективности характеризуется ростом числа абонентов системы мобильной связи без ухудшения ее качественных показателей. Пропускная способность канала определяется максимальной скоростью передачи данных, которую может обеспечить канал с заданной полосой частот. Повышение пропускной способности канала позволяет обслужить больше абонентов с заданной скоростью передачи, что означает улучшение эффективности использования спектра. Повышение качества обслуживания QoS, достигаемое за счет подавления помех совмещенного канала и многолучевых замираний [18, 19] при использовании «умных» антенн, можно «обменять» на увеличение числа абонентов [2, 20].

### **Повышение эффективности передачи**

Антенная решетка по своей природе является направленной структурой с высоким усилением в том направлении, куда наведен луч. Это свойство может быть использовано для расширения рабочего диапазона базовой станции (что позволяет формировать соты большего размера) или для снижения передаваемой мощности мобильных станций. Применение направленной антенны позволяет базовой станции принимать более слабые сигналы по сравнению с использованием всенаправленной антенны. Это означает, что мобильная стан-

ция может вести передачу с меньшей мощностью; в результате увеличивается интервал между подзарядками аккумулятора или же может использоваться аккумулятор меньшего размера, позволяющий уменьшить размеры и вес мобильной станции, что важно для ручных мобильных аппаратов. Соответствующее снижение мощности сигналов, передаваемых базовой станцией, позволяет использовать более дешевые электронные компоненты с меньшей номинальной мощностью.

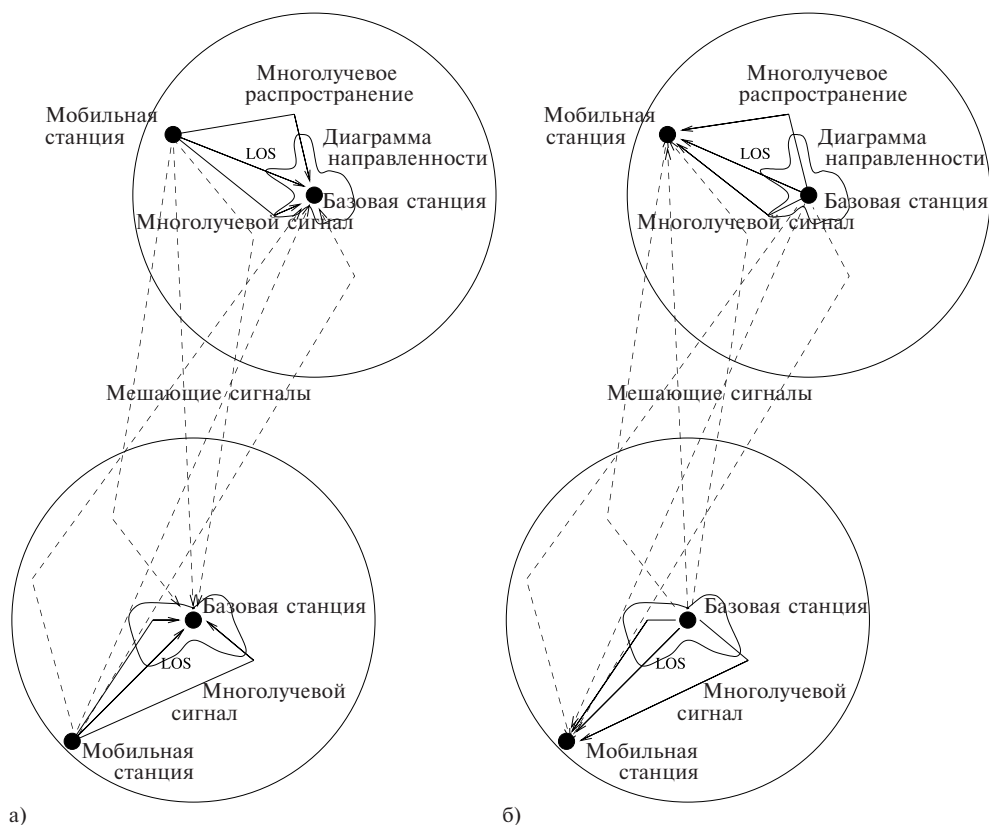
#### **Уменьшение числа процедур передачи обслуживания**

Когда объем трафика в соте превышает ее пропускную способность, часто прибегают к разделению соты на несколько новых сот [2], каждая из которых имеет свою базовую станцию и свою выделенную полосу частот. Уменьшение размеров сот ведет к росту числа процедур эстафетной передачи обслуживания — хэндовера. Повышение пропускной способности соты за счет использования антенных решеток [1] фактически позволяет уменьшить число требуемых процедур передачи обслуживания. Поскольку каждый антенный луч отслеживает определенную мобильную станцию [2], то никакой передачи обслуживания не требуется, за исключением случая, когда различные лучи, использующие одну и ту же частоту, пересекаются друг с другом.

#### **Предотвращение ошибок передачи**

При низком мгновенном качестве канала в обычных приемопередатчиках с фиксированным режимом работы, как правило, имеют место пакеты ошибок передачи. Адаптивные приемопередатчики обходят эту проблему, уменьшая число передаваемых бит на символ или даже временной приостановки передачи. Связанные с этим потери пропускной способности могут быть компенсированы за счет передачи большего числа бит на символ в периоды относительно высокого качества канала. Это полезное свойство проявляется также в повышении качества обслуживания, которое в данной книге оценивается по параметрам достижимого качества видеосигнала.

Однако реальные сценарии распространения оказываются намного сложнее, чем это показано на рис. 2. В частности, как полезный сигнал, так и источники помех испытывают влияние многолучевого распространения, в результате которого на антенную решетку приемника базовой станции поступает большое количество входящих сигналов от абонентов. Рост числа принятых входящих сигналов приводит к исчерпыванию ограниченных степеней свободы антенной решетки на базовой станции, что делает подавление источников помех менее эффективным. Решение данной проблемы заключается в увеличении числа антенных элементов адаптивной решетки, используемой на базовой станции, хотя при этом появляется побочный эффект — повышение стоимости и сложности решетки. В макросотовой системе можно пренебречь составляющими многолучевого распространения, поступающими на базовую станцию от источников помех, поскольку большинство рассеивающих элементов находится вблизи мобильной станции [21]. В микросотовой системе рассеивающие элементы находятся как в области низко расположенной базовой станции, так и вблизи мобильных станций, и поэтому многолучевое распространение следует учитывать. На рис. 3 представлена реальная среда распро-

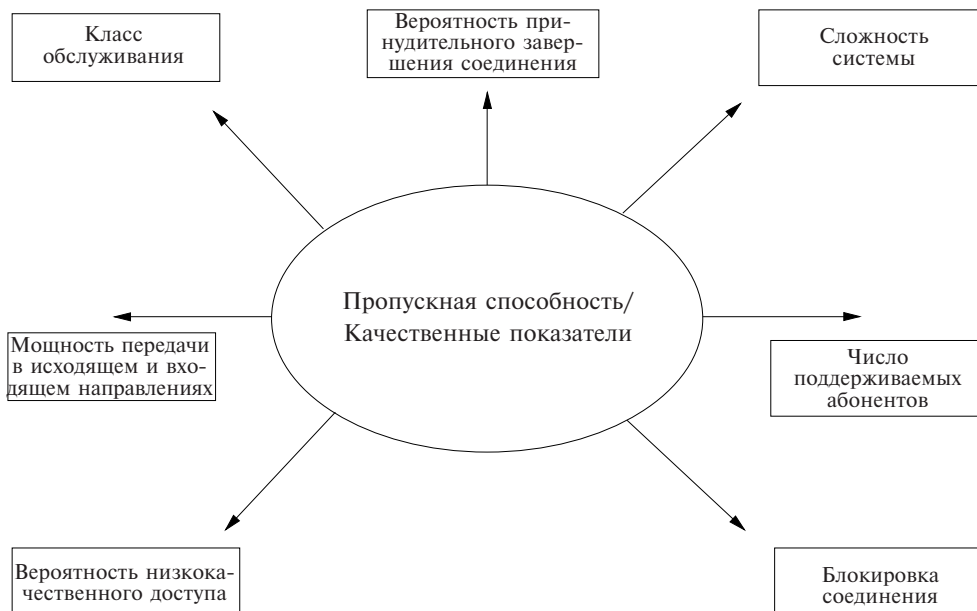


**Рис. 3.** Среда многолучевого распространения в направлениях UL (а) и DL (б) с указанием многолучевых составляющих полезных сигналов, помех в тракте прямой видимости (LOS) и соответствующих диаграмм направленности антенн на базовых станциях

странения в исходящем (UL) и входящем (DL) направлениях. На рисунке четко видны многолучевые составляющие полезного сигнала и мешающие сигналы, при этом для простоты принято, что многолучевые составляющие в направлениях UL и DL идентичны. Конечно, это не всегда так, и потому мы исследуем потенциальные возможности повышения качественных показателей в сценарии, когда диаграммы направленности в направлениях UL и DL формируются независимо.

При более детальном рассмотрении оказывается, что в основе разработки беспроводных сетей лежат сложные взаимосвязи между различными качественными показателями, а также множество других, часто противоречивых компромиссов, которые в обобщенном виде проиллюстрированы на рис. 4. Так, на этом рисунке предполагается, что всегда можно уменьшить вероятность сброса соединения за счет повышения вероятности блокировки, когда меньшее число абонентов получает доступ к системе. С другой стороны, мы можем допустить в систему больше абонентов за счет уменьшения вероятности





**Рис. 4.** Факторы, влияющие на пропускную способность и качественные показатели системы

сти блокировки соединения, но это приведет к повышению вероятности сброса. Более того, существует возможность повышения качества работы всей системы в целом при повышении ее сложности за счет использования более интеллектуальных, но и более сложных алгоритмов обработки сигналов, например в приемопередатчиках с использованием схем формирования луча и адаптивной модуляции в режиме HSDPA, о которых идет речь в этой книге (особенно подробно — в 6 и 8 главах). Описанные в 10 главе методы интеллектуального сетевого планирования на основе генетического алгоритма (GA<sup>1</sup>) могут быть использованы для снижения внутриканальных помех в системе, что, в свою очередь, позволит увеличить число абонентов системы и/или улучшить ее качественные показатели в части вероятности блокировки и отказа соединения. Продолжая наши рассуждения в духе рис. 4, отметим, что число поддерживаемых абонентов можно также повысить за счет повышения допустимой вероятности низкокачественного доступа. Анализируя рис. 4, можно сделать множество подобных выводов, которые будут подкреплены детальным анализом в последующих главах. Поэтому отложим детальное обсуждение данных вопросов до соответствующих глав.

В табл. 1 приведен перечень работ, проведенных в области исследования качественных показателей сетей наземного радиодоступа (UTRA<sup>2</sup>) в режимах FDD и TDD.

<sup>1</sup>GA — Genetic Algorithm.

<sup>2</sup>UTRA — UMTS Terrestrial Radio Access.



**Таблица 1.** Исследования качественных показателей сотовых систем UTRA в режимах FDD и TDD

Год	Автор	Результаты работы
1998	Ойанпера и Прасад [22]	Представлен обзор беспроводных систем связи третьего поколения — 3G
	Далман, Гудмундсон, Нильсон и Скольд [23]	Широкополосный многостанционный доступ с кодовым разделением каналов (WCDMA <sup>1</sup> ) представлен в качестве базовой технологии для реализации систем стандартов UMTS <sup>2</sup> (универсальная система мобильной связи) и IMT-2000
	Бранд и Агвами [24]	Для реализации управления доступом к среде передачи (MAC <sup>3</sup> ) в исходящем канале UL системы UTRA (режим TDD/CDMA) был предложен метод многомерного многостанционного доступа с резервированием пакетов (PRMA <sup>4</sup> )
	Маркоулидакис, Менеласкино, Гальяно и Пичаррозо [25]	Предложен эффективный метод сетевого планирования применительно к техническим требованиям UTRA
1999	Местре, Наяр, Антон и Фонолоса [26]	Предложен метод «полуслепого» формирования луча для систем UTRA с FDD.
	Ахтар и Зеглаче [27]	Проведено исследование пропускной способности системы UTRA WCDMA
	Беренс, Бинг, Михель, Ворм и Байер [28]	Исследованы характеристики турбокодов низкой сложности, применяемых в системах UTRA с TDD
2000	Хаардт и Мор [29]	Представлен обзор технологии UMTS, стандартизированной в рамках проекта по разработке стандартов мобильной связи 3-го поколения (3GPP <sup>5</sup> )
	Хольма, Хайкинен, Летинен и Тоскала [30]	Проведено исследование помех в системе UTRA с TDD с использованием моделирования
	Агуадо, О'Фаррелл и Харрис [31]	Представлены результаты анализа влияния смешанного трафика на качественные показатели системы UTRA
2001	Хаас и МакЛахлин [32]	Предложен алгоритм динамического распределения каналов DCA на основе «противостоящих канальных интервалов» («TS-opposing») для радиointерфейса систем TD-CDMA/TDD
	Гинех и Вандендорп [33]	Исследованы качественные показатели стандартного приемника Rake при работе во входящем направлении (DL) в системах UTRA-WCDMA

<sup>1</sup>WCDMA — Wideband Code Division Multiple Access.

<sup>2</sup>UMTS — Universal Mobile Telecommunications System.

<sup>3</sup>MAC — Medium Access Control.

<sup>4</sup>PRMA — Packet Reservation Multiple Access.

<sup>5</sup>3GPP — Third Generation Partnership Project.

Продолжение табл. 1

Год	Автор	Результаты работы
2001	Поза, Герас, Лабланка и Лопес [34]	Предложен аналитический метод оценки помех во входящем направлении (DL) в системах UMTS
2002	Перес-Ромеро, Саллент и Агусти и Санчес [35]	Предложены и проанализированы механизмы отслеживания перегрузок в системах UTRA с FDD
	Ален, Бич и Карлссон [36]	Исследованы нарушения радиосвязи, обусловленные использованием интеллектуальных антенн с формированием луча в макросотовом окружении систем UTRA с FDD
	Руис-Гарсия, Роме-ро-Джерес и Диас-Эстрелла [37]	Исследовано влияние управления доступом к среде передачи (MAC) на показатели качества обслуживания (QoS) в контексте поддержки мультимедийного трафика в системе UTRA
	Эбнер, Ролинг, Хаффман и Лотт [38]	Предложены решения по синхронизации специализированных сетей на базе UTRA с TDD
2003	Агнетис, Броги, Кьячетти Детти и Джиамбене [39]	Предложен покандровый алгоритм точного планирования трафика во входящем направлении (DL) с учетом различных уровней качества обслуживания (QoS)
	Као и Мар [40]	Предложен интеллектуальный протокол управления доступом к среде передачи (MAC) на основе каскадного управления с нечеткой логикой (CFLC <sup>1</sup> ) для применения в системах UTRA с TDD
	Блох и Ханцо [41]	Исследованы качественные показатели системы UTRA с FDD при использовании адаптивных антенных решеток и адаптивной модуляции
	Раммлер, Чанг и Агвами [42]	Предложен новый протокол многоадресной передачи для применения в системах UMTS
2004	Янг и Юм [43]	Предложена гибкая схема распределения ортогональных расширяющих кодов с переменным коэффициентом расширения (OVSF) для передачи трафика с различными скоростями в системе UTRA
	Сиварайа и Эль-Равешиди [44]	Представлен сравнительный анализ различных схем динамического распределения каналов (DCA <sup>2</sup> ), разработанных для поддержки входящих вызовов в системе UTRA с TDD
	Янг и Юм [45]	Предложена схема линейного изменения мощности для канала случайного доступа в системах UTRA с FDD

<sup>1</sup>CFLC — Cascade fuzzylogic-control.<sup>2</sup>DCA — Dynamic Channel Assignment.

Продолжение табл. 1

2005	Ни и Ханцо [46]	Предложена схема распределения канальных интервалов с использованием генетического алгоритма для сетей CDMA стандарта UTRA с TDD
	Роуз, С. МакЛаклин и Бенд [47]	Исследована топология сети, позволяющая системе CDMA с TDD передавать как трафик между равноправными узлами, так и трафик нелокального характера
	Чанг, Тао, Ванг и Ли [48]	Китайской специальной рабочей группой «Chinese communications TDD Special Work Group» начаты разработки системы мобильной связи, «выходящей за рамки 3G»

### Обзор книги

- **1 глава.** После краткого представления основ технологии CDMA дана характеристика трех наиболее важных стандартов беспроводной связи третьего поколения — UTRA, IMT 2000 и CDMA 2000. Обсуждаются разнообразные транспортные и физические каналы, объединение различных услуг при передаче информации, аспекты канального кодирования. Рассмотрены различные возможности поддержки переменной скорости передачи и разных уровней качества обслуживания (QoS). Описаны методы модуляции и расширения спектра при работе в исходящем UL и входящем DL направлениях; сделано сравнение различных технических решений, стандартизированных для систем UTRA и IMT 2000. В завершение главы подобным образом представлена американская система CDMA 2000.
- **2 глава.** Со времени стандартизации систем 3G был достигнут значительный технологический прогресс в части методов адаптивной модуляции и кодирования, которые можно использовать для компенсации неизбежных временных флуктуаций характеристик беспроводных каналов. Результатом этих усовершенствований стало введение режимов HSDPA и HSUPA, которые подробно описаны в данной главе. За счет адаптивной модуляции режим HSDPA позволяет обеспечить скорости передачи примерно до 14 Мбит/с. Во входящем направлении UL адаптивную модуляцию не применяют, чтобы избежать необходимости использования в мобильных терминалах неэффективных и потребляющих много мощности усилителей класса А. Вместо этого для повышения скорости передачи в направлении UL применяются кратные расширяющие последовательности, позволяющие достичь скорости около 4 Мбит/с.
- **3 глава.** После описания стандартов HSDPA/HSUPA<sup>1</sup> в данной главе более подробно обсуждаются методы адаптивной модуляции в режиме HSDPA, призванные компенсировать неизбежные временные флуктуации характеристик беспроводных каналов. В этой главе мы не ограничи-

<sup>1</sup>HSUPA — High Speed Uplink Packet Access.



вались только стандартизованными решениями, а представили эволюционный обзор, анализируя усовершенствованные технические решения, которые могут найти применение в будущих стандартах, в частности при доработке проекта стандарта 3GPP для систем долговременной перспективы (LTE<sup>1</sup>) или стандартов IEEE 802.11 для беспроводных локальных вычислительных сетей (WLAN<sup>2</sup>). Вначале приведен краткий обзор современных методов адаптивной модуляции в режиме, близком к мгновенному, с рассмотрением базовых принципов данной технологии. Затем идея адаптивной модуляции AQAM рассматривается в применении к технологиям CDMA и мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM<sup>3</sup>), а также охарактеризованы преимущества адаптивных приемопередатчиков в части достижимого качества видеосигнала. Примеры соответствующих приложений демонстрируют потенциальные возможности предлагаемых адаптивных методов с точки зрения реального улучшения качества предоставляемых услуг.

- **4 глава.** В главе представлены принципы формирования диаграммы направленности и различные методы, которыми можно его реализовать. В развитие данной идеи предложена концепция адаптивного формирования диаграммы направленности и проанализированы методы с использованием временных и пространственных опорных сигналов. Представлены результаты оценки качественных показателей для трех различных алгоритмов адаптивного формирования луча с временными опорными сигналами — обращения матрицы отсчетов (SMI<sup>4</sup>), обычных наименьших средних квадратов (ULMS<sup>5</sup>) и нормированных наименьших средних квадратов (NLMS<sup>6</sup>).
- **5 глава.** В начале главы дан краткий обзор возможных методов моделирования качественных показателей адаптивных антенных решеток. Затем следует обзор схем фиксированного и динамического распределения каналов. После этого рассмотрены модели многолучевого распространения, используемые нами при моделировании работы сети. Далее определены параметры, используемые для оценки качества работы сотовых сетей мобильной связи, и представлены результаты моделирования, полученные для условий распространения по линии прямой видимости (LOS<sup>7</sup>) с использованием и без использования адаптивных антенн. Затем приведены результаты, полученные для аналогичных сетей в условиях многолучевого распространения, а также для сценариев управления мощностью с использованием как фиксированной, так и адаптивной квадратурной амплитудной модуляции (QAM<sup>8</sup>). Результаты моделирования пропускной способности сети были получены для сценариев с

---

<sup>1</sup>LTE — Long-Term Evolution.

<sup>2</sup>WLAN — Wireless Local Area Network.

<sup>3</sup>OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

<sup>4</sup>SMI — Sample Matrix Inversion.

<sup>5</sup>ULMS — Unconstrained Least Mean Squares.

<sup>6</sup>NLMS — Normalized Least Mean Squares.

<sup>7</sup>LOS — Line-Of-Sight.

<sup>8</sup>QAM — Quadrature Amplitude Modulation.

зоной моделирования «островного» типа и бесконечной плоскости, смоделированной с использованием циклического метода (метода заворачивания).

- **6 глава.** Глава начинается с краткого обзора сотовой сети мобильной связи третьего поколения, известной как сеть UTRA. Это сделано для того, чтобы читатель мог сразу перейти к описанию качественных показателей сетевого уровня, не прибегая к поиску информации в предыдущих главах. Затем представлены результаты исследования пропускной способности сети, полученные для различных условий распространения, а также различные пороговые параметры процедуры мягкой передачи обслуживания (мягкого хэндовера). Далее анализируются преимущества использования адаптивных антенных решеток с точки зрения качественных показателей в условиях среды распространения без затенений препятствиями и с затенениями при наличии замираний с логарифмически нормальным распределением и частотой 0,5 и 1 Гц. Затем это исследование было расширено за счет сочетания методов адаптивной модуляции в режиме HSDPA и методов формирования луча; при этом предполагалось, что флуктуации характеристик канала еще более усилились за счет замираний от затенений.
- **7 глава.** В данной главе анализируются достижимые качественные показатели системы типа UTRA на основе CDMA с FDD, использующей слабо синхронизированные (LS<sup>1</sup>) расширяющие коды. Качество работы сети исследовалось методами моделирования, при этом полученные результаты сравнивались с аналогичными результатами для системы типа UTRA на основе CDMA с FDD, использующей ортогональные расширяющие коды с переменным коэффициентом расширения (OVSF<sup>2</sup>). Далее анализируются компромиссы между абонентской емкостью и размером соты, а также пороговым значением защищенности SINR. Также исследовались преимущества, обеспечиваемые при использовании адаптивных антенных решеток и методов адаптивной модуляции с точки зрения абонентской нагрузки и качественных показателей в сотовой сети на основе CDMA со множеством несущих (MC-CDMA<sup>3</sup>).
- **8 глава.** В этой главе представлено сравнение результатов исследования пропускной способности сетей с FDD и TDD, полученных для различных условий распространения. Проанализированы преимущества, обеспечиваемые за счет применения методов адаптивного формирования луча и адаптивной модуляции. Затем эти результаты сравниваются с аналогичными результатами, полученными при использовании слабо синхронизированных расширяющих кодов — LS.
- **9 глава.** В этой главе исследуется влияние пределов жесткой передачи обслуживания и различных схем управления мощностью на показатели системы UTRA с TDD/CDMA. На основе стандарта 3GPP разработаны схемы управления мощностью с замкнутой и разомкнутой обратной связью. Для борьбы с флуктуациями характеристик канала, обусловлен-

---

<sup>1</sup>LS — Loosely Synchronized.

<sup>2</sup>OVSF — Orthogonal Variable Spreading Factor.

<sup>3</sup>MC-CDMA — Multi-Carrier Code Division Multiple Access.

ными непостоянством распределения канальных интервалов в различных мешающих сотах, был предложен алгоритм регулировки мощности с задержкой на кадр.

- **10 глава.** Глава посвящена разработке схемы распределения канальных интервалов в направлениях UL/DL с использованием генетического алгоритма (GA), позволяющей избежать сильных межсотовых помех, возникающих при использовании радиоинтерфейса системы UTRA с TDD/CDMA.
- **11 глава.** Здесь представлены выводы и направления дальнейшей работы.

### Основные результаты, полученные в данной книге

- Представлен метод адаптивной модуляции в режиме, близком к мгновенному, для случаев модуляции с одной или несколькими несущими, OFDM и CDMA.
- Оценены преимущества адаптивных приемопередатчиков в режиме HSDPA с точки зрения качественных показателей беспроводной видеотелефонии.
- Представлен обзор различных стандартов беспроводной связи 3G на основе CDMA.
- Исследованы возможности улучшения качественных показателей за счет использования на базовых станциях сотовой сети мобильной связи FDMA/TDMA адаптивных антенных решеток [49, 50].
- Исследованы возможности улучшения качественных показателей за счет использования на базовых станциях сотовой сети мобильной связи FDMA/TDMA адаптивных антенных решеток в сочетании с управлением мощностью [51, 52].
- Разработан комбинированный алгоритм распределения каналов с использованием управления мощностью и адаптивной модуляции; исследовано качество работы данного алгоритма в сотовой сети мобильной связи FDMA/TDMA [52, 53].
- Проведено сравнение качества работы различных схем мягкой передачи обслуживания в системах типа UTRA/HSDPA.
- Произведена оценка пропускной способности сети UTRA при различных условиях в канале.
- Произведена оценка качественных показателей сети UTRA при использовании адаптивных антенных решеток.
- Продемонстрированы преимущества адаптивной модуляции применительно к сотовым сетям мобильной связи как на основе FDMA/TDMA, так и на основе CDMA.

Авторы надеются, что читатель найдет в этой книге множество интересных тем, актуальность которых обусловлена все большим распространением беспроводных сетей 3G. Мы попытались создать информативную техническую «дорожную карту», которая позволила бы читателю оценить величины пропускной способности, которых можно достичь за счет внедрения более эффективных технологий физического уровня. Основная задача данной книги состояла в том, чтобы проанализировать возникающие при разработке систем

компромиссы между сложностью и пропускной способностью сети, с которыми приходится сталкиваться разработчикам. Мы стремились объективно охарактеризовать все многообразие внутренних противоречий, возникающих при разработке системы, предоставив читателю достаточно информации для решения конкретных задач планирования беспроводных сетей. Но, прежде всего, нам хочется верить, что чтение книги будет приятным и относительно несложным занятием, стимулирующим появление новых идей.

*Лайош Ханцо, Джонатан Блох  
и Сон Ни*



## БЛАГОДАРНОСТИ

Мы признательны нашим многочисленным коллегам и в особенности профессору Эмеритусу Раймонду Стилу (Prof. Emeritus Raymond Steele), благодаря которым нам удалось достичь более глубокого понимания изучаемых вопросов. Эти высоко ценимые нами коллеги и друзья, слишком многочисленные, чтобы их перечислить, повлияли на наше видение различных аспектов беспроводной мультимедийной связи. Мы благодарны им за знания, полученные при совместной работе над различными проектами, статьями и книгами. Хотелось бы поблагодарить Яна Брехта (Jan Brecht), Марко Брейлинга (Marco Breiling), Марко дель Буоно (Marco del Buono), Шен Чен (Sheng Chen), Питера Черримана (Peter Cherriman), Стенли Чиа (Stanley Chia), Бьонг Джо Чой (Byoung Jo Choi), Джозефа Чонга (Joseph Cheung), Питера Фортуна (Peter Fortune), Шейам Лал Домеджа (Sheyam Lal Dhomeja), Лим Донгмин (Lim Dongmin), Дирка Дидаскалоу (Dirk Didascalou), Стефана Эрнста (Stephan Ernst), Эдди Грина (Eddie Green), Дэвида Гринвуда (David Greenwood), Хи Тонг Хоу (Hee Thong How), Томаса Келлера (Thomas Keller), И Лин Куан (Ee Lin Kuan), В. Х. Лем (W. H. Lam), Матиаса Мюнстера (Matthias Mynster), С. С. Ли (C. C. Lee), М. А. Нофала (M. A. Nofal), Ксяо Лиин (Xiao Lin), Чи Сьон Ли (Chee Siong Lee), Тон-Хой Лью (Tong-Hooi Liew), Джефа Рива (Jeff Reeve), Винсента Роже-Маршара (Vincent Roger-Marchart), Редвана Салами (Redwan Salami), Дэвида Стюарта (David Stewart), Клер Соммервиль (Clare Sommerville), Джефа Торранса (Jeff Torrance), Спироса Влахойаннатоса (Spyros Vlahoyiannatos), Вильяма Вебба (William Webb), Стефана Вайса (StefanWeiss), Джона Вильямса (John Williams), Джейсона Вударда (Jason Woodard), Чонг Хин Вонг (Choong Hin Wong), Генри Вонга (HenryWong), Джеймса Вонга (JamesWong), Ли-Льян Янг (Lie-Liang Yang), Би-Льонг Йип (Bee-Leong Year), Мон-Суан Йи (Mong-Suan Yee), Кай Йен (Kai Yen), Анди Йен (Andy Yuen) и многих других людей, с которыми нам посчастливилось работать.

Кроме того, очень полезными оказались контакты с Виртуальным центром мастерства в области мобильной связи, в частности с его руководителем доктором Уолтером Татлиби (Dr. Walter Tuttlebee) и членами исполнительного комитета — доктором Кейт Бохан (Dr. Keith Vaughan), профессором Хамидом Агвами (Prof. Hamid Aghvami), профессором Марком Бичем (Prof. Mark Beach), профессором Джоном Данлопом (Prof. John Dunlop), профессором Барри Эвансом (Prof. Barry Evans), профессором Стивом МакЛахлином (Prof. Steve MacLaughlin), профессором Джозефом МакГихеном (Prof. Joseph McGeehan) и многими другими уважаемыми коллегами. Также мы очень признательны Джону Хенду (John Hand) и Нафису Симджи (Nafeesa Simjee) (EPSRC, Великобритания) за поддержку наших исследований. Кроме того, хотелось бы поблагодарить доктора Жоао Да Силва (Dr. Joao Da Silva), доктора Жорже Перейра (Dr Jorge Pereira), Бартоломе Арройо (Bartholome Arroyo), Бернарда Барани (Bernard Barani), Демосфеноса Икономоу (Demosthenes Ikonomou) и других уважаемых коллег из комиссии Европейского экономического сообщества (Брюссель, Бельгия), а также Энди Афтелака (Andy Aftelak), Майка



Филипса (Mike Philips), Энди Вилтона (Andy Wilton), Луиса Лопеса (Luis Lopes) и Пола Криктона (Paul Crichton) из компании Motorola ECID (Суиндон, Великобритания) за спонсорскую помощь в проведении наших недавних исследований. Еще одна благодарность адресована Тиму Вилкинсону (HR, Бристоль) за финансирование ряда наших исследований.

Мы очень благодарны Кетрин Унвин (Katharine Unwin), Марку Хаммонду (Mark Hammond), Саре Хинтон (Sarah Hinton) и их коллегам из издательства Wiley (Чичестер, Великобритания), а также Денис Харвей, которая помогала нам в процессе написания книги. И, наконец, хотелось бы выразить благодарность многочисленным авторам, перечисленным в авторском указателе (а также тем, на чьи работы мы не сослались из-за пространственных ограничений) за их вклады в развитие современной мобильной связи, без которых идея этой книги не могла бы быть реализована.

*Лайош Ханцо, Джонатан Блох  
и Сон Ни*

# ГЛАВА I

## СИСТЕМЫ CDMA ТРЕТЬЕГО ПОКОЛЕНИЯ

К. Йен, Л. Ханцо

### 1.1. Введение

Несмотря на то, что абоненты сотовой связи, число которых непрерывно растет во всем мире, в подавляющем числе случаев используют услуги, ориентированные на передачу речи, данных и электронной почты, все же ожидается, что в ближайшем будущем эти услуги обогатятся массой новых услуг. При этом можно ожидать, что показатели недавно стандартизированных систем мобильной связи многостанционного доступа с кодовым разделением CDMA<sup>1</sup> третьего поколения — 3G — будут сопоставимы с показателями конкурирующих проводных систем или даже превзойдут их.

Такие амбициозные цели были недостижимы для существующих систем мобильной связи второго поколения 2G, таких как всемирная система мобильной связи GSM<sup>2</sup> [55], панамериканская система Interim Standard-95 (IS-95) или японская сотовая система PDC<sup>3</sup> [56]. Поэтому в последние годы был предложен целый ряд идей и направлений, которые объединились в концепции мобильных систем третьего поколения — 3G. Европейский институт стандартизации в электросвязи ETSI<sup>4</sup> и Международный союз электросвязи МСЭ<sup>5</sup> ведут работы по стандартизации этих систем в рамках проектов универсальной системы мобильной связи UMTS<sup>6</sup> [54,56—60] и международной системы мобильной связи 2000 года (IMT<sup>7</sup>-2000)<sup>8</sup> [57, 58, 61].

Технические параметры и концептуальные положения систем 3G подробно обсуждаются в последующих разделах. Во всем мире при разработке беспроводных систем связи 3G доминирующее положение занимает метод многостанционного доступа CDMA. Данный метод уже использовался в некоторых системах второго поколения 2G (например в системе IS-95) и хорошо себя зарекомендовал. Отчасти благодаря этому успеху, разработчики общеевропейской системы UMTS и системы IMT-2000 отдали предпочтение методу

---

<sup>1</sup>CDMA — Code Division Multiple Access. — *Прим. пер.*

<sup>2</sup>GSM — Global System for Mobile Communications. — *Прим. пер.*

<sup>3</sup>PDC — Personal Digital Cellular. — *Прим. пер.*

<sup>4</sup>ETSI — European Telecommunications Standards Institute. — *Прим. пер.*

<sup>5</sup>Англоязычная аббревиатура — ITU, International Telecommunication Union. — *Прим. пер.*

<sup>6</sup>UMTS — Universal Mobile Telecommunications System. — *Прим. пер.*

<sup>7</sup>IMT — International Mobile Telecommunications. — *Прим. пер.*

<sup>8</sup>Известной ранее как будущая система наземной мобильной связи общего пользования — Future Public Land Mobile Telecommunication Systems.

CDMA, хотя европейская система включает также элементы доступа с временным разделением каналов — TDMA.

В настоящей главе представлено элементарное изложение основ CDMA. Затем рассматриваются концептуальные положения европейской, американской и японской систем мобильной связи 3G, основывающихся на CDMA, после чего представлен научно-ориентированный прогноз будущего развития подобных систем.

Настоящая глава организована следующим образом. В разделе 1.2, с тем чтобы сделать эту главу самодостаточной, представлено элементарное введение в CDMA, в то время как раздел 1.3 сконцентрирован на основных целях и концептуальных положениях европейской, американской и японской систем мобильной связи 3G, основывающихся на CDMA. И, наконец, в разделе 1.4 представлены наши выводы.

## 1.2. Основы систем CDMA

CDMA — это метод широкополосной связи, предусматривающий одновременную передачу цифровых сигналов нескольких абонентов в условиях многостанционного доступа. Несмотря на то, что разработка CDMA мотивировалась соображениями абонетской емкости, емкость, обеспечиваемая системой CDMA, сопоставима с ее традиционными соперниками — системами на основе доступа с частотным разделением каналов — FDMA<sup>1</sup>, и временным разделением каналов — TDMA<sup>2</sup> [62]. Но CDMA обладает уникальной способностью одновременной поддержки нескольких абонентов в одном радиоканале с легким постепенным снижением качественных показателей от взаимного влияния абонентов. Следовательно, снижение влияний создает условия для повышения емкости [63]. Более того, коэффициент повторного использования частоты в сотах при CDMA возрастает в разы, и CDMA, будучи так называемой широкополосной системой, может сосуществовать с другими (узкополосными) системами, которые, поражая спектр сигналов CDMA в узкой полосе, не оказывают на них существенного мешающего влияния [63]. Это обстоятельство упрощает проблему распределения частот, а также позволяет обеспечить плавный переход от узкополосных систем к широкополосным системам. Но, вероятно, наиболее яркое достоинство метода CDMA заключается в его способности противостоять или извлекать пользу из замираний многолучевого распространения, что составит предмет нашего серьезного обсуждения.

В ближайших разделах мы представим базовую терминологию, которую будем использовать во всех последующих разделах. Дополнительную более детальную информацию о CDMA можно найти в обширном перечне исследовательских работ [62, 64, 65] и учебников [66—69].

---

<sup>1</sup>FDMA — Frequency Division Multiple Access.

<sup>2</sup>TDMA — Time Division Multiple Access.

### 1.2.1. Основы широкополосного спектра

При широкополосной передаче исходный информационный сигнал, занимающий полосу шириной  $B$  Гц, передается после расширения спектра полосы частот в  $N$  раз, где  $N$  — коэффициент расширения (выигрыш от обработки). На практике коэффициент расширения обычно находится в пределах 10—30 дБ [64]. Рис. 1.1 иллюстрирует идею расширения спектра в частотной области. Мощность передаваемого сигнала с расширенным спектром распределена в полосе частот, в  $N$  раз превышающей исходную полосу, а спектральная плотность, соответственно, понижена на эту же величину. Таким образом, коэффициент расширения выражается в виде

$$N = B_s/B, \quad (1.1)$$

где  $B_s$  — полоса частот сигнала с расширенным спектром, а  $B$  — полоса частот исходного информационного сигнала. Как будет видно из последующего изложения, этот оригинальный метод расширения информационного спектра играет решающую роль для улучшения условий его обнаружения в обстановке мобильного радио и, кроме того, позволяет узкополосным сигналам сохранять существенно более высокую спектральную плотность в той же полосе частот [64].

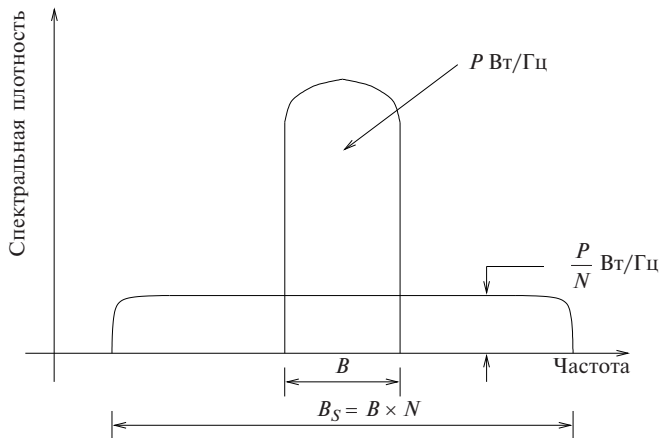


Рис. 1.1. Спектральная плотность сигнала до и после расширения

Существует два основных способа расширения спектра — SS<sup>1</sup> [62]:

- расширение спектра методом прямой последовательности — DS<sup>2</sup> (DS-SS).
- расширение спектра методом скачков частоты — FH<sup>3</sup> (DS-FH).

<sup>1</sup>SS — Spread spectrum.

<sup>2</sup>DS — Direct Sequence.

<sup>3</sup>FH — Frequency Hopping.

### 1.2.1.1. Скачки частоты

При расширении спектра методом скачков частоты, который впервые был реализован в системах второго поколения 2G — GSM, узкополосный сигнал передается с использованием различных несущих частот в разные моменты времени. В результате сигнал данных передается в широком спектре. Есть два класса последовательностей скачков частоты. При быстрых скачках частоты несущие частоты изменяются несколько раз на передаваемый символ, а при медленных скачках несущая частота изменяется обычно после нескольких символов или пачки. В системах GSM каждая передаваемая пачка из 114 бит телефонного канала с закодированной речью передается на своей частоте, а поскольку временной цикл TDMA был равен 4,615 мс, то соответствующая частота скачков составляла обратную величину, а именно 217 скачков в секунду. Приемнику вызываемого абонента должна быть известна точная последовательность скачков, для того чтобы удалить скачки в нужной последовательности и демодулировать сигнал [64]. Чаще всего в CDMA используется расширение прямой последовательностью DS. Поэтому все наше последующее изложение будет подразумевать расширение прямой последовательностью.

### 1.2.1.2. Прямая последовательность

При расширении методом прямой последовательности DS информационный сигнал умножается на высокочастотную идентифицирующую последовательность — сигнатуру, которую называют также расширяющим кодом или расширяющей последовательностью. Идентифицирующая последовательность абонента облегчает обнаружение сигналов различных абонентов при организации многостанционного доступа в CDMA. В CDMA такое «разделение» абонентов достигается использованием ортогональных расширяющих кодов, а при частотном FDMA и временном TDMA разделении каналов доступа используются ортогональные частотные или временные интервалы соответственно.

Из рис. 1.2 можно видеть, что информационный символ длительностью  $T_s$  разбивается на  $N_c$  равномерных интервалов длительностью  $T_c$ , каждый из которых перемножается с различными битами расширяющей последовательности. Таким образом,  $N_c = T_s / T_c$ . В результате на выходе появляется высокочастотная последовательность.

Для двоичных сигналов  $T_s = T_b$ , где  $T_b$  — длительность бита данных. Следовательно,  $N_c$  равно выигрышу от обработки  $N$ . Однако у  $M$ -значных сигналов при  $M > 2$ ,  $T_s \neq T_b$  и, следовательно,  $N_c \neq N$ . Важно понимать различие между  $N_c$  и  $N$ , поскольку эти величины оказывают непосредственное влияние на эффективность использования полосы частот и характеристики системы CDMA.

На рис. 1.3 показана структурная схема типичного передатчика DS-SS с фазовой манипуляцией — ФМн (BPSK<sup>1</sup>). Теперь выразим сигналы в математическом виде.

Двоичный сигнал можно записать в виде

$$b(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j \Gamma_{T_b}(t - jT_b), \quad (1.2)$$

<sup>1</sup>BPSK — Binary phase shift keying.

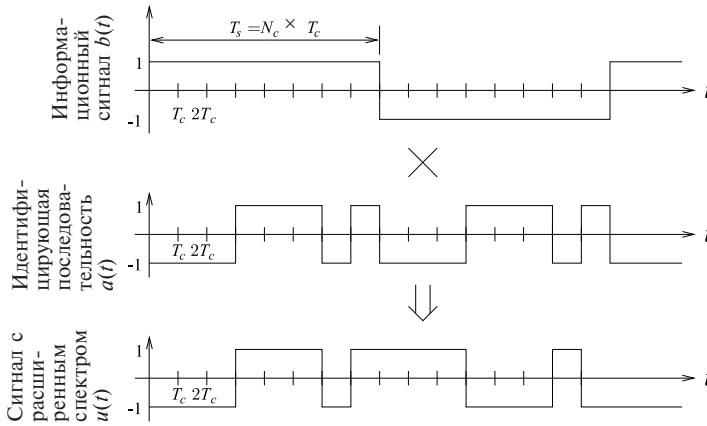


Рис. 1.2. Временное представление сигналов, используемых при расширении спектра прямой последовательностью

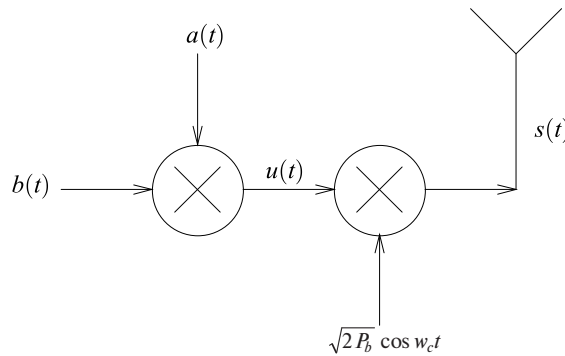


Рис. 1.3. Передатчик сигнала DS-SS с модуляцией ФМн (BPSK)

где  $T_b$  — длительность бита,  $b_j \in \{+1, -1\}$  обозначает  $j$ -й бит, а  $\Gamma_{T_b}(t)$  — форма импульса бита данных. В практических случаях  $\Gamma_{\tau}(t)$  — сигнал с ограниченной полосой, подобный приподнятому косинусоидальному импульсу Найквиста. Тем не менее на протяжении всей данной главы для упрощения выкладок и моделирования предполагается, что импульс имеет прямоугольную форму, которая определяется как

$$\Gamma_{\tau}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \tau, \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (1.3)$$

Подобным образом можно записать расширяющую последовательность в виде

$$a(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} a_h \Gamma_{T_c}(t - hT_c), \quad (1.4)$$

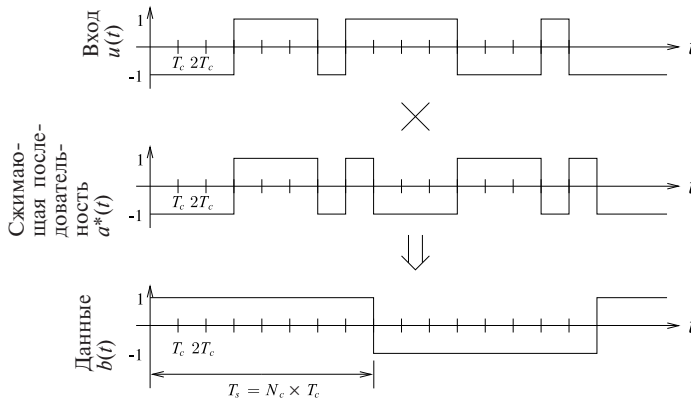
где  $a_h \in \{+1, -1\}$  обозначает  $h$ -й бит, а  $\Gamma_{T_c}(t)$ — импульс бита длительностью  $T_c$ . Энергия расширяющей последовательности в течение времени одного бита  $T_b$  нормируется согласно

$$\int_0^{T_b} |a(t)|^2 dt = T_b. \tag{1.5}$$

Как следует из рис. 1.3, сигнал данных и расширяющая последовательность перемножаются и для формирования на выходе широкополосного сигнала  $s(t)$  полученный расширенный сигнал модулирует несущую:

$$s(t) = \sqrt{2P_b} \cdot b(t) \cdot a(t) \cos \omega_c t, \tag{1.6}$$

где  $P_b$  — усредненная мощность на передаче. В соответствующем приемнике для того, чтобы выделить информационный сигнал, расширенный сигнал перемножается с последовательностью, сопряженной с расширяющей последовательностью передатчика и известной как сжимающая последовательность. В идеальном случае при одном абоненте, отсутствии замираний и шумов исходная информация может быть принята без ошибок. Это следует из рис. 1.4.

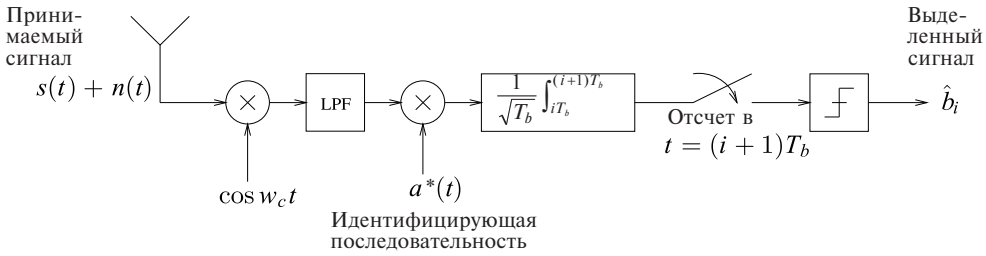


**Рис. 1.4.** Временная диаграмма декодирования сигнала, расширенного прямой последовательностью

В действительности, однако, условия никогда не идеальны. Принимаемый сигнал поражен шумами, одновременно подвержен замирианиям многолучевого распространения, которые приводят к межсимвольной интерференции ISI<sup>1</sup>, и влияниям сигналов других абонентов, создающих помеху многоканального, группового сигнала. Более того, этот сигнал задерживается в изменяющейся во времени среде. Влияния замираний многолучевого распространения и других абонентов можно снизить современными методами обработки сигналов, которые описываются в последующих разделах.

На рис. 1.5 показана структурная схема приемника канала с шумами на основе коррелятора для определения принимаемого сигнала, который дает

<sup>1</sup>ISI — Intersymbol interference.



**Рис. 1.5.** Приемник сигнала DS-SS с ФМн (BPSK) для канала с аддитивным гауссовым шумом AWGN

$$\begin{aligned} \hat{b}_i &= \operatorname{sgn} \left\{ \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} a^*(t) [s(t) + n(t)] \cos \omega_c t dt \right\} = \\ &= \operatorname{sgn} \left\{ \sqrt{\frac{\xi_b}{2}} b_i + \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} a^*(t) n(t) \cos \omega_c t dt \right\}, \end{aligned} \quad (1.7)$$

где  $\xi_b = T_b \times P_b$  — энергия бита, а  $\operatorname{sgn}(x)$  — знаковая функция  $x$ , которая равна 1 при  $x > 0$  и  $-1$  при  $x < 0$ . Приемник, показанный на рис. 1.5, оптимален при работе по каналу одного абонента с аддитивным белым гауссовым шумом — AWGN<sup>1</sup>. На самом деле показатели системы DS-SS до сих пор обсуждались, как будто это обычный модем с ФМн (BPSK) для канала с AWGN, вероятность ошибки по битам в котором  $Pr_b(\varepsilon)$  определяется выражением

$$Pr_b(\varepsilon) = Q \left( \sqrt{\frac{2\xi_b}{N_0}} \right), \quad (1.8)$$

где

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy \quad (1.9)$$

есть Q-функция Гаусса. Преимущества связи с расширенным спектром и CDMA могут быть оценены по достоинству только в условиях многолучевого многостанционного доступа. Аспекты многолучевого прохождения и то, как можно использовать так называемый приемник «Rake» [5, 70] для преодоления влияния многолучевого распространения, будут подробно рассмотрены в следующем разделе.

### 1.2.2. Влияние многолучевых каналов

В настоящем разделе представлен обзор влияний многолучевых беспроводных каналов в цифровых системах мобильной связи, которые прекрасно представлены, например, в [11]. Заинтересованный читатель может также обратиться к недавним статьям Скляра [71, 72] с кратким обзором данного предмета.

<sup>1</sup>AWGN — Additive White Gaussian Noise.



Поскольку обычно мобильные станции находятся близко к земле, то передаваемые сигналы отражаются, преломляются и рассеиваются от близлежащих объектов, например деревьев, зданий и гор [62]. Поэтому принимаемый сигнал содержит в себе последовательности возможных перекрытий, задержанных копий переданного сигнала. Каждая копия неповторима по мощности, фазе и времени поступления. Так как приемник или отражающий объект нестационарен, то отражения накладываются на принимаемый сигнал в виде замираний, причем замирания приводят к непредсказуемым изменениям напряжения сигнала. Данное явление называют многолучевым распространением [11].

Как правило, в мобильных радиоканалах различают два вида замираний [71]:

- долговременные замирания (фединг);
- кратковременные замирания (фединг).

Как показано в [11], долговременный фединг обусловлен конфигурацией местности между базовой и мобильной станциями, например холмы и скопления зданий, которые приводят к ослаблению средней мощности сигнала в функции расстояния. Для наших целей канал следует представить в понятиях средних потерь тракта, подчиняющихся обычно обратно пропорциональной зависимости четвертой степени [62] с логнормальным распределением относительно среднего значения. В силу этого долговременные затеняющие замирания называют также логарифмически нормальными замираниями [11, 71].

С другой стороны, как отмечено в [11, 71], кратковременные замирания приводят к значительным изменениям фазы и амплитуды сигнала под влиянием незначительных изменений в пространстве, разделяющем приемник и передатчик.

Кроме того, движения между передатчиком и приемником вызывают изменения в тракте распространения, которые проявляются в виде временных зависимостей канала. Частотно-селективный канал, изменяющийся во времени, представлен моделью линии задержки с отводами, в которой комплексный отклик низкочастотного фильтра на импульс может быть представлен как

$$\tilde{h}(t) = \sum_{l=1}^L |a_l(t)| e^{j\varphi_l(t)} \delta(t - \tau_l), \quad (1.10)$$

где  $|a_l(t)|$ ,  $\varphi_l(t)$  и  $\tau_l$  — амплитуда, фаза и задержка в тракте  $l$ , а  $L$  — общее число трактов многолучевого распространения. Как показано в [11], степень флуктуаций уровня сигнала определяется частотой Доплера  $f_D$ , которая, в свою очередь, зависит от несущей частоты и скорости перемещения мобильной станции  $v$  (см. также стр. 16 в [74]):

$$f_D = v(f_c/c), \quad (1.11)$$

где  $c$  — скорость света.

Статистику кратковременных замираний обычно моделируют распределениями Рэлея, Райса или Накагами- $m$  [75]. Распределения Рэлея и Райса представлены, например, в [11]. В литературе существует некоторое расхождение точек зрения в отношении того, насколько хорошо эти распределения описывают статистики быстрых замираний в канале. Хотя эмпирические результаты показывают, что лучше всего статистика замираний описывается распределением Накагами [76], во многих случаях при анализе и моделиро-

вании используется распределение Рэлея, благодаря своей простоте и наглядности влияния замираний на передачу. Более того, распределение Рэлея представляет частный случай распределения Накагами, когда показатель замираний  $m$  равен единице (см. стр. 28 в [5]). Распределение Райса, в котором присутствуют доминирующие составляющие сигнала, известные как отраженные — зеркальные составляющие, больше подходит к спутниковой связи, чем к крупным наземным сотам, в которых часто отсутствует тракт на линии прямой видимости между наземной базовой станцией и мобильной станцией. Хотя при небольших микросотах верно противоположное. В данной главе при исследовании частотно-избирательных замираний будет использовано распределение Рэлея.

Задержка пропорциональна протяженности тракта соответствующего сигнала между передатчиком и приемником. Разброс задержек, обусловленный различием длин траекторий составляющих многолучевого распространения, приводит к появлению межсимвольной интерференции ISI, которая становится в значительной степени доминирующей при высокой скорости передачи данных.

Характерный импульсный отклик радиоканала приведен на рис. 1.6. Эта импульсная характеристики канала известна как импульсная характеристика COST 207 BU<sup>1</sup> для плохих городских условий [77]. Можно видеть, что импульсный отклик содержит две основные группы задержек трактов прохождения: главный профиль и маленькое эхо, следующее за главным профилем с задержкой 5 мкс. Главный профиль формируется отражениями сигнала от структур, расположенных вблизи приемника, с коротким временем задержки. С другой стороны, профиль эха может быть обусловлен несколькими отражениями от больших, но значительно дальше расположенных объектов, например холма [78]. В любом случае, можно видеть, что оба профиля примерно соответствуют экспоненциально спадающей функции относительно времени задержки.

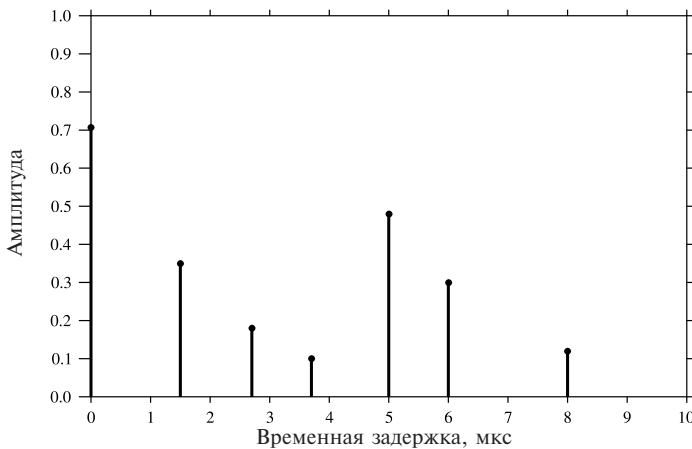


Рис. 1.6. Импульсная характеристика COST 207 BU

<sup>1</sup>BU — Bad urban.

На рис. 1.7 показано воздействие на сигнал с расширенным спектром при его прохождении по многолучевому каналу с  $L$  независимыми трактами, что дает выражение для принимаемого сигнала в виде

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \tilde{s}(t - \tau_l) + n(t) \quad (1.12)$$

где  $\alpha_l(t)$  — временная переменная комплексного коэффициента передачи канала, которая задана в выражении (1.10) в виде  $|a_l(t)|e^{j\varphi_l(t)}$  с амплитудой, распределенной по закону Рэля и равномерно распределенной на интервале  $[-\pi \dots \pi]$  фазой, а  $\tilde{s}(t - \tau_l)$  — эквивалент основного переданного сигнала с расширенным спектром из уравнения 1.6, задержанный на время  $\tau_l$ . Выражение выше показывает, что в тракт  $l$  вносятся затухание с коэффициентом  $\alpha_l(t)$  и задержка на  $\tau_l$ . Если не применять специальные методы разнесенного приема [5], то эти тракты складываются вместе на входе приемника с любыми фазами или различными задержками и могут создавать множество многолучевых мешающих сигналов, искаженных межсимвольной интерференцией (ISI) вследствие дисперсии.

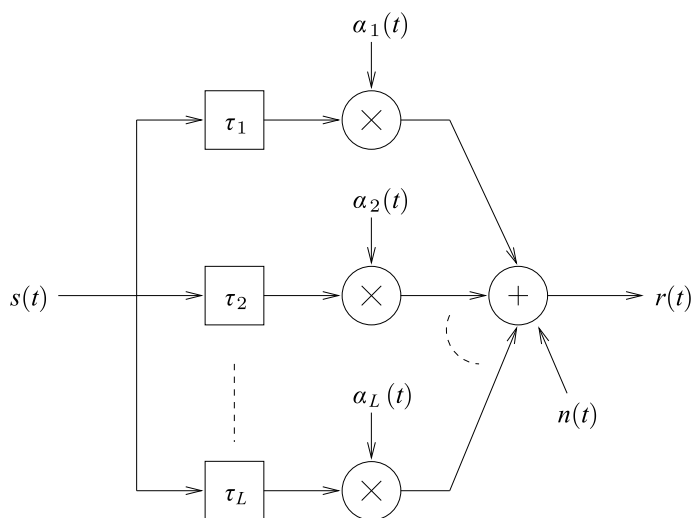
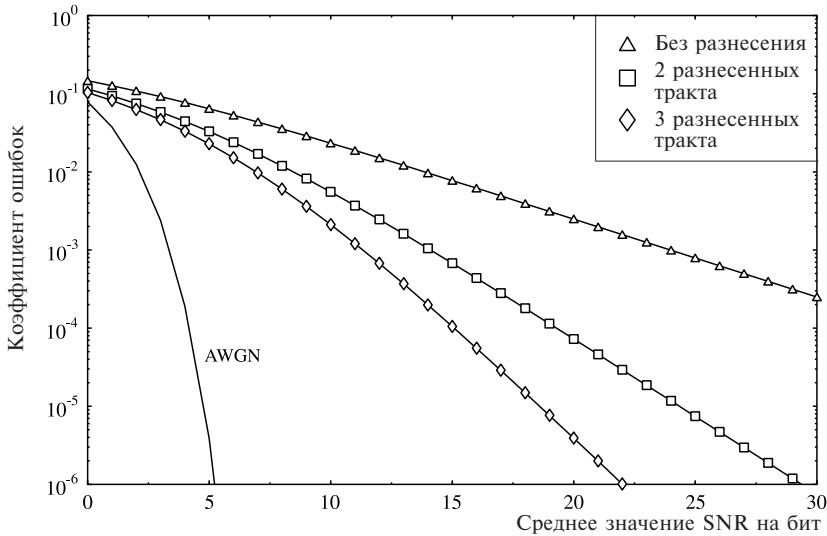


Рис. 1.7. Модель многолучевого распространения передаваемого сигнала

На рис. 1.8 показана вероятность ошибки приема бита при CDMA с модуляцией ФМн в каналах без замираний и с замираниями. Без разнесения, коэффициент ошибок по битам BER<sup>1</sup> спадает примерно по закону  $\text{Pr}_b(\epsilon) \approx 1/4\bar{\gamma}_c$ , где  $\bar{\gamma}_c$  — усредненное отношение сигнал—шум SNR<sup>2</sup>, и потому его график в логарифмической шкале  $\log \text{Pr}_b(\epsilon) \approx -\log 4\bar{\gamma}_c$  близок к линии [5]. Видна разница с графиком при отсутствии замираний или в канале с аддитивным гауссовым шумом — AWGN, в котором при увеличении SNR коэффициент ошибок

<sup>1</sup>Bit error rate (BER).

<sup>2</sup>Signal-to-Noise Ratio (SNR).



**Рис. 1.8.** Показатели системы CDMA с ФМн (BPSK) в различных каналах с рэлеевскими замираниями. Графики получены с использованием совершенного оценивания каналов и при отсутствии внутренней интерференции между разнесенными каналами

спадает экспоненциально. Таким образом, в канале с замираниями для поддержания малой величины ошибок требуется высокий уровень передаваемой мощности. Как будет показано в следующем разделе, для преодоления этого недостатка могут использоваться методы разнесения.

### 1.2.3. Приемник Rake

Как упоминалось ранее, методы расширенного спектра могут получить преимущество за счет улучшения приема в условиях многолучевых мобильных каналов. Это возможно благодаря широкополосной природе сигнала, частотная полоса которого существенно превышает полосу когерентности многолучевых каналов [79]. В этом случае канал рассматривают как канал с частотно-избирательным федингом, поскольку различные переданные частоты ослабевают по-разному, если их разнесение больше, чем ранее упомянутая полоса когерентности. Предположим, что расширенный спектр имеет ширину полосы  $B_s$ , а полоса когерентности канала равна  $B_c$ , так что  $B_s \gg B_c$ . Тогда число различных независимых трактов, то есть трактов, замирания в которых почти независимы, равно

$$L_R = \lfloor B_s/B_c \rfloor + 1, \quad (1.13)$$

где  $\lfloor x \rfloor$  — большее целое, которое меньше или равно  $x$ . Количество разрешимых трактов  $L_R$  изменяется в соответствии с окружающей обстановкой и обычно выше в городской части, чем в пригородной, поскольку в городской зоне полоса когерентности обычно меньше из-за более высокого разброса задержек в канале. Если говорить точнее, то это результат большей дисперсии

импульсной характеристики, так как полоса когерентности обратно пропорциональна разбросу задержек импульсных характеристик, как это показано в [79]. Подобно схемам частотного или пространственного разнеса, при многолучевом разнесении создают  $L_R$  разрешимых трактов, используя тот факт, что, по статистике, разные тракты не могут одновременно находиться в состоянии глубокого замирания, а значит, всегда есть хотя бы один тракт распространения, создающий приемлемый канал. Такие многолучевые составляющие и представляют разнесенные тракты.

Многолучевой разнос может использоваться только применительно к широкополосным сигналам. Из уравнения (1.13) видно, что ширина полосы  $B_s$  узкополосного сигнала, не использующего специальный расширяющий сигнал, будет существенно меньше  $B_c$ . В этом случае канал становится частотно-неизбирательным [79]. В таких каналах не могут наблюдаться различные разнесенные тракты, как при широкой полосе, и это объясняет, почему доступ с частотным TDMA и временным FDMA разделением в узкополосных мобильных радиоканалах менее помехоустойчив, чем CDMA.

Многолучевой разнос образуется, например, при использовании приемника, называемого *Rake*, который был изобретен Прайсом и Грином [70]. Это оптимальный приемник широкополосных сигналов при многолучевых замираниях. Свое название он получил по аналогии с садовыми граблями, собирая с помощью «пальцев» подходящие тракты. Точка, в которой соединяются пальцы и ручка, представляет собой место, в котором суммируются разнесенные тракты. Существует четыре способа объединения разнесенных трактов [80]:

- селективное суммирование — SC<sup>1</sup>;
- суммирование дифференциально взвешенных сигналов каждого канала — MRC<sup>2</sup>;
- линейное суммирование сигналов равной мощности — EGC<sup>3</sup> (Equal Gain Combining);
- суммирование лучших  $n$  сигналов — SCn<sup>4</sup>.

Анализ характеристик селективного суммирования в системах CDMA можно найти в [81, 82], а общее сравнение различных методов суммирования разнесенных трактов для рэлеевских каналов — в [80]. Суммирование дифференциально взвешенных сигналов каждого канала MRC дает лучшие показатели, а селективное суммирование — простейшее в реализации. Число различных трактов, объединяемых в приемнике, представляет порядок разнесения приемника, обозначаемый в данной работе как  $L_P$ . Отметим, однако, что на практике из-за сложности реализации в приемнике суммируются не все различные составляющие многолучевого прохождения сигнала, то есть  $L_P \leq L_R$ .

Существует два основных метода демодуляции, а именно, когерентная и некогерентная демодуляция [5]. В контексте CDMA в настоящем разделе основное внимание уделено когерентной демодуляции. Но прежде чем нач-

<sup>1</sup>SC — Selection Combining.

<sup>2</sup>MRC — Maximal Ratio Combining.

<sup>3</sup>EGC — Equal Gain Combining.

<sup>4</sup>SCn — Combining of the  $n$  best signals.

нется процесс демодуляции, между передатчиком и приемником должен быть достигнут режим синхронизма.

Синхронизация в системах DS-CDMA реализуется в процессе, известном как кодовое обнаружение, захват и отслеживание. Обнаружение реализуется обычно с использованием корреляционных методов между собственной копией сигнатурной последовательности приемника и принятой сигнатурной последовательностью и поиска сдвига между ними, связанного с моментом начала отсчета бита, свидетельствующего о достижении высокого уровня корреляции [64, 83, 84]. Когда захват состоялся, то обычно для достижения и поддержания точного выравнивания двух последовательностей используется схема отслеживания кода [85]. Подробности захвата и отслеживания кода находятся вне рассмотрения настоящей главы. Заинтересованный читатель может обратиться к [86—89] и найти там исчерпывающее изложение данного предмета. Таким образом, в данной главе мы предполагаем, что передатчик и соответствующий приемник полностью синхронизированы.

Нам предстоит определить затухание и сдвиг фазы тракта оптимального приемника Rake, использующего когерентную демодуляцию. Такая оценка, использующая известный метод оценивания канала, скрупулезно выполнена в разделе 1.2.6. В обычных несложных приложениях в передаваемую последовательность вставляются заранее известные специальные символы, по которым может быть проведена оценка затухания и сдвига фазы в канале. Тем не менее в данном случае при оценке параметров сумматора разнесенных каналов приемника Rake будем предполагать, что используется идеальная процедура оценивания канала.

На рис. 1.9 представлена блок-схема приемника Rake с двоичной ФМн (BPSK). Принимаемые сигналы предварительно перемножаются в каждой ветви приемника, настроенной на разрешимый тракт, на оценочные коэффициенты  $\alpha_1(t), \dots, \alpha_{L_P}(t)$ . Для оптимизации характеристик приемника Rake, использующего суммирование максимально взвешенных сигналов каждого канала, и с тем чтобы компенсировать влияние каналов, эти оценочные каналные коэффициенты должны быть сопряжены с реальными коэффициентами соответствующих трактов<sup>1</sup>. Заметьте, что линейное суммирование сигналов равной мощности

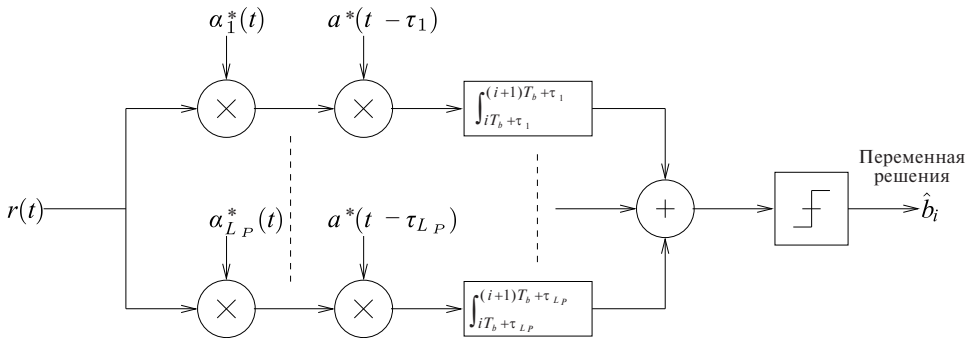


Рис. 1.9. Приемник Rake

<sup>1</sup> $\alpha_i e^{j\varphi_i} \times \alpha_i e^{-j\varphi_i} = \alpha_i^2$ .

оценивает только фазу, а вклады каждого канала перед сложением перемножаются на единичный коэффициент усиления. Затем полученные сигналы на выходе каждой ветви приемника Rake перемножаются на ответную сигнатурную последовательность (см. рис. 1.3), задержанную в соответствии с процессом кодового захвата. После устранения расширения с помощью согласованных сигнатурных последовательностей  $a^*(t - \tau_1), \dots, a^*(t - \tau_{L_p})$ , сигналы на выходах корреляторов складываются для получения декодированного символа<sup>1</sup> (рис. 1.9):

$$\begin{aligned}
 \hat{b}_i &= \operatorname{sgn} \left\{ \sum_{l=1}^{L_p} \left[ \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b + \tau_l}^{(i+1)T_b + \tau_l} a_l^*(t) r(t) a^*(t - \tau_l) dt \right] \right\} = \\
 &= \operatorname{sgn} \left\{ \sum_{l=1}^{L_p} \left[ \sqrt{\frac{P_b}{T_b}} \int_{iT_b + \tau_l}^{(i+1)T_b + \tau_l} |a_l(t)|^2 b(t - \tau_l) a(t - \tau_l) a^*(t - \tau_l) dt + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b + \tau_l}^{(i+1)T_b + \tau_l} a_l^*(t) n(t) a^*(t - \tau_l) dt \right] \right\} = \\
 &= \operatorname{sgn} \left\{ \sum_{l=1}^{L_p} \left[ |a_l(t)|^2 \sqrt{\xi_b} b_i + \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b + \tau_l}^{(i+1)T_b + \tau_l} a_l^*(t) n(t) a^*(t - \tau_l) dt \right] \right\}.
 \end{aligned} \tag{1.14}$$

Обычно первый член уравнения (1.14), содержащий полезную информацию, намного больше второго сжатого шумоподобного члена. Это связано с тем, что первый член пропорционален сумме абсолютных значений канальных коэффициентов, а второй член уравнения (1.14) пропорционален векторной сумме комплексных канальных коэффициентов. Поэтому действительная часть первого члена обычно больше второго члена. Следовательно, приемник Rake может улучшить возможности обнаружения сигналов данных в условиях многолучевого распространения.

Возвращаясь к графикам коэффициента ошибок на рис. 1.8, можно видеть, что показатели системы улучшаются при использовании многолучевого разнесения. При увеличении числа различимых трактов  $L_p$  наблюдается улучшение показателей передачи. Конечно же, при этом повышается сложность приемника, так как возрастает число корреляторов, показанных на рис. 1.9.

#### 1.2.4. Коллективный, многостанционный доступ

До сих пор рассматривалась передача сигналов только одного абонента. Такая система проста и прямолинейна в реализации. Рассмотрим теперь, как повлияет на характеристики системы передача сигналов нескольких абонентов.

В системе DS-CDMA режим коллективного доступа достигается за счет того, что общая полоса частот может одновременно использоваться несколь-

<sup>1</sup> При этом предполагается, что помехи многолучевого распространения отсутствуют. Эти помехи могут быть учтены как часть помех смежных пользователей, которые рассматриваются в следующем разделе.

кими абонентами. Каждому передатчику и связанному с ним приемнику выделяется индивидуальная сигнатурная последовательность. Только приемники располагают точными сведениями о характере индивидуальной последовательности, способной детектировать переданный сигнал. Рассмотрим ситуацию, когда  $K$  активных абонентов ведут одновременную передачу. Эквивалентная модель системы, работающей в основной полосе, показана на рис. 1.10. Для простоты подразумевается, что в данном случае многолучевое распространение отсутствует и поддерживается идеальное управление мощностью.

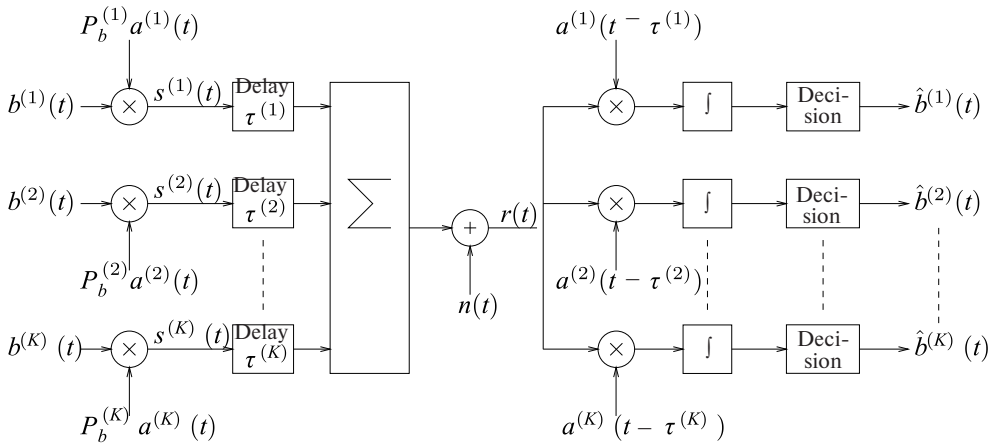


Рис. 1.10. Модель системы CDMA

Математическое представление сигнала  $k$ -го абонента подобно выражению (1.2), за исключением дополнительного верхнего индекса, обозначающего коллективную, многостанционную передачу. То есть выражение имеет вид

$$b^{(k)}(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} b_j^{(k)} \Gamma_{T_b}(t - jT_b), \quad (1.15)$$

где  $b^{(k)} \in \{+1, -1\}$ . Имеется выделенная абонентская сигнатурная последовательность  $a^{(k)}(t)$   $k$ -го пользователя, подобная последовательности (1.4), за исключением верхних индексов, разделяющих пользователей:

$$a^{(k)}(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} a_h^{(k)} \Gamma_{T_c}(t - hT_c). \quad (1.16)$$

Для получения исходного широкополосного сигнала сигнал данных  $k$ -го абонента  $b^{(k)}(t)$  перемножается с сигнатурной последовательностью  $a^{(k)}(t)$ , то есть

$$s^{(k)}(t) = \sqrt{P_b^{(k)}} b^{(k)}(t) a^{(k)}(t), \quad (1.17)$$

где  $P_b^{(k)}$  — средняя мощность, передаваемая  $k$ -м абонентом. Групповой принимаемый сигнал в основной полосе равен

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_b^{(k)}} b^{(k)}(t - \tau^{(k)}) a^{(k)}(t - \tau^{(k)}) + n(t), \quad (1.18)$$



где  $\tau^{(k)}$  — задержка распространения плюс задержка сигнала  $k$ -го абонента относительно сигналов других абонентов, а  $n(t)$  — аддитивный белый гауссов шум с двухсторонней спектральной плотностью мощности  $N_0/2$ , Вт/Гц.

**1.2.4.1. Помехи входящей линии — DL**

На входящих линиях DL (от базовой станции к мобильному абоненту) базовая станция может синхронизировать все сигналы абонентов при условии, что длительности символов выровнены друг с другом. Поэтому групповой сигнал принимается каждой мобильной станцией с задержкой  $\tau^{(k)} = 0$  при  $k = 1, 2, \dots, K$ . Такой сценарий известен как передача, синхронизированная по символам. При использовании обычного, так называемого одиночного детектора каждый символ  $j$ -го пользователя выделяется из принимаемого сигнала  $r(t)$  благодаря корреляции с расширяющим кодом  $j$ -го абонента, что дает

$$\hat{b}_i^{(j)} = \text{sgn} \left\{ \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} r(t) a^{(j)*}(t) dt \right\}. \tag{1.19}$$

Подстановка выражения (1.18) в (1.19) дает

$$\begin{aligned} \hat{b}_i^{(j)} &= \text{sgn} \left\{ \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} \left[ \sum_{k=1}^K \sqrt{P_b^{(k)}} b^{(k)}(t) a^{(k)}(t) + n(t) \right] a^{(j)*}(t) dt \right\} = \\ &= \text{sgn} \left\{ \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} \sqrt{P_b^{(j)}} b^{(j)}(t) a^{(j)}(t) a^{(j)*}(t) dt + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^K \sqrt{P_b^{(k)}} b^{(k)}(t) a^{(k)}(t) a^{(j)*}(t) dt + \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t) a^{(j)*}(t) dt \right\} = \tag{1.20} \\ &= \text{sgn} \left\{ \underbrace{\sqrt{\xi_b^{(j)}} b_i^{(j)}}_{\text{Нужный сигнал}} + \underbrace{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^K \sqrt{\xi_b^{(k)}} b_i^{(k)} R_{jk}}_{\text{Переходные помехи коллективного доступа}} + \underbrace{n^{(j)}}_{\text{Белый шум}} \right\}, \end{aligned}$$

где  $R_{jk}$  — взаимная корреляция расширяющих кодов  $j$ -го и  $k$ -го абонентов для  $iT_b \leq t \leq (i+1)T_b$  в виде

$$R_{jk} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} a^{(j)}(t) a^{(k)}(t) dt. \tag{1.21}$$

В данном случае, если расширяющие коды строго ортогональны друг другу, то взаимные помехи отсутствуют. То есть  $R_{jk} = 0$  при всех  $k \neq j$ . Однако выделение ортогональных кодов для большого числа абонентов представляет чрезвычайно сложную задачу. В системе IS-95 для достижения ортогональности используются так называемые коды Адамара—Уолша [90].

### 1.2.4.2. Помехи исходящей линии

В отличие от ранее рассмотренного случая входящей (нисходящей) линии, в реальных системах на исходящих линиях (направление от абонента к базовой станции) строгая ортогональность не может быть достигнута, поскольку в данном случае отсутствует координация действий по передаче сигналов абонентов. В системе CDMA сигналы всех абонентов передаются в одной общей полосе частот, в несогласованном во времени виде. Таким образом  $\tau(k) \neq 0$ , а соответствующий сценарий определяют как асинхронный режим передачи. В данном случае задержка во времени  $\tau(k)$ ,  $k = 1, \dots, K$  нуждается в вычислении. Без потери общности можно предположить, что  $\tau(1) = 0$  и что  $0 < \tau^{(2)} < \tau^{(3)} < \dots < \tau^{(K)} < T_b$ . В отличие от синхронного режима входящей линии — DL, описанного уравнением 1.19, демодуляция  $i$ -го символа  $j$ -го абонента осуществляется по корреляции принимаемого сигнала  $r(t)$  с последовательностью  $a^{(j)*}(t)$ , задержанной на  $\hat{\tau}^{(j)}$ , что дает

$$\hat{b}_i^{(j)} = \operatorname{sgn} \left\{ \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b + \hat{\tau}^{(j)}}^{(i+1)T_b + \hat{\tau}^{(j)}} r(t) a^{(j)*}(t - \hat{\tau}^{(j)}) dt \right\}, \quad (1.22)$$

где  $\hat{\tau}^{(j)}$  — оценка задержки приемником.

Подставляя (1.18) в (1.22) и полагая захват и отслеживание кода безупречными, получим<sup>1</sup>

$$\begin{aligned} \hat{b}_i^{(j)} &= \operatorname{sgn} \left\{ \frac{1}{\sqrt{T_b}} \int_{iT_b + \tau^{(j)}}^{(i+1)T_b + \tau^{(j)}} \left[ \sum_{k=1}^K \sqrt{P_b^{(k)}} b^{(k)}(t - \tau^{(k)}) a^{(k)}(t - \tau^{(k)}) + n(t) \right] a^{(j)*}(t - \tau^{(j)}) dt \right\} = \\ &= \operatorname{sgn} \left\{ \frac{1}{\sqrt{T_b}} \left[ \int_{iT_b + \tau^{(j)}}^{(i+1)T_b + \tau^{(j)}} \sqrt{P_b^{(j)}} b^{(j)}(t - \tau^{(j)}) a^{(j)}(t - \tau^{(j)}) a^{(j)*}(t - \tau^{(j)}) dt + \right. \right. \\ &+ \sum_{k=1}^{j-1} \int_{(i+1)T_b + \tau^{(j)}}^{(i+1)T_b + \tau^{(k)}} \sqrt{P_b^{(k)}} b^{(k)}(t - \tau^{(k)}) a^{(k)}(t - \tau^{(k)}) a^{(j)*}(t - \tau^{(j)}) dt + \\ &+ \sum_{k=1}^{j-1} \int_{iT_b + \tau^{(k)}}^{(i+1)T_b + \tau^{(j)}} \sqrt{P_b^{(k)}} b^{(k)}(t + T_b - \tau^{(k)}) a^{(k)}(t + T_b - \tau^{(k)}) a^{(j)*}(t - \tau^{(j)}) dt + \\ &+ \sum_{k=j+1}^K \int_{iT_b + \tau^{(j)}}^{iT_b + \tau^{(k)}} \sqrt{P_b^{(k)}} b^{(k)}(t - T_b - \tau^{(k)}) a^{(k)}(t - T_b - \tau^{(k)}) a^{(j)*}(t - \tau^{(j)}) dt + \\ &+ \sum_{k=j+1}^K \int_{iT_b + \tau^{(k)}}^{(i+1)T_b + \tau^{(j)}} \sqrt{P_b^{(k)}} b^{(k)}(t - \tau^{(k)}) a^{(k)}(t - \tau^{(k)}) a^{(j)*}(t - \tau^{(j)}) dt + \\ &+ \left. \left. \int_{iT_b + \tau^{(j)}}^{(i+1)T_b + \tau^{(j)}} n(t) a^{(j)*}(t - \tau^{(j)}) dt \right] \right\} \end{aligned} \quad (1.23)$$

<sup>1</sup>При точном захвате и отслеживании  $\hat{\tau}^{(j)} = \tau^{(j)}$ .

$$\hat{b}_i^{(j)} = \text{sgn} \left\{ \underbrace{\sqrt{\xi_b^{(j)}} b_i^{(j)}}_{\text{Нужный сигнал}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{j-1} \sqrt{\xi_b^{(k)}} b_i^{(k)} R_{jk}(0) + \sum_{k=1}^{j-1} \sqrt{\xi_b^{(k)}} b_{i+1}^{(k)} \hat{R}_{jk}(+1)}_{\text{Переходные помехи коллективного доступа}} + \underbrace{\sum_{k=j+1}^K \sqrt{\xi_b^{(k)}} b_{i-1}^{(k)} R_{jk}(-1) + \sum_{k=j+1}^K \sqrt{\xi_b^{(k)}} b_i^{(k)} \hat{R}_{jk}(0)}_{\text{Переходные помехи коллективного доступа}} + \underbrace{n^{(j)}}_{\text{Белый шум}} \right\}, \quad (1.24)$$

где  $R_{jk}(i)$  и  $\hat{R}_{jk}(i)$ ,  $i \in \{+1, 0, -1\}$  представляют взаимную корреляцию расширяющих кодов при асинхронной передаче, которая задается в виде [91]

$$R_{jk}(i) = \frac{1}{T_b} \int_{\tau^{(j)}}^{\tau^{(k)}} a^{(j)}(t - \tau^{(j)}) a^{(k)}(t + iT_b - \tau^{(k)}) dt \quad (1.25)$$

$$\hat{R}_{jk}(i) = \frac{1}{T_b} \int_{\tau^{(k)}}^{T_b + \tau^{(j)}} a^{(j)}(t - \tau^{(j)}) a^{(k)}(t + iT_b - \tau^{(k)}) dt \quad (1.26)$$

и ограничивается значениями +1, 0, -1, поскольку, как говорилось в разделе 1.2.2, предполагается, что максимальная задержка в тракте ограничивается длительностью одного символа.

Уравнения (1.24) и (1.20) представляют ожидаемый демодулированный символ данных  $j$ -го абонента на базовой и мобильной станциях соответственно. Оба содержат нужный символ  $j$ -го абонента. Однако он подвержен влиянию шумов и помех, создаваемых другими абонентами. Эти помехи известны как помехи многостанционного, коллективного доступа — MAI<sup>1</sup>. Они содержат нежелательные, мешающие сигналы других  $(K - 1)$  абонентов. Помехи коллективного доступа возникают из-за ненулевой взаимной корреляции расширяющих кодов. В идеальном случае расширяющие коды должны удовлетворять условия ортогональности, так что

$$R_{jk}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} a^{(k)}(t) a^{(j)}(t - \tau) dt = \begin{cases} 1, & \text{для } k = j, \tau = 0 \\ 0, & \forall k, \tau \end{cases}. \quad (1.27)$$

Однако в условиях асинхронной передачи исходящих сигналов UL невозможно создать коды, ортогональные для всех возможных временных сдвигов. Поэтому в исходящих линиях UL всегда будут присутствовать помехи многостанционного доступа — MAI. Это наблюдение подтверждается сравнением членов уравнений (1.20) и (1.24).

С другой стороны, многостанционные помехи всегда присутствуют в каналах в прямом и обратном направлении. Многостанционные помехи обусловлены разницей времени прибытия одного и того же сигнала из-за разницы трактов прохождения к приемнику. Это подобно тому, как если бы сигналы поступали от других абонентов, и тогда помехи многолучевого распространения анализируются обычно — тем же способом, что и помехи MAI.

<sup>1</sup>MAI — Multiple Access Interference.

С ростом числа абонентов помехи MAI также возрастают. Из-за этого о CDMA говорят как о системе, емкость которой ограничивается помехами. Система CDMA способна обслуживать дополнительных абонентов в фиксированной полосе частот, постепенно снижая качественные показатели, в то время как доступ с частотным FDMA или временным TDMA разделением для обслуживания дополнительных абонентов потребует дополнительную полосу частот. Были проведены исследования по поиску средств смягчения воздействия помех MAI. Некоторые методы использовали управление активностью речи, разработку расширяющих кодов, схемы управления мощностью и секционные/адаптивные антенны [92]. Эти средства позволили в определенной мере снизить MAI.

На данный момент самый многообещающий метод для исходящих линий UL представляет *многопользовательское обнаружение*, впервые предложенное Верду [93]. Многопользовательское обнаружение [94–96], которое будет обсуждаться детально в следующей главе, для того чтобы распознать каждого абонента, нуждается в знании сигнатурных последовательностей всех абонентов и данных о характере всех импульсных характеристик каналов абонентов. Использование этого алгоритма более пригодно для реализации в исходящих каналах UL, так как все мобильные станции передают сигналы на базовую станцию и базовая станция должна определить эти сигналы в любом случае. Однако тема многопользовательского детектирования лежит вне рассмотрения настоящей главы и будет обсуждаться несколько подробнее в 3 главе. Для более глубокого понимания заинтересованный читатель может обратиться к прекрасной книге Верду [97], которая представляет всестороннее обсуждение данной темы. Обзор различных схем многопользовательского детектирования и список дополнительной литературы можно также найти, например, в работе Мошави [92].

Еще один недостаток систем CDMA заключается в их восприимчивости к проблеме «ближний—дальний», которая будет рассмотрена ниже. Если все абоненты работают с равной мощностью, то из-за разницы потерь сигналы от абонентов вблизи базовой станции принимаются с более высокой мощностью, чем сигналы тех абонентов, которые находятся вдали от базовой станции. Влияние замираний, рассмотренное в разделе 1.2.2, также вносит свой вклад в колебания мощности. Таким образом, согласно уравнению (1.24), если  $j$ -й абонент работает на границе соты, а все остальные абоненты находятся вблизи базовой станции, то сигнал  $j$ -го абонента будет маскироваться более сильными сигналами других абонентов, что приводит к более высокому коэффициенту ошибок. Для смягчения проблемы «ближний—дальний» используется регулирование мощности с тем, чтобы гарантировать, что сигналы абонентов принимаются примерно с равной мощностью, вне зависимости от их расстояния от базовой станции.

Используются две типичные схемы управления мощностью [65]:

- открытая схема управления мощностью;
- закрытая, замкнутая схема управления мощностью.

Открытая, без обратной связи схема регулирования мощности обычно используется для устранения различий в мощности, обусловленных потерями в

тракте. Замкнутая схема регулирования с обратной связью используется для устранения затеняющих замираний, вызванных многолучевым распространением. Детали различных методов регулирования мощности не будут рассматриваться в настоящей главе. За более подробной информацией читатели могут обратиться к [98].

### 1.2.4.3. Гауссова аппроксимация

Для упрощения анализа условий коллективной работы в системе CDMA обычно предполагается, что, согласно центральной предельной теореме, взаимные помехи доступа MAI имеют гауссово распределение [99–101]. Это предположение точно выполняется даже при числе абонентов  $K < 10$ , при коэффициенте ошибок BER, равном или более  $10^{-3}$ . При анализе взаимных помех доступа MAI мы также будем использовать распределение Гаусса, как это представлено в работе Пёрсли [99]. Если рассматриваемая абонентская последовательность синхронна по битам и фазе со всеми мешающими последовательностями, где синхронные по фазе отношения определяются как бы при отсутствии шумов, то худший случай вероятности ошибок  $Pr_b(\epsilon)$  согласно Пёрсли [99] задается в виде

$$Pr_b(\epsilon) = Q \left[ \sqrt{\frac{N_c}{(K-1)}} \right], \quad (1.28)$$

где  $Q(\cdot)$  —  $Q$ -функция Гаусса, заданная выражением (1.9), поскольку синхронная передача не создает чисто случайную мешающую последовательность гауссового вида. Данная формула должна характеризовать синхронный вид передачи во входящей линии, представленный в разделе 1.2.4.1. Однако в практических ситуациях исходящих линий UL, представленных в разделе 1.2.4.2, существует некоторая задержка среди абонентов, и каждый принимаемый сигнал сдвигается по фазе независимо. В этом случае, согласно Пёрсли, вероятность ошибки при отсутствии шумов равна [99]

$$Pr_b(\epsilon) = Q \left[ \sqrt{\frac{3N_c}{(K-1)}} \right]. \quad (1.29)$$

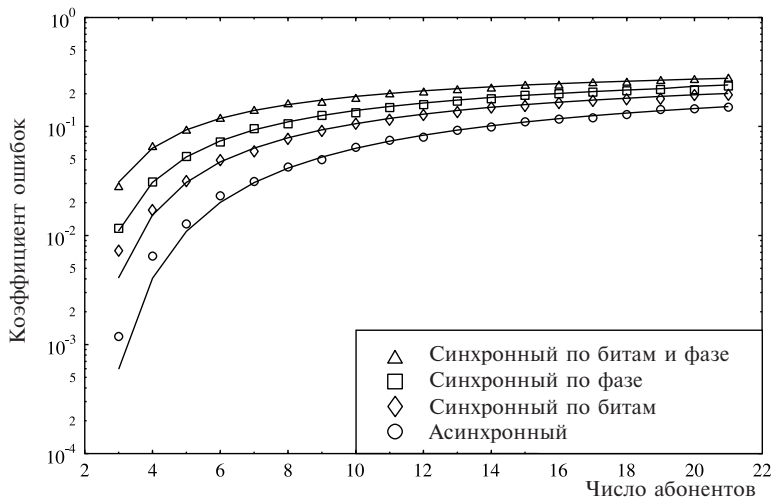
Уравнение (1.29) представляет лучшие качественные показатели, соответствующие помехам гауссового вида. Между этими двумя крайними оценками находятся остальные варианты. В первом случае требуемая и мешающая последовательности синхронизированы по битам, но не синхронны по фазе. Вероятность ошибки в отсутствие шумов выражается как [99]

$$Pr_b(\epsilon) = Q \left[ \sqrt{\frac{2N_c}{(K-1)}} \right], \quad (1.30)$$

Во втором случае требуемая и мешающая последовательности синхронизированы по фазе, но не синхронны по битам. Тогда вероятность ошибки в отсутствие шумов определяется выражением [99]

$$Pr_b(\epsilon) = Q \left[ \sqrt{\frac{3N_c}{2(K-1)}} \right]. \quad (1.31)$$

Анализируя приведенные выше уравнения, можно видеть, что при увеличении количества битов  $N_c$  на символ показатели системы также улучшаются. Однако существует ограничение на коэффициент расширения последовательности, в основе которого лежат возможности цифровой обработки сигналов. На рис. 1.11 сравниваются результаты моделирования двоичных систем с результатами вычислений по выражениям (1.28) и (1.29) при выигрыше от обработки, равном 7. Из графиков следует, что предположение о гауссовом распределении взаимных помех доступа MAI верно, особенно при большом числе абонентов. Графики также показывают, что система CDMA достигает лучших своих характеристик в асинхронном режиме многостанционного доступа. В этом заключается преимущество CDMA над доступом с частотным (FDMA) и временным (TDMA) доступом, так как и TDMA, и FDMA нуждаются в согласовании передачи сигналов пользователей, что увеличивает сложность системы.



**Рис. 1.11.** Зависимости вероятности ошибки от числа абонентов, вычисленные по выражениям (1.28), (1.29), (1.30) и (1.31), а также на основе моделирования. Метки: моделирование; сплошные линии: вычисления. Выигрыш от обработки сигналов равен 7

### 1.2.5. Расширяющие коды

Как показано ранее, выбор расширяющего кода играет важную роль в системе DS-CDMA. Основным критерий выбора конкретного набора абонентских сигнатурных последовательностей в приложениях CDMA состоит в том, что количество возможных различных последовательностей любой длины должно быть выше, чтобы поддерживать большое число абонентов в соте. Расширяющие коды должны также обладать низкими значениями взаимной корреляции, что важно для снижения взаимных помех многопользовательского, коллективного доступа при демодуляции. Для минимизации вероятности так называемой «ложной тревоги» при захвате кода необходимо, как это следует из уравнения 1.27, высокое отно-

шение основного пика автокорреляции к вторичному. Это способствует также снижению собственных помех, возникающих из-за разнесения трактов. Ниже представлен краткий обзор некоторых расширяющих последовательностей.

### 1.2.5.1. $m$ -последовательности

Вероятно, наиболее популярный набор кодов известен как  $m$ -последовательности [5]. Эти последовательности с периодом  $n = 2^m - 1$  могут создаваться  $m$ -шаговым регистром сдвига с линейной обратной связью, как это показано на рис. 1.12.

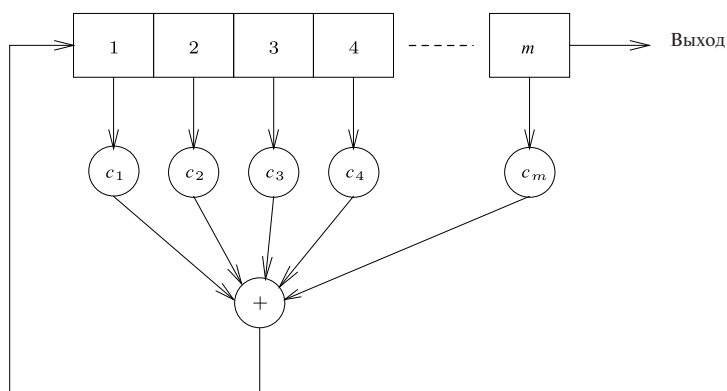


Рис. 1.12.  $m$ -шаговый регистр сдвига с линейной обратной связью

Коэффициенты ответвлений  $c_1, c_2, \dots, c_m$  могут быть равны либо 1 (замкнутая цепь), либо 0 (разомкнутая цепь). Информацию о полиномах обратной связи регистров сдвига, описывающих соединение между ступенями регистра сдвига и сумматором по модулю 2, можно найти, например, в [5]. Заметим, что в применениях с расширенным спектром двоичная последовательность на выходе 0, 1 отображается в двухполярную последовательность  $-1, 1$  соответственно. В табл. 1.1 приведены общее число  $m$ -последовательностей и пики их взаимной корреляции в бит-синхронном режиме при  $m = 3, 4, 5, 6, 7$  и 8.

Таблица 1.1. Свойства последовательностей Голда и  $m$ -последовательностей [5]

$m$	Количество $m$ -последовательностей	Пик взаимной корреляции	Количество последовательностей Голда	Пик взаимной корреляции
3	2	5	$2^m + 1 = 9$	5
4	2	9	$2^m + 1 = 17$	9
5	6	11	$2^m + 1 = 33$	9
6	6	23	$2^m + 1 = 65$	17
7	18	41	$2^m + 1 = 129$	17
8	16	95	$2^m + 1 = 257$	33

В данном контексте пик взаимной корреляции определяет максимальное число одинаковых битов в паре разных расширяющих кодов. Желательно иметь как можно меньшее число пар кодов, которые обнаруживают этот пик взаимной корреляции. Более того, пик взаимной корреляции должен быть значительно ниже автокорреляции кода при его заданной длине. Вообще взаимная корреляция  $m$ -последовательностей слишком высока, чтобы быть полезной в CDMA. Другое множество расширяющих кодов, демонстрирующее исключительно низкую взаимную корреляцию в бит-синхронном режиме, — это последовательности Голда [5], которые мы рассмотрим в следующем подразделе.

### 1.2.5.2. Последовательности Голда

Последовательности Голда [5] с периодом  $n = 2^m - 1$  получаются из пары  $m$ -последовательностей с одинаковым периодом. Помимо общего числа возможных  $m$ -последовательностей с длиной или периодом, равным  $n$ , существуют также пары  $m$ -последовательностей, у которых функции взаимной корреляции в бит-синхронном режиме равны  $-1$ ,  $-t(m)$  или  $[t(m) - 2]$ , где

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 & \text{при нечетном } m \\ 2^{(m+2)/2} + 1 & \text{при четном } m. \end{cases} \quad (1.32)$$

Такую уникальную пару  $m$ -последовательностей называют предпочтительной парой кодов. Набор из последовательностей  $n = 2^m - 1$  может быть циклически сдвинут во времени на один бит предпочтительного кода, а затем взята сумма по модулю 2 с другим кодом со сдвигом на любое число битов. В результате набор из  $n = 2^m - 1$  последовательностей вместе с предпочтительными кодами создает результирующий набор последовательностей Голда. В табл. 1.1 приведено сравнение общего числа последовательностей Голда при  $m = 3, 4, 5, 6, 7$  и  $8$  и пиков их взаимной корреляции с аналогичными параметрами  $m$ -последовательностей.

Как видно из табл. 1.1, последовательности Голда в сравнении с  $m$ -последовательностями демонстрируют такие же или более низкие пики взаимной корреляции между различными последовательностями множества для всех  $m$ . При любом значении  $m$  число последовательностей Голда будет больше числа  $m$ -последовательностей. Поэтому применительно к CDMA последовательности Голда предпочтительней  $m$ -последовательностей при любых значениях  $m$ , несмотря на то, что имеют худший автокорреляционный пик в асинхронном режиме, который с точки зрения коррелятора представляет собой недостаток при обнаружении и захвате. Псевдошумовые последовательности, такие как  $m$ -последовательности и последовательности Голда, имеют период  $N = 2^l - 1$ , где  $l$  — длина последовательности, которая представляет достаточно неудобное число с точки зрения согласования с системным генератором. Эту проблему решают расширенные  $m$ -последовательности с периодом  $2^l$ , как это показано ниже.

### 1.2.5.3. Расширенные $m$ -последовательности [102]

Расширенные  $m$ -последовательности получаются из  $m$ -последовательностей, формируемых на выходе регистра сдвига с линейной обратной связью, добавлением элемента в каждый период  $m$ -последовательности. Мы будем рассматривать случай, когда двоичная последовательность 0 и 1 преобразуется в соот-



ветствующую двуполярную последовательность  $-1$  и  $+1$ . Для достижения нулевого баланса расширенной  $m$ -последовательности с нулевой составляющей по постоянному току элемент вставки должен выбираться так, чтобы количество  $-1$  и  $+1$  в периоде было одинаковым. В периоде имеется  $2^m - 1$  позиций, в которые может быть вставлен дополнительный элемент. Согласно [102] элемент вставляется в самую длинную последовательность  $-1$  в периоде. В  $m$ -последовательности с периодом  $2^m - 1$  самая длинная последовательность  $-1$  составляет  $n - 1 = 2^m - 2$ . В [102] показано, что внепиковое значение автокорреляции расширенных последовательностей такое же, как у последовательностей Голда. Однако взаимная корреляция разных расширенных  $m$ -последовательностей на четных позициях битов, то есть перестановка во временной области, подобна показателям  $m$ -последовательностей, которые намного больше, чем у последовательностей Голда (см. табл. 1.1). Поэтому расширенные  $m$ -последовательности не годятся для работы в многопользовательском окружении, в котором взаимная корреляция кодов разных абонентов должна быть как можно меньше. Исходя из того, что это оказывает решающее влияние на абонетскую емкость сотовых мобильных систем, а дополнительное оборудование, необходимое для синхронизации по битам  $N = 2^l - 1$   $m$ -последовательностей или последовательностей Голда, которое должно обеспечиваться системным генераторным оборудованием, то расширенные  $m$ -последовательности не рекомендуются для использования в системах CDMA. Этот фактор оказывает решающее влияние на абонетскую емкость сотовых мобильных систем, и поэтому необходимо применение дополнительного оборудования для синхронизации  $m$ -последовательностей или последовательностей Голда с периодом  $N = 2^l - 1$  с системным генераторным оборудованием, а расширенные  $m$ -последовательности не рекомендуются для использования в системах CDMA. В разделе 1.3.2.6 детально рассматриваются различные расширяющие коды, предложенные для использования в перспективных системах 3G. В следующем разделе мы представим основы оценивания каналов в системах CDMA.

### 1.2.6. Оценивание канала

Как отмечено ранее, точное оценивание параметров канала крайне необходимо для оптимизации когерентной демодуляции. Процесс оценивания параметров канала представляет неотъемлемую часть когерентной демодуляции, в частности в условиях многолучевого распространения сигналов мобильной связи. Это обусловлено тем, что каналы мобильной связи изменяются во времени случайным образом, и поэтому оценивание каналов должно проводиться постоянно. Настоящий раздел описывает различные методы, используемые для оценки усиления и фаз в трактах, определяемых обычно как каналные коэффициенты. На практике применяется три основных метода оценивания каналных коэффициентов, каждый с собственными достоинствами и недостатками, а именно:

- с использованием контрольного канала [103–105],
- с использованием контрольных символов [106],
- с использованием контрольных символов и управления по решению [107],

которые будут кратко представлены в последующих разделах.

### 1.2.6.1. Оценивание с использованием контрольного канала

Оценивание канала с использованием контрольного канала (контрольной частоты) было предложено, например, в [103—105]. В этом случае канал выделяется исключительно для задач оценивания затуханий многолучевого распространения и задержек. Чтобы предотвратить влияния каналов данных на контрольный канал, контрольному каналу выделяется определенная часть спектра, а в случае совместного использования спектра с каналами данных для размещения контрольного канала должен быть создан спектральный зазор. Первый метод известен как метод с контрольной частотой выше рабочей полосы частот канала — ТАВ<sup>1</sup>, а второй — как метод с прозрачной контрольной частотой в рабочей полосе канала — ТТИВ<sup>2</sup> [103]. Оба метода используются в обычных модемах с одной несущей частотой [12].

Системы CDMA имеют лучшие условия для применения методов ТАВ и ТТИВ и их разнообразных модификаций, поскольку контрольный сигнал может передаваться в той же полосе частот, что и сигнал данных, с помощью ортогональных или квазиортогональных расширяющих кодов. Поэтому контрольный сигнал обрабатывается как часть помех многостанционного доступа, и для контрольной частоты не требуется никакой дополнительной полосы или просвета для фильтрации. В некоторых мобильных системах второго поколения 2G (например в системе IS-95) этот метод используется на входящих линиях (DL), а на исходящих (UL) не используется. Это объясняется неэффективностью трансляции каждой мобильной станцией своей собственной контрольной частоты.

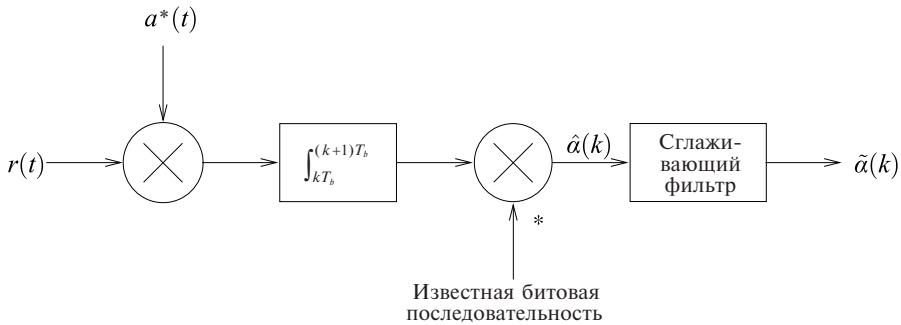
В мобильных системах третьего поколения 3G был предложен [108] отдельный выделенный канал управления, работающий одновременно с информационным каналом, который также может использоваться как альтернатива контрольному каналу. Этот вопрос подлежит дальнейшему изучению. Отметим лишь, что основное преимущество контрольного канала, положенного в основу оценивания канала, состоит в том, что поскольку контрольный канал присутствует всегда, то канальные коэффициенты могут оцениваться непрерывно при демодуляции каждого символа данных. Отсюда следует практическая полезность данного метода для каналов, которые в высшей степени подвержены изменениям во времени.

Структурная схема устройства оценивания канала приведена на рис. 1.13, где  $r(t)$  — принимаемый сигнал, а  $a(t)$  — расширяющий код. Полагая, что поток бит известен и представляет непрерывную последовательность двоичных 1, получим:

$$\begin{aligned}\hat{\alpha}(k) &= \frac{1}{T_b} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} r(t)a^*(t)dt = \frac{1}{T_b} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} [\alpha(t)a(t) + n(t)]a^*(t)dt = \\ &= \alpha(k) + \frac{1}{T_b} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} n(t)a^*(t)dt,\end{aligned}\tag{1.33}$$

<sup>1</sup>ТАВ — Tone-above-band.

<sup>2</sup>ТТИВ — Transparent tone-in-band.



**Рис. 1.13.** Структурная схема устройства оценивания канала, использующего для передачи известные символы или биты

где  $\alpha(k)$  — комплексный канальный коэффициент на интервале бита  $kT_b \leq t < (k+1)T_b$ . Переменная обозначает оценку шумов канала, выделенную из зашумленного принимаемого сигнала и представленную вторым членом в (1.33), в то время как  $\tilde{\alpha}(k)$  — оценки, полученные на выходе сглаживающего фильтра (см. рис. 1.13), выполняющего функции усреднения случайных эффектов шума в канале. В предположении, что  $n(t)$  — аддитивный белый гауссов шум с нулевым средним AWGN (любая межканальная помеха MAI может с достаточной точностью быть представлена моделью AWGN [109]), усреднение по большому числу шумовых реализаций может подавить шумовую помеху. В литературе было опубликовано множество предложений в отношении алгоритма сглаживания при оценивании канала, например скользящее среднее [110, 111], подбор (фильтрация) методом наименьших квадратов [112], низкочастотная фильтрация [106, 107, 112], адаптивная линейная фильтрация [113]. Более обстоятельное обсуждение метода ТПВ приведено также в разделе 10.3.1 [12] в контексте КАМ (QAM<sup>1</sup>). Компромисс между сложностью и точностью может быть достигнут при выборе специального алгоритма. На данный момент такие алгоритмы оценивания разработаны только для канала входящей линии — DL. Проблемы, связанные с исходящими линиями UL, обсуждаются ниже.

### 1.2.6.2. Оценивание исходящей линии UL с использованием контрольных символов

Оценивание канала с помощью контрольных символов впервые было предложено Мохе и Лоджем [106], а первый детальный анализ этого метода был проведен Кэйверсом [113]. С того времени было опубликовано несколько статей, в которых проанализировано влияние метода на показатели системы [111, 112, 114]. Этот метод во временной области равноценен методу, использующему контрольный канал в частотной области, упомянутому в разделе 1.2.6.1 и более подробно рассмотренному в разделе 10.3.2 [12]. Достоинство данного метода заключается в том, что он не требует использования режекторного фильтра в случае модемов КАМ и поэтому не приводит к расширению полосы

<sup>1</sup>QAM — Quadrature Amplitude Modulation.

частот. Однако некоторые параметры, такие как число контрольных символов или их периодичность, следует тщательно подбирать с тем, чтобы обеспечить компромисс между точностью оценки и требованиями к избыточности контрольных символов. Точнее говоря, интервалы между контрольными символами должны быть достаточно малыми для того, чтобы удовлетворять условиям теоремы отсчетов Найквиста<sup>1</sup> при проявлении эффекта Допплера. Этот метод может использоваться при когерентной демодуляции на исходящих линиях UL, и в разделе 1.3.2.3 подробно рассматриваются способы оценивания исходящих каналов UL в системах 3G.

Как показано на рис. 1.14, в поток данных периодически вставляются контрольные символы. Затем такой мультиплексированный поток от каждой мобильной станции передается на базовую станцию. На базовой станции проводится оценка канала при демодуляции известных контрольных символов с использованием, например, идеального низкочастотного фильтра или простой линейной интерполяции [112], для каждого символа UL делается оценка амплитуды и фазы. Эти оценки канала используются затем при компенсации замирания («де-феддинг») и сдвига цикла, а также при демодуляции символов данных.

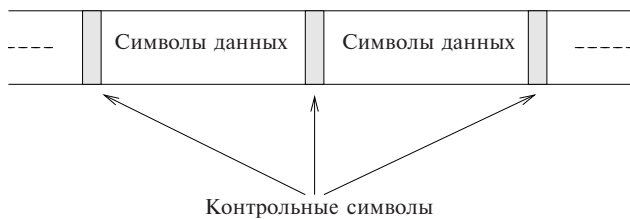


Рис. 1.14. Поток данных со вставленными контрольными символами

Если канал подвержен медленным замираниям, которые более или менее постоянны в последовательности между контрольными символами, то этот метод при невысокой сложности довольно точен. Однако эффективность использования полосы немного компромиссна, опять-таки потому, что для удовлетворения условиям теоремы отсчетов Найквиста вставляется достаточно большое число контрольных символов, соответствующее нормализованной частоте Допплера в канале с замираниями. За более подробной информацией по данной теме следует обратиться к разделу 10.3.2 [12]. Изложенные выше идеи использования контрольных символов развиваются далее в следующем разделе.

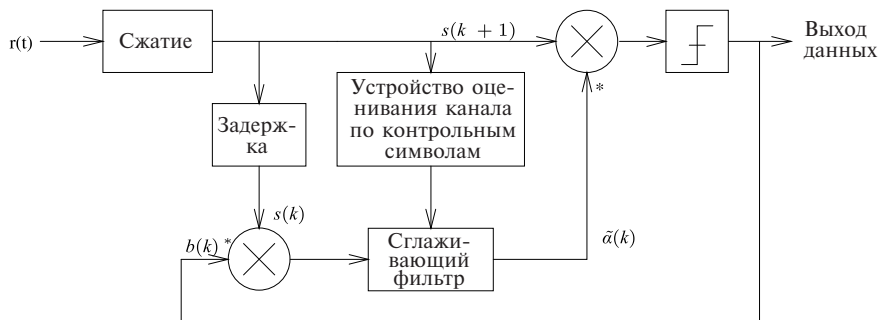
### 1.2.6.3. Оценивание канала по контрольным символам с управлением по решению

Оценивание канала по контрольным символам с управлением по решению впервые было предложено Ирвином и Маклейном [107], которые показали, что данный метод повышает точность оценивания по сравнению с исходным методом, использующим вспомогательные символы (раздел 1.2.6.2). Речь идет

<sup>1</sup>В русскоязычной литературе — теорема Котельникова. — Прим. пер.

о дальнейшем развитии метода вспомогательных контрольных символов за счет использования детектированных символов данных для последующего оценивания параметров канала, так как при отсутствии ошибок эти демодулированные символы данных могут рассматриваться как известные контрольные символы.

Схема оценивания канала по контрольным символам — PSA<sup>1</sup> с управлением по решению — приведена на рис. 1.15, где  $s(k)$  — это  $k$ -й принятый символ, а  $b(k)$  —  $k$ -й детектированный символ. Сигнал передается в формате пачки или цикла — так, как это показано на рис. 1.14. В начале цикла контрольные символы используются для оценивания параметров канала, что позволяет демодулировать символ данных, следующий непосредственно за контрольным символом. Это реализуется в блоке оценивания канала по вспомогательным символам (рис. 1.15). Как видно на рис. 1.15, символ детектированных данных  $b(k)$  затем подается обратно и перемножается со своей оригинальной, но задержанной версией  $s(k)$ . Если этот символ определен верно, то он аналогичен известному контрольному символу, и каналный коэффициент, соответствующий этому принятому символу, может быть оценен таким же образом. Затем этот оценочный каналный коэффициент проходит через сглаживающий фильтр для получения сглаженной оценки  $\tilde{\alpha}(k)$ , сопряженная форма которой используется для подавления замирания и смещения следующего символа в порядке, представленном на рис. 1.15.



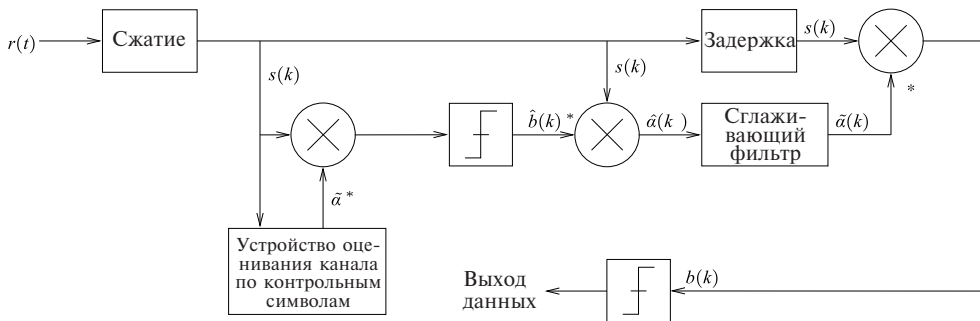
**Рис. 1.15.** Схема приемника с оцениванием канала по контрольным символам PSA и управлением по решению

Если принятое решение ошибочно, то очевидно, что оценочный каналный коэффициент будет неточен. Влияние ошибочных решений смягчается сглаживающим фильтром, который уменьшает влияние случайных сбоев, возникающих из-за неправильных оценок канала. Если сглаживающий фильтр неспособен усреднять ошибки каналных коэффициентов и на его выходе присутствует комплексный каналный коэффициент, который далек от действительного значения, то эта ошибка может размножиться в потоке данных, поскольку правильное декодирование каждого символа данных зависит от верности оценок предшествующих каналных коэффициентов. Для предотвра-

<sup>1</sup>PSA — Pilot-symbol assisted.

шения таких ситуаций процесс выравнивания «сбрасывается» (перезагружается) при поступлении следующего блока контрольных символов. Процесс сглаживания возобновляется при оценке канала по вспомогательным контрольным символам.

Схема, показанная на рис. 1.15, представляет один из нескольких возможных вариантов реализации оценивания канала по контрольным символам — PSA с управлением по решению. Эта схема известна также как схема оценивания канала по контрольным символам — PSA с решающей обратной связью, так как оцениваемые канальные коэффициенты используются для компенсации эффектов канала в следующем символе. В другой версии данного алгоритма (см. рис. 1.16) предварительное решение относительно текущего символа  $s(k)$  принимается на основании оценки  $\tilde{\alpha}^*(k)$ , полученной с использованием вспомогательных контрольных символов. Используя это предварительное решение относительно принятого символа  $s(k)$ , получают соответствующую оценку коэффициента канала  $\hat{a}(k)$  как результат произведения  $\tilde{b}^*(k)$  и  $s(k)$  (см. рис. 1.15). Затем полученная оценка усредняется или сглаживается с предыдущими оценками. Для компенсации затухания в канале и смещения фазы сигнал на выходе сглаживающего фильтра опять перемножается с принятым сигналом  $s(k)$ , что дает окончательное решение —  $b(k)$ . Такая схема известна также как оценивание с управлением по входному воздействию. Данная реализация несколько сложнее, но зато имеет преимущества от использования текущей оценки текущего символа, что позволяет избежать задержки, обусловленной процессом оценивания канала.



**Рис. 1.16.** Схема приемника с оцениванием канала по контрольным символам PSA и с управлением по входному воздействию

### 1.2.7. Заключение

В настоящем разделе были кратко рассмотрены основы систем CDMA. Показано, что некоторые процессы, например расширение, оценивание канала, синхронизация кодов и регулирование мощности, жизненно важны для оптимизации характеристик системы. В последующих разделах мы сделаем определенные предположения, упрощающие анализ и моделирование. Это следующие предположения:

- Идеальная система кодового захвата и отслеживания, то есть передатчик и соответствующий приемник, всегда синхронизированы по любому тракту.
- Идеальная система оценивания канала. Это предположение используется кроме тех случаев, когда рассматривается воздействие несовершенного оценивания.
- Гауссова аппроксимация помех многолучевого распространения и взаимного влияния абонентов. Это предположение используется только для анализа и вычислений и подтверждается при моделировании сценариев условий многопользовательского окружения и многолучевого распространения. Это также предполагает, что вместо детерминированных последовательностей могут рассматриваться случайные последовательности, предложенные в разделе 1.2.5.
- На исходящих линиях UL число трактов распространения сигнала любого абонента одинаковое.
- Идеальная система регулирования мощности. Это подразумевает, что все сигналы абонентов принимаются на базовой станции с одинаковой мощностью.

А теперь вслед за изложенными выше основами оценивания канала по контрольным символам — PSA, перейдем к обзору предложений по развитию систем мобильной связи третьего поколения — 3G.

## 1.3. Системы мобильной связи третьего поколения

### 1.3.1. Введение

Движение в направлении создания беспроводных систем третьего поколения 3G берет свое начало в конце 1980-х годов с определения рабочей группой 8/1 сектора радиосвязи Международного союза электросвязи (МСЭ-Р) требований к мобильным системам радиосвязи 3G. Этот почин известен теперь как наземные мобильные системы связи общего пользования будущего — FPLMTS<sup>1</sup> [54, 61]. В 1992 году Всемирной административной радиоконференцией WARC<sup>2</sup> был выделен спектр частот для FPLMTS в диапазонах 1885—2025 МГц и 2110—2200 МГц [61].

Ломающая язык звуковая аббревиатура FPLMTS в 2000 году была изменена на IMT-2000<sup>3</sup> — Международная мобильная система связи 2000. Кроме возможности поддержки услуг на скоростях от нескольких килобит в секунду до 2 Мбит/с, перед IMT-2000 ставилась еще задача создания сплошного радиопокрытия всего мира с обеспечением всемирного роуминга. Эта амбициозная цель предполагала возможности соединения практически любых двух мобильных станций по всему миру. Система разрабатывалась достаточно

<sup>1</sup>FPLMTS — Future Public Land Mobile Telecommunication System.

<sup>2</sup>WARC — World Administrative Radio Conference.

<sup>3</sup>IMT-2000 — International Mobile Telecommunications system.



гибкой с возможностью работы в любых условиях распространения радиосигналов — в помещении, между помещением и улицей, а также в движущемся транспорте. Предполагалось гибкое поддержание каналов, а также услуг, ориентированных на пакеты, и услуг с переменной скоростью передачи данных. Кроме того, качество предоставления услуг (QoS<sup>1</sup>) должно быть сопоставимым с показателями существующих проводных сетей при приемлемой стоимости.

Несколько региональных стандартизирующих организаций (в первую очередь Европейский институт стандартизации электросвязи — ETSI<sup>2</sup>, Ассоциация радиопромышленности и предпринимательства Японии — ARIB<sup>3</sup> и Ассоциация телекоммуникационной промышленности США — TIA<sup>4</sup>) направили свои усилия на стандартизацию технических характеристик IMT-2000. В июне 1998 г. в МСЭ-Р было подано 15 предложений по радиопередающим технологиям — RTT<sup>5</sup>, пять из которых основывались на использовании спутниковых систем, а остальные — на наземных решениях. В табл. 1.2 перечислены предложения различных организаций и выбранные ими технологии, использующие наземные средства.

Как следует из табл. 1.2, большинство стандартизирующих организаций в своих решениях для наземных систем использовали в качестве основы *широкополосную систему CDMA (W-CDMA)*, которая удовлетворяет большинству требований мобильных радиосистем 3G. Помимо увеличения абонетской емкости, система нацелена на улучшение покрытия в различных условиях распространения. Более того, она способна побороться с многолучевыми замираниями или извлечь из них пользу, применяя объединение разнесенных трактов в приемнике Rake [66—68]. Система также упрощает частотное планирование благодаря возможностям повторного использования частоты. Доступное обсуждение предложений RTT, принятых ETSI, ARIB и TIA, можно найти в [11].

В последнее время несколько региональных стандартизирующих организаций решили объединить свои усилия и совместно подготовить технические условия — TS<sup>6</sup> мобильных систем 3G с тем, чтобы способствовать развитию и ускорению процесса стандартизации IMT-2000 в МСЭ. Это привело к формированию двух программ сотрудничества — PP<sup>7</sup>, известных как 3GPP1 [115] и 3GPP2 [116]. Программа 3GPP1 официально стартовала в декабре 1998 г. с целью разработки технических условий системы IMT-2000 на основе дальнейшего развития базовой сети глобальной системы мобильной связи GSM [55] и средств наземного радиодоступа UMTS<sup>8</sup> — UTRA. В программе 3GPP1 принимает участие шесть организаций: ETSI, ARIB, Группа стандартизации беспро-

---

<sup>1</sup>QoS — Quality of service.

<sup>2</sup>ETSI — European Telecommunications Standards Institute.

<sup>3</sup>ARIB — Radio Industries and Businesses.

<sup>4</sup>TIA — Telecommunications Industry Association (TIA).

<sup>5</sup>RTT — Radio Transmission Technology.

<sup>6</sup>TS — Technical Specifications.

<sup>7</sup>PP — Partnership Project.

<sup>8</sup>UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) — аббревиатура и термин, введенные ETSI для Европейской системы беспроводной мобильной связи 3G.



Таблица 1.2. Предложения по выбору радиопередающих технологий для наземных систем IMT-2000 (взято с сайта МСЭ: <http://www.itu.int/imt>)

Предложение	Описание	Коллективный доступ	Источник
DECT <sup>1</sup>	Digital Enhanced Cordless Telecommunications	Многочастотное TDMA (TDD <sup>2</sup> )	EP <sup>3</sup> DECT
UWC-136	Universal Wireless Communications <sup>4</sup>	TDMA (FDD и TDD)	USA TIA TR45.3
WIMS W-CDMA	Wireless Multimedia and Messaging Services Wide-band CDMA <sup>5</sup>	Широкополосная система CDMA (FDD)	USA TIA TR46.1
TD-CDMA	Синхронная система CDMA с временным разделением	Объединение TDMA/CDMA/SDMA (TDD)	Академия телекоммуникационных технологий Китая (CATT <sup>6</sup> )
W-CDMA	Широкополосная система CDMA	Широкополосная DS-CDMA (FDD и TDD)	Japan ARIB
CDMA II	Асинхронная система DS-CDMA	DS-CDMA (FDD)	TTA, Южная Корея
UTRA <sup>7</sup>	Наземный радиодоступ в системе UMTS	Широкополосная DS-CDMA (FDD и TDD)	ETSI SMG2
NA <sup>8</sup> : W-CDMA	Североамериканская широкополосная система CDMA	Широкополосная DS-CDMA (FDD и TDD)	США T1P1-ATIS
CDMA2000	Широкополосная система CDMA (IS-95)	DS-CDMA (FDD и TDD)	США TIA TR45.5
CDMA I	Синхронная многополосная система DS-CDMA	Многополосная DS-CDMA	TTA, Южная Корея

водной мобильной связи Китая — CWTS<sup>9</sup>, комитет T1 по стандартизации в связи США, Ассоциация телекоммуникационных технологий Кореи — TTA<sup>10</sup> и Комитет телекоммуникационных технологий Японии — TTC<sup>11</sup>. Первый выпуск технических условий UTRA увидел свет в декабре 1999 г. Они содержали

<sup>1</sup> DECT — усовершенствованный стандарт цифровой беспроводной связи.

<sup>2</sup> TDD — дуплекс с временным разделением направлений передачи.

<sup>3</sup> EP — ETSI Project — проект ETSI.

<sup>4</sup> UWC — всемирная беспроводная связь.

<sup>5</sup> WIMS W-CDMA — беспроводная широкополосная система CDMA с поддержкой услуг мультимедиа и передачи сообщений.

<sup>6</sup> CATT — Chinese Academy of Telecommunication Technology.

<sup>7</sup> UTRA — UMTS Terrestrial Radio Access.

<sup>8</sup> NA — North America.

<sup>9</sup> CWTS — China Wireless Telecommunication Standard.

<sup>10</sup> TTA — Telecommunications Technology Association.

<sup>11</sup> TTC — Telecommunication Technology Committee.

детальную информацию не только в части аспектов физического уровня UTRA, но и в части протоколов и услуг, предоставляемых высшими уровнями. Далее основное внимание будет уделено спецификациям физического уровня системы доступа UTRA, предполагающим знакомство с основами CDMA.

Задачей программы 3GPP2, в отличие от 3GPP1, стала разработка технических условий системы IMT-2000 на основе базовой сети ANSI-41 — RTT CDMA2000. Программа 3GPP2 работает под эгидой ассоциации TTA, в которую входят ARIB, CWTS, TTA и TTC. Несмотря на существенные отличия исходных базовых сетей, участники обеих программ намерены тесно сотрудничать в создании технических условий мобильной системы 3G, приемлемой во всем мире.

Настоящая глава содержит обзор спецификаций UTRA, основанных на использовании базовой сети GSM. Однако представленная здесь информация ни в коей мере не является окончательными техническими требованиями к системе UTRA и тем более IMT-2000. Очень вероятно, что представленные в этой главе параметры и методы получат дальнейшее развитие. Читатель может захотеть обратиться также к недавно вышедшей книге Ойангерэ и Прасад [117], посвященной более глубокому рассмотрению мобильных радиосистем CDMA 3G.

### **1.3.2. UTRA — система наземного радиодоступа UMTS [59, 115, 117–124]**

Исследовательская деятельность ETSI по UMTS [54, 56, 58, 60, 118, 119, 125] направлялась программами, спонсируемыми Европейским союзом (ЕС), такими как «Исследования и разработка перспективных средств связи в Европе (RACE<sup>1</sup>)» [108, 126] и «Программа разработки усовершенствованных технологий и служб связи (ACTS<sup>2</sup>)» [118, 125, 126]. Программа RACE включала две фазы и началась в 1988 году, а закончилась в 1995. Предмет этой программы составляли исследование предлагаемых методов радиодоступа и разработка испытательного оборудования для радиоинтерфейсов. В 1995 году за RACE последовала программа ACTS. В программе ACTS из проекта FRAMES для интенсивного исследования были выбраны две модели многостанционного доступа как варианты реализации системы наземного радиодоступа UMTS — UTRA. Они основывались на многостанционном доступе с временным разделением каналов TDMA (с расширением и без него) и на технологии W-CDMA [57, 59, 127].

Еще в январе 1997 г. Ассоциация ARIB приняла решение принять W-CDMA в качестве технологии наземного радиодоступа в своем предложении по IMT-2000 и продолжила целенаправленную деятельность по детализации технических условий этой технологии [58]. В условиях сильной поддержки технологии W-CDMA во всем мире и с учетом упомянутого раннего решения ARIB ETSI в январе 1998 г. утвердил W-CDMA в качестве наземной

---

<sup>1</sup>RACE (Research into Advanced Communications for Europe) — НИОКР по созданию усовершенствованной системы связи для Европы.

<sup>2</sup>ACTS — Advanced Communications Technologies and Services.