

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН

АЛМАТИНСКИЙ ИНСТИТУТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ

С. В. Коньшин, Г.Г. Сабдыкеева

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СИСТЕМ СВЯЗИ С
ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ**

Учебное пособие

Алматы 2002

УДК 621.396

Теоретические основы систем связи с подвижными объектами:
Учебное пособие / С.В. Коньшин, Г.Г. Сабдыкеева;
АИЭС. Алматы, 2002 - 80с.

Учебное пособие посвящено теоретическим основам систем связи с подвижными объектами и необходимо при изучении дисциплин, связанных с системами подвижной связи. В учебном пособии помимо описания самих систем связи с подвижными объектами, характеристик стандартов и используемой аппаратуры, рассматриваются теоретические основы систем связи с подвижными объектами, которые должен знать студент после изучения теории подвижных систем связи.

Учебное пособие предназначено для студентов всех форм обучения по специальностям направления 380000 – Радиоэлектроника и телекоммуникации и для всех форм обучения.

Табл. 7. Ил. 39. Библиогр. – 20 назв.

РЕЦЕНЗЕНТ: ОАО «Казинформтелеком», канд. техн. наук, доц. Ю.А. Бутузов

Печатается по плану издания Министерства образования и науки Республики Казахстан на 2002 г.

ISBN 9965-494-67-3

© Алматинский институт энергетики и связи, 2002 г.

Содержание

Введение	4
Глава 1 Современное состояние и эволюция подвижной связи	5
1.1 Пионерская фаза	5
1.2 Начальная коммерческая фаза	6
1.3 Сотовые, подвижные и персональные системы связи	7
1.4 Частотные диапазоны для подвижных спутниковых служб	18
1.5 Универсальные цифровые системы персональной связи	18
1.6 Национальная и международная стандартизация	22
1.7 Мобильные персональные компьютеры и системы связи	23
Глава 2 Кодирование речи в системах связи с подвижными объектами	25
2.1 Цифровая обработка сигналов в беспроводных системах	25
2.2 Методы преобразования звука	26
2.3 Американские и европейские речевые кодеки	42
2.4 Кодирование в цифровых транкинговых системах	50
Глава 3 Теоретические и технические концепции сотовых систем связи с подвижными объектами	55
3.1 Введение	55
3.2 Распространение радиоволн при подвижной связи	55
3.3 Основы усиления антенн для подвижных объектов	63
3.4 Характеристики распространения радиоволн	65
3.5 Модель радиосигналов с замираниями, обусловленными многолучевым распространением	76
Список литературы	79

Введение

Подвижная связь развивается в мире стремительными темпами, непрерывно расширяя объем и качество предоставляемых услуг, делая их массовыми, общедоступными и приспособленными к индивидуальным потребностям пользователей. Реализация новых возможностей обеспечивается как за счет совершенствования существующих сетей, так и реализации новых технических решений, связанных с созданием глобальной сетевой инфраструктуры на базе стандартов подвижной связи третьего поколения.

В учебном пособии помимо описания самих систем связи с подвижными объектами, характеристик стандартов и используемой аппаратуры, рассматриваются теоретические основы систем связи с подвижными объектами, где в полной мере охватываются все вопросы, которые должен знать студент после изучения теории подвижных систем связи.

В первой главе учебного пособия описывается современное состояние и эволюция систем подвижной связи, включающей системы сотовой персональной связи, сети персональной связи, а также системы сухопутной и спутниковой подвижной радиосвязи. Освещаются основные события и достижения - от зарождения и разработки аналоговых и цифровых сотовых систем до систем и оборудования беспроводных сетей третьего поколения, универсальных и интегрированных с национальными и международными инфраструктурами.

Во второй главе приводятся часто используемые методы преобразования (кодирования и декодирования): импульсно-кодовая модуляция (ИКМ), дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ), и дельта-модуляция (ДМ). Также исследуются основы концепций новейших вокодеров и кодеков с линейным предсказанием (LPC). Дается краткое сравнение характеристик, скорости передачи и сложности реализации методов цифровой обработки сигналов для обработки речи.

В третьей главе рассматриваются принципы и модели распространения радиоволн применительно к системам подвижной связи для случая прямой и непрямой видимости. Исследуются причины и реальные значения доплеровского рассеяния и временного рассеяния. Особо выделены основные инженерные концепции сотовых систем и принципы проектирования систем связи с подвижными объектами, учитывающие особенности распространения радиоволн и оптимизацию сети. Выведены конечные формулы для расчета максимальной протяженности зоны уверенного приема.

Глава 1 Современное состояние и эволюция подвижной связи

Введение новых разработок, революционизирующих запросы рынка подвижной связи, и постоянно возрастающее количество новых применений ведут к чрезвычайным потребностям в дополнительной емкости и в новых присвоениях диапазонов радиочастот. Это разделение на «эволюцию» и технологическую «революцию» используется для того, чтобы способствовать пониманию новых технологических требований и разрешения проблем. Многие старые, изначальные концепции пересмотрены и применены в новейших разработках и их реализациях.

1.1 Пионерская фаза

Первые эксперименты в области сухопутной подвижной связи были проведены в начале 20-х годов в Детройте. Было осуществлено одностороннее радиовещание на приемники полицейских автомобилей. При конструировании надежных приемников проявилось много проблем. В 1928г. один студент Университета имени Педью (Purdue University) смог сделать приемник на базе супергетеродинной схемы, который довольно хорошо работал в условиях подвижной связи. С этим приемником детройтский Департамент полиции продемонстрировал первую систему подвижной радиосвязи в частотном диапазоне 2 МГц.

В начале 30-х годов были созданы подвижные передатчики, а первая система двусторонней подвижной связи была введена в действие департаментом полиции г. Бейонна, штат Нью-Джерси. Громоздкое радиооборудование занимало большую часть багажника обычного автомобиля. Примерно в это же время операторы впервые столкнулись с капризами распространения радиоволн в условиях подвижной связи. Эксперименты показали, что эти проблемы частично связаны с движением приемника и изменчивой природой трассы передачи. Характеристики не всегда были удовлетворительны. Однако полезность двусторонней подвижной радиосвязи для полицейских и пожарных департаментов была сразу же выявлена, и спрос на такие системы быстро вырос. К 1934 г. действовали 194 радиосистемы муниципальной полиции, а 58 радиостанций полиции штатов обслуживали более 5000 служебных автомобилей.

Это спровоцировало первый кризис, связанный со спектром частот, для ранее созданного органа регулирования радиочастот, известного как Федеральная комиссия связи (ФКС). В то время для использования полицией было выделено лишь 11 радиочастотных (РЧ) каналов, и после широких слушаний ФКС выделила ведомствам правопрядка 29 новых каналов.

До середины 30-х годов все подвижные радиостанции использовали амплитудную модуляцию (АМ). В конце 30-х годов Департамент полиции Штата Коннектикут ввел первую двухстороннюю систему подвижной радиосвязи с частотной модуляцией (ЧМ), которая, как было доказано, была намного более устойчива к специфическим условиям распространения

сигнала подвижной радиопередачи. К 1940 г. почти все полицейские системы в Соединенных Штатах были переведены на ЧМ.

Мощным стимулом для развития подвижной связи оказалась вторая мировая война. Для военного применения было выпущено несколько сот тысяч подвижных радиостанций. Почти каждый изготовитель радиоаппаратуры в Соединенных Штатах взялся за производство систем подвижной радиосвязи. В большинстве из них использовалась ЧМ. Были достигнуты большие успехи в разработке, компоновке, повышении надежности и снижении стоимости аппаратуры.

1.2 Начальная коммерческая фаза

Окончание второй мировой войны совпало с экспансией услуг подвижной связи на коммерческой арене. Спрос был большой, и вскоре обнаружились признаки хронической перегруженности спектра. Технологические улучшения были ориентированы на достижение двух главных целей: уменьшение полосы частот передачи с помощью расщепления каналов и введение автоматических транкинговых систем или систем с мультиплексированием.

В 1949 г. ФКС официально признала подвижное радио в качестве нового класса обслуживания. Количество абонентов служб подвижной радиосвязи резко возросло от нескольких тысяч в 1940 г. до 86000 к 1948 г.; до 700000 к 1958 г.; до 1,4 млн. к 1963 г.

Услуги действительной подвижной телефонии — подключение подвижных абонентов к телефонной сети общего пользования для обеспечения вызовов от фиксированных станций к подвижным абонентам — были введены в 1946 г., когда ФКС выдала лицензию компании American Telephone and Telegraph (AT&T) на работу в Сент-Луисе. В системе использовались три канала на частоте 150 МГц. Эти каналы использовали ЧМ и архитектуру большой зоны. Один мощный передатчик обеспечивал покрытие зоны радиусом до 75 км и более от базовой станции. В первых системах для ручной коммутации радиовывозов к наземной телефонной сети использовались операторы. Первая полностью автоматическая система подвижной телефонной связи была введена в эксплуатацию в 1948 г. в г. Ричмонде, штат Индиана.

Поскольку спрос на услуги подвижной связи рос, он стал опережать возможности многих крупных городских рынков услуг. Обычными были нагрузки 50, 100 или более абонентов на канал. Вероятности блокировки, т.е. вероятности неудачных попыток получить соединение или найти свободный радиоканал, возросли до 65% и более. Так как для абонентов становилось все труднее и труднее найти свободный канал для осуществления вызова, полезность услуг подвижной связи уменьшилась. Стало очевидно, что для дальнейшего развития подвижной связи имеющейся горстки каналов недостаточно.

Чтобы передавать речевые сигналы с полосой 3 кГц, первоначально

требовались каналы подвижной телефонии с ЧМ, занимающие РЧ полосу шириной 120 кГц. К 1950 г. ФКС решила разделить первоначальные каналы на два канала по 60 кГц. Однако в то время ЧМ приемники не могли работать в такой узкой полосе. Поэтому сначала данной зоне обслуживания выделялись чередующиеся через один каналы.

В 1956 г. ФКС разрешила использовать 12 новых каналов в диапазоне УКВ (450 МГц). Для этих каналов установили ширину полосы частот 50 кГц. К началу 60-х годов технология ЧМ приемников продвинулась вперед, и полосу частот снова уменьшили - до 30 кГц. Стало также возможным использовать и соседние каналы в одной и той же зоне обслуживания. За время между окончанием второй мировой войны и серединой 60-х годов спектральная эффективность аналоговых ЧМ систем возросла в четыре раза.

Другими важными технологическими достижениями после окончания второй мировой войны были изобретение и применение автоматических транкинговых систем (trunking) или систем с мультиплексированием. Способность абонента выбрать доступный канал из группы каналов в службе привела к значительному повышению спектральной эффективности и емкости систем.

1.3 Сотовые, подвижные и персональные системы связи

Концепция сотовых сетей зародилась в проектах компании Bell System в конце 40-х годов. Эта идея привела к новой модели для подвижной связи. Вместо использовавшейся ранее «радиовещательной модели» с передатчиком большой мощности, расположенным на возвышении и передающим сигнал на большой площади, новая модель требовала множества менее мощных передатчиков, причем каждый из них специально предназначался для обслуживания только небольшой зоны, названной сотой (cell). Например, большой город с единственным мощным передатчиком системы подвижной связи мог бы быть разделен на множество небольших сот, каждая из которых оборудована одним маломощным передатчиком. Одни и те же частоты (каналы) могли бы повторно использоваться в различных сотах, достаточно удаленных друг от друга, чтобы влияние взаимных помех между абонентами было незначительным.

Концепцию повторного использования частот в сотовой системе иллюстрирует рисунок 1 [1]. В каждой соте, показанной шестиугольником, используется определенная группа «канальных» радиочастот. Сотам, обозначенным одной и той же буквой, присвоены одни и те же радиоканалы. Например, частотная группа А присвоена всем сотам (шестиугольникам), помеченным на рисунке как частотная группа А. Таким образом, одни и те же частоты «переиспользуются» много раз. Действительное радиопокрытие зависит от параметров радиолинии и условий распространения радиоволн. Зона радиопокрытия не представляет собой шестиугольник. Однако для удобства графического изображения и для иллюстрации полной географической зоны покрытия в современной литературе часто используется

именно шестиугольное представление.

Достоинство сотовой идеи состоит в том, что радиопомехи не связаны с абсолютным значением расстояния между сотами, а определяются отношением расстояния между сотами с одной и той же частотой (D) и радиуса сот (R) (рисунок 1). Радиус соты определяется мощностью передатчика и высотой установленной в ней антенны. Этот радиус контролируется системным инженером. Поэтому в ведении системного инженера решать, сколько радиоканалов, или «цепей» (circuits), можно образовать благодаря переиспользованию частот.

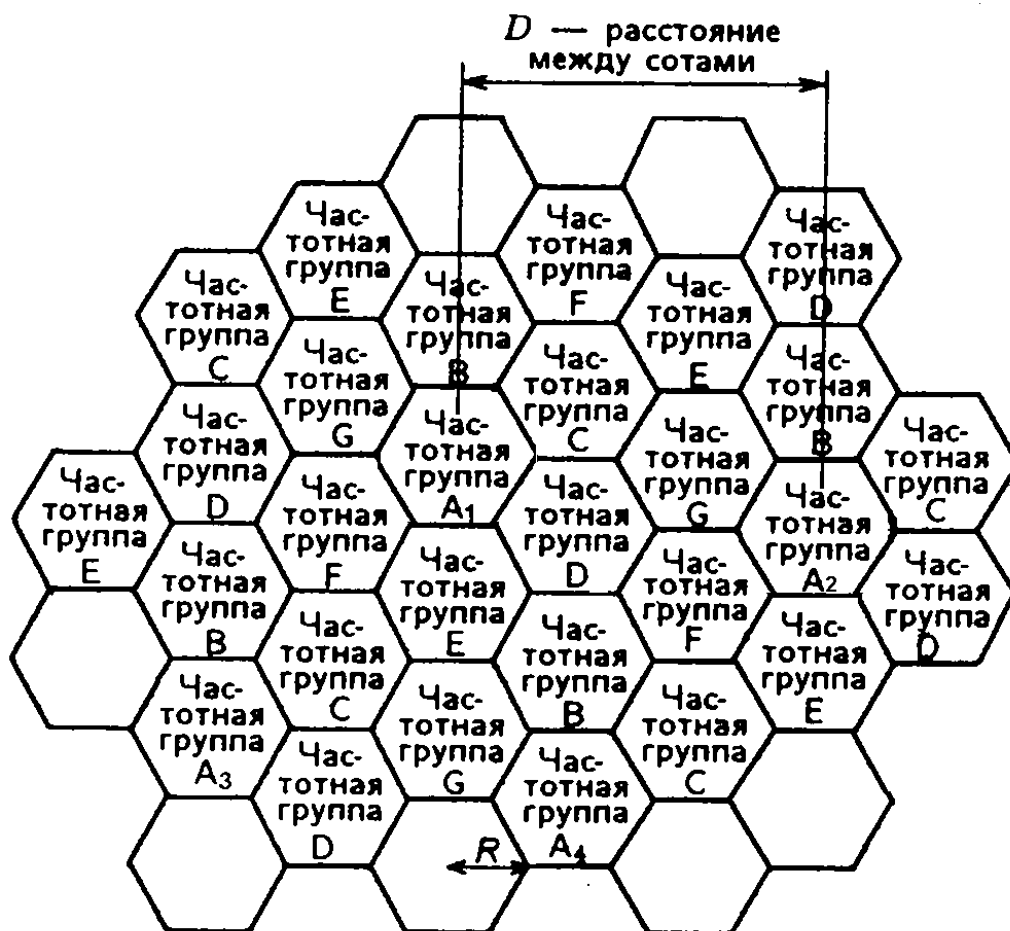


Рисунок 1 – Повторное использование частот в сотовой системе с семисотовой структурой

В этой конфигурации повторно используются одни и те же частоты частотных групп A, B, C, D, E, F и G. В географически разнесенных сотах, обозначенных одной и той же буквой (например, от A1 до A4), повторно используется одна и та же частотная группа. В соседних группах (например, A1 и D1), одни и те же частоты не применяются.

Другой привлекательной особенностью сотовой концепции является дробление сот (cell splitting). Благодаря дроблению соты большего размера можно легко преобразовать на время в соты меньшего радиуса. Когда в какой-либо соте трафик достигает такого значения, что существующее распределение каналов в этой соте больше не может поддерживать

удовлетворительный уровень обслуживания, эта сота может быть разделена на некоторое число более мелких сот (даже с меньшей мощностью передатчиков), вписанных в площадь прежней соты. Структура переиспользования частот может быть повторена в новом, меньшем масштабе, показанном на рисунке 2 уменьшенными шестиугольниками.

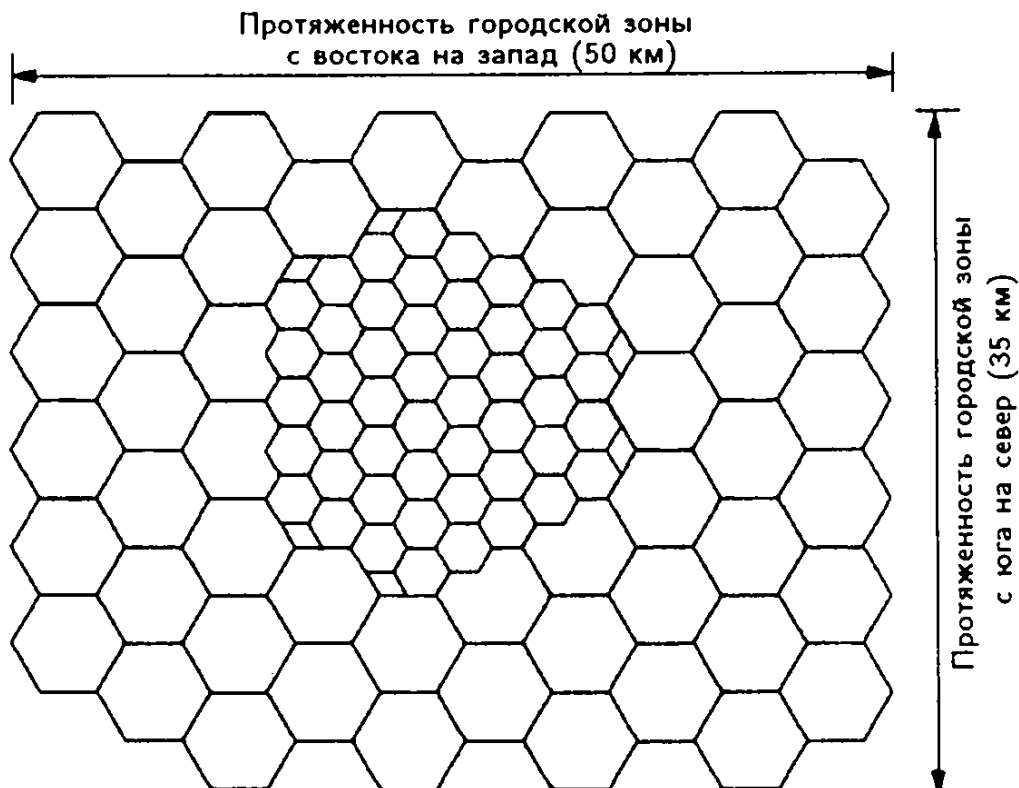


Рисунок 2 – Увеличение емкости сотовой системы за счет дробления сот (уменьшенные шестиугольники)

Еще одна фундаментальная сотовая идея связана с возможностью управления передачей вызова (hand-off control) в сети. В сотовой системе не все вызовы могут быть завершены в течение времени нахождения абонента в пределах одной соты относительно малых размеров. Чтобы решить эту проблему, сотовая система имеет аппаратуру коммутации и управления на системном уровне. Благодаря непрерывному контролю мощности сигнала или других цифровых параметров сигналов, принимаемых от конкретных сот, в сотовой системе можно определять, когда подвижный объект в процессе вызова переходит из одной соты в другую, и переключать этот вызов на новую соту без его прерывания.

Весьма важными особенностями сотовой архитектуры являются следующие:

- передатчики небольшой мощности и небольшие зоны покрытия;
- повторное использование частот;
- дробление сот для увеличения емкости;
- управление передачей вызова и централизованное управление сетью.

Таким образом, сотовая радиосвязь представляет собой реализацию метода построения радиотелефонной сети, весьма отличающегося от того, который применялся в системах подвижной радиосвязи первого поколения и имеющего большие мощности и обширные зоны покрытия. Сотовая (как цифровая, так и аналоговая) радиосвязь является не столько новой технологией, сколько новой идеей для организации старой технологии.

В 1971г. компания Bell system представила в ФКС заявку на аналоговую сотовую систему радиосвязи с ЧМ-НСМТС (High-Capacity Mobile Telephone System, Система подвижной телефонии большой емкости). Заявка была принята, и ФКС выделила для этой системы участок спектра шириной 40 МГц в диапазоне 850 МГц. Система НСМТС начала развиваться в 1978г. Она воплотила в себе ряд разработок, выполненных в области технологии сотовой и подвижной радиосвязи за много лет. Коммерческая эксплуатация сотовой подвижной связи была введена в 1983г. Аналоговый стандарт США для сотовой радиосвязи –АМРС (Advanced Mobile Phone Service) развился из НСМТС. В таблице 1 приведены характеристики основных аналоговых систем сотовой связи [2].

Таблица 1 – Характеристики сотовых систем первого поколения

Наименование системы	Год начала работы	Ширина полосы частот канала, кГц	Частота, МГц (п - подвижный объект, б - базовая станция)	Число каналов	Характеристики
НСМТС	1978	25	870...888 б-п	600	Позже число каналов возросло до 1000
NMT-450	1981	25	453...457,5 п-б 463...467,5 б-п	180	Низкая канальная емкость, хорошее радиопокрытие, пригодна для сельских зон
АМРС	1983	30	825...845 п-б 870...890 б-п	666 666	Для города; большая емкость, чем у NMT, но соты — меньше
С-450/ NETZ-С	1985		451,3...455,74 п-б 461,3...465,74 б-п		
ТАС плюс ЕТАС	1985	25	890...915 п-б 935...960 б-п 872...888 п-б 917...933 б-п	1000 плюс 640	Емкость на 50 % больше, чем у АМРС, но соты — меньших размеров
NMT-900	1986	12,5	890., 915 п-б 935...960 б-п	1999	Система спроектирована для городов, удобна для носимых в руке аппаратов

1.3.1 Первое поколение: Аналоговые сотовые системы

Параллельно с AMPS (США) в Европе и Японии было разработано несколько аналоговых сотовых систем. Разработанная в Великобритании система TACS (Total Access Communications System) тесно связана с системой AMPS. В Скандинавии была разработана система NMTS (Nordic Mobile Telephone System), а в Японии — NAMTS (Nippon Advanced Mobile Telephone Service). Федеративная Республика Германия создала свою собственную систему NETZ-C. Страны, в которых используются аналоговые системы, представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Типы аналоговых сотовых систем первого поколения, использовавшихся и используемых в разных странах

Наименование системы	Страны
AMPS	Австралия, Гонконг, Канада, Новая Зеландия, Таиланд, Казахстан
C-450/NETZ-C	Германия
NAMTS	Кувейт, Япония
NMT-450 и NMT-900	Австрия, Бельгия, Дания, Индонезия, Исландия, Испания, Китай, Люксембург, Малайзия, Нидерланды, Норвегия, Оман, Саудовская Аравия, Таиланд, Тунис, Турция, Финляндия, Франция, Швейцария, Швеция, Россия
TACS	Великобритания, Гонконг, Китай, Мальта, Объединенные Арабские Эмираты, Ирландия

Хотя в этих системах уже имеется много общих признаков, но до достижения всемирного стандарта было еще очень далеко. Каждая система была выбрана и разрабатывалась в стране с учетом характерной для нее среды и условий. Выбор частотных диапазонов определялся наличием РЧ диапазонов в каждой стране.

1.3.2 Второе поколение: Цифровые сотовые системы

Несмотря на то, что сотовая концепция обещает фактически беспредельную емкость благодаря дроблению сот, отрасль столкнулась с практическими ограничениями, так как популярность сотовой радиосвязи в 90-х годах быстро возросла. С сотами, размеры которых делались меньше и меньше, становилось все труднее и дороже размещать базовые станции в наиболее удобных местах. Это в первую очередь относится к крупным, перенаселенным городам, где потребности в емкости наиболее насущны. К тому же, оказывается, имеются довольно серьезные, связанные с помехами, ограничения относительно того, насколько малых размеров могут быть соты аналоговых ЧМ систем первого поколения. Эти практические ограничения

оставили емкость сотовых систем значительно ниже предполагаемой первоначально и запрашиваемой рынком.

Выгодность сотовой системы первого поколения в Европе снижалась также из-за увеличения числа несовместимых стандартов, которые делают невозможным для человека использование одного и того же сотового телефона в разных странах. Эти ограничения послужили причиной разработки сотовых систем второго поколения с целью достижения большей емкости и улучшенной совместимости.

Выбор цифровой технологии в последующих поколениях сотовых систем является фундаментальным и, вероятно, необратимым решением. Комитеты, занимавшиеся международной стандартизацией для сотовых систем второго поколения, выбрали цифровые системы. Одним из наиболее привлекательных аспектов цифровых методов передачи является то, что они более эффективны в условиях сильных помех и обеспечивают более высокую емкость систем, нежели аналоговые методы. Цифровая обработка сигналов (ЦОС) и методы цифровой связи приводят к новым применениям, включая мобильный компьютер, факсимильный аппарат и другие мобильные услуги по обработке информации. Высокая помехоустойчивость позволяет следующим поколениям сотовых систем значительно превзойти пределы емкости аналоговых систем. Преимущества цифровой реализации основаны также на том обстоятельстве, что цифровая техника переживает быстрые и впечатляющие темпы улучшения характеристик, снижения стоимости и потребляемой мощности. Преимущества цифровых методов, применяемых в сотовых системах, сводятся к следующему.

- Цифровая модуляция. Новейшие методы цифровой модуляции позволяют повысить эффективность использования частотного спектра по сравнению с аналоговыми методами.
- Цифровое кодирование речи с более низкими скоростями. Низкоскоростное кодирование речи совместно с методами цифровой модуляции позволяет передавать несколько речевых каналов на одной несущей, увеличивая тем самым эффективность использования спектра.
- Снижение потерь емкости на сигнализацию. Аналоговые системы в этом отношении не эффективны. Из 333 каналов, первоначально выделенных для системы AMPS, 21 канал требовался для установления соединений. Эти затраты снижают полезную емкость системы с ограниченной полосой частот. Применяя цифровые методы для синхронизации, передачи управляющих сообщений и контроля параметров, потери можно значительно снизить.
- Робастные методы кодирования источника и канального кодирования. Эти методы, пригодные для цифровой передачи речи или данных, улучшают характеристики подвижной связи.
- Более высокая помехоустойчивость. Цифровые системы имеют более высокие характеристики по сравнению с аналоговыми системами в условиях сильных соканальных помех и помех по соседнему каналу. Это

одна из решающих причин в пользу принятия цифровой технологии для второго и третьего поколений сотовых систем. Цифровые системы, вероятно, должны функционировать в условиях значительно более сильных соканальных помех, что даст возможность проектировщикам уменьшать размер сот и расстояние между сотами, повторно используемыми одни и те же частоты, и даже упрощать структуру переиспользования частот. Эти ключевые параметры и указанные геометрические изменения увеличивают общую емкость сотовых сетей подвижной связи.

- Гибко изменяемая ширина полосы частот. Предопределенная, фиксированная ширина полосы РЧ приводит к неэффективному использованию спектра, поскольку не позволяет абонентам подстроиться под временные параметры под действительные потребности связи. Цифровые системы позволяют относительно легко реализовывать архитектуры с гибко изменяемой шириной полосы.
- Введение новых услуг. Цифровая технология позволяет вводить новые услуги, которые не поддерживались AMPS и другими аналоговыми системами, например аутентификацию, передачу данных, шифрование речи и данных и другие возможности цифровой сети с интеграцией служб.
- Повышенная эффективность управления доступом и передачей вызова. Для фиксированного распределения спектра большое увеличение емкости подразумевает соответствующее уменьшение размеров сот. Это значит, что нагрузка на каналы сигнализации возрастает, так как происходит более частая передача вызова. В каждой соте базовая станция должна обрабатывать большее количество запросов на доступ и регистрацию от всей совокупности едущих и идущих абонентов. Эти функции могут выполняться легко и быстро с помощью цифровых методов, но быть слишком сложными для реализации аналоговыми методами.

Таблицы 1 и 3 иллюстрируют несовместимость аналоговых и цифровых сотовых систем, которые используются по всему миру. Цифровые сотовые системы второго поколения соответствуют, по крайней мере, трем стандартам: один для Европы и для международного использования — GSM (Group Special Mobile), известный также как Global Mobile System; один для Северной Америки — IS-54, и один для Японии — JDC (Japanese Digital Cellular). Стандарты второго поколения бесшнурового телефона включают в себя СТ-2 (Cordless Telephone-2) и DECT (Digital European Cordless Telephone). Сводка характеристик этих цифровых систем второго поколения представлена в таблице 3.

Если стандарты сотовых систем второго поколения в Европе и Японии были разработаны для новых сотовых систем, работающих в новых отведенных для них частотных диапазонах и в частично перекрываемых старых, то североамериканский стандарт предусматривает два режима работы. Он включает в себя стандарт первого поколения AMPS и добавляет возможность цифровой передачи речи для нового абонентского

оборудования. Таким образом, IS-54—североамериканский цифровой сотовый стандарт (NADS) скорее улучшает действующую технологию, нежели заменяет её.

Таблица 3 – Характеристики цифровых сотовых систем второго поколения с многостанционным доступом на основе частотного (МДЧРК) и временного (МДВРК) разделения каналов

Наименование системы	Частота, МГц	Ширина полосы частот канала, кГц	Скорость передачи, кбит/с	Вид модуляции	Схема доступа
IS-54(North American Digital Cellular. NADC)	824...849п-б 869...894б-п	30	48,6	$\pi/4$ -DQPSK	МДВРК, 3/6 каналов на несущую
Japanese Digital Cellular (JDC)	810...915п-б	25	42	$\pi/4$ -DQPSK	МДВРК, 3/6
GSM	940...960б-п 890., 915 п-б	200	270,8	GMSK	МДВРК, 8/16
СТ-2	бесшнуровой телефон	100	72	Двоичная FSK	МДЧРК
DECT	бесшнуровой телефон	1728	1152	GMSK	МДВРК, 12/24

Система GSM действует в Европе с начала 90-х годов. Система NADC также обслуживает абонентов, начиная с 1992 г. Информационные радиосети второго поколения на основе стандарта СТ-2 в настоящее время действуют в Великобритании. С конца 90-х годов в Европе действует система стандарта DECT.

1.3.3 Третье и последующие поколения сотовых, радио- и персональных систем подвижной связи

Сотовые системы третьего поколения используют улучшенный метод многостанционного доступа на основе временного разделения каналов (МДВРК), многостанционный доступ на основе кодового разделения каналов (МДКРК), а также системные архитектуры с многостанционным доступом на основе контроля конфликтов (МДКК) и расширения спектра сигналов и многостанционного доступа на основе частотного разделения каналов (МДЧРК) с узкополосными цифровыми несущими. В октябре 2001г. в Японии запущена в эксплуатацию первая сотовая сеть третьего поколения,

позволяющая передавать не только речь и данные, но и изображение.

1.3.4 Службы подвижной связи, отличные от сотовых

Наряду с аналоговыми и развивающимися цифровыми сотовыми системами связи сегодня функционирует множество других служб подвижной связи. Их пользователями являются небольшие компании: такси и коммунальных услуг, персонал пожарных служб, полиции, медицинских учреждений и аварийных служб, а также операторы парков большегрузных сухопутных и морских транспортных средств.

1.3.5 Поисковый вызов (пейджинг)

Пейджинг представляет собой простейшую концепцию связи из всех основных организованных подвижных радиослужб. Это ограниченная форма подвижной радиосвязи, не имеющей двустороннего соединения. Пейджинговая система передает принимающей стороне сигнал тревоги, знакомый голос или буквенно-цифровое сообщение. Это служит сигналом того, что принявший пейджинговое сообщение должен связаться по телефону или другим способом с известным ему пунктом. Изредка сообщаются краткие указания.

Пейджинговые системы можно разделить на две категории: частные (локальные) системы и системы общего пользования (протяженные). Частные системы, например система, обслуживающая какой-нибудь госпиталь, передают небольшую нагрузку в форме данных и используют один или несколько передатчиков малой мощности.

Входящие сообщения направляются оператором вручную или через учрежденческие АТС, причем передача осуществляется немедленно. С другой стороны, частные протяженные пейджинговые системы могли бы нести и большую нагрузку данных с сообщениями, исходящими от коммутируемой телефонной системы общего пользования или какой-нибудь сети передачи данных. Эти сообщения ставятся в очередь и затем передаются группами. Для покрытия протяженной зоны может также использоваться большое число передатчиков средней или большой мощности.

Первые пейджинговые системы были развернуты в одном из лондонских госпиталей в 1956 г. Первая протяженная пейджинговая система была разработана в Соединенных Штатах и Канаде в начале 60-х годов. В Европе протяженные пейджинговые системы были введены в Голландии, Бельгии и Швейцарии в 1964-1965 гг.

Самые ранние, пейджинговые системы использовали цепи тональной частоты, которые были размещены вокруг зданий. Позже систему изменили и стали использовать несущую 35 кГц, модулированную сигналами тональной частоты. Так как возросла потребность в протяженном покрытии, с несущей частоты 35 кГц перешли на радиочастоты в диапазоне от 80 до 1000 МГц.

Поисковый вызов можно комбинировать с системами сотовой или иной подвижной связи или же совмещать с ними. Пользователь может оповещаться о входящих телефонных вызовах и отвечать на вызов позже в

удобное время. Кроме того, пейджер может быть встроен в носимый приемник. Комбинированный сервис может также использоваться, чтобы устанавливать контакт с водителями, находящимися в отдалении от своих автомашин.

1.3.6 Профессиональная подвижная радиосвязь

Системы профессиональной подвижной радиосвязи - PMR (Private Mobile Radio) или транкинговые системы работают в отдельных частях ОВЧ и УВЧ диапазонов с эффективной излучаемой мощностью (ЭИМ) передатчиков от 0,5 до 25 Вт в зависимости от зоны действия. Используются АМ и ЧМ, однако в диапазоне УВЧ используется только ЧМ.

В типичной системе PMR одна фиксированная станция осуществляет связь с некоторым количеством подвижных объектов. Если зона действия мала, то, в отличие от сотовых систем, обычной является прямая связь между подвижными объектами. Чтобы покрыть протяженную зону, используется несколько базовых станций.

Покрытие протяженной зоны достигается не с помощью схемы повторного использования частот, что характерно для сотовых систем, а использованием всех имеющихся в наличии каналов всеми базовыми станциями.

Возможна синхронная работа базовых станций (все базовые станции используют точно одни и те же частоты), однако это требует специального дорогостоящего оборудования. Кроме того, в зонах частично совпадающего радиопокрытия образуются стационарные интерференционные структуры благоприятного и неблагоприятного характера, и поэтому в автомобиле, припаркованном в такой зоне, может быть полностью потерян прием. В связи с этим часто используется квазисинхронный режим работы базовых станций, т.е. частоты передатчиков на каждой станции смещены друг относительно друга на величину от 0,5 до 40 кГц. Хотя в перекрывающихся зонах прослушивается сигнал биений, его уровень значительно ниже уровня звукового сигнала подвижной связи. Теперь интерференционные структуры благоприятного и неблагоприятного характера также не неподвижны, а перемещаются в перекрывающихся зонах радиопокрытия, и в неподвижных автомобилях наблюдаются только флюктуации уровня принимаемого сигнала.

1.3.7 Спутниковые подвижные системы

Подвижная спутниковая связь особенно важна для путешественников на дальние расстояния в тех частях мира, которые не могут обслуживаться обычными сухопутными системами связи. Спутниковые линии значительно улучшают условия управления воздушным движением, навигации и спасения на трансокеанских воздушных и морских маршрутах, которые обслуживались ненадежной коротковолновой связью.

Эксперименты с подвижной спутниковой связью были проведены в 60-х - начале 70-х годов, но только в 1979 г. была учреждена Международная морская спутниковая организация (ИНМАРСАТ) для обеспечения первой

подвижной спутниковой службы.

Техническая осуществимость подвижной спутниковой связи для систем аэронавтики была доказана в начале 70-х годов с использованием спутника ATS-6 Национального управления по аэронавтике и космонавтике (НАСА). В 1983г. Международная организация гражданской авиации (ИКАО) образовала комиссию по изучению возможностей систем воздушной навигации и радиосвязи. К началу 90-х годов стандарты для сухопутной подвижной спутниковой связи были в гораздо меньшей степени разработаны, нежели стандарты и для систем аэронавтики, и для морских систем.

Службы подвижной спутниковой связи в интересах аэронавтики обеспечивают передачу данных для экипажей самолетов, голосовую связь в кабине самолета и телефонную связь для пассажиров.

Лидером в развитии всемирной системы спутниковой связи для аэронавтики является ИНМАРСАТ. Система морской связи ИНМАРСАТ Стандарта А обеспечивает телефонные и телексы услуги. Стандарт А это, в основном, аналоговая ЧМ система, хотя имеется также служба передачи данных со скоростью 56 кбит/с. Размеры и стоимость терминального оборудования Стандарта А велики, поэтому оно устанавливается только на крупных судах. Позднее была введена служба передачи низкоскоростных данных (Стандарт С), обеспечивающая телексы и радиовещательные каналы связи; меньшие габариты и пониженная стоимость позволяют устанавливать эту аппаратуру на небольших судах. В начале 90-х г. была разработана полностью цифровая система (Стандарт В), предусматривающая дополнительные услуги.

С 1988 г. действует система компании Geostar под названием RDSS (Radio Determination Satellite System), которая была первой национальной спутниковой системой, предназначенной для обеспечения регулярного обслуживания мобильных пользователей в пределах Соединенных Штатов. Эта единая спутниковая система выполняет функции радионавигации, определения местоположения и передачи сообщений. В радиочастотной полосе шириной 16 МГц в системе передаются сигналы с прямым расширением спектра, полученные путем двоичной фазовой манипуляции (BPSK) несущей кодовой последовательностью.

В 1989 г. в Соединенных Штатах и Европе введена в эксплуатацию система OmniTracs компании Qualcomm, Inc., система двусторонней подвижной спутниковой связи и передачи сообщений о местоположении транспортных средств в пути. В этой системе используются методы прямого расширения спектра. Сигнал занимает полосу шириной 1 МГц. Австралийская система MOBILESAT обеспечивает службы коммутируемых каналов речи, данных и коммутируемых пакетов данных для пользователей на суше, море и в воздухе. Система поддерживает передачу речи в цифровой форме со скоростью 4,8 кбит/с в каналах с шириной полосы 5 кГц.

Компании Telesat Mobile, Inc. (TMI) и American Mobile Satellite Corporation (AMSC) получили разрешение обеспечивать услуги подвижной

спутниковой связи в Канаде и Соединенных Штатах. В 1995 г. появились действующие системы, использующие 16-позиционную квадратурную АМ (16-QAM) с решетчатым кодированием для передачи речи со скоростью 4,8 кбит/с в каналах с шириной полосы 5 кГц.

1.4 Частотные диапазоны для подвижных спутниковых служб

На Всемирной радиоконференции в 1992 г. (ВАРК'92) под эгидой Международного союза электросвязи (МСЭ) было решено распределить дополнительный частотный спектр службам, которые поддерживают подвижные спутниковые применения.

Эти службы зависят от технологий, таких как конструирование и запуск спутников, разработка полупроводниковой элементной базы и компьютерное прикладное программное обеспечение.

В результате принятых решений ВАРК'92 были внесены изменения в таблицы частотных распределений от 1930 до 2690 МГц, составляющие главную часть Регламента радиосвязи. Эти таблицы используются для того, чтобы регулировать процедуру частотных присвоений и выдачи лицензий на услуги радиосвязи во всем мире.

Подвижная связь на основе низкоорбитальных спутников могла бы оказаться экономически эффективным решением для пользователей подвижных систем передачи речи и данных, подобных сотовым, а также для появляющихся систем персональной связи (PCS). Например, система Odyssey компании TRW могла бы первоначально обслуживать Европу, Азию и Тихоокеанский регион с подвижными портативными или автомобильными абонентскими терминалами речи и данных, стоимость которых оценивается в пределах 250 долларов США. Эта стоимость пока плохо конкурирует со стоимостью многих обычных цифровых, сотовых и подвижных портативных терминалов для сухопутных служб.

1.5 Универсальные цифровые системы персональной связи

В настоящее время мы подходим к важнейшему рубежу, определяемому понятием связи, независимой от взаимного местонахождения связываемых субъектов. Развивающаяся концепция систем персональной связи (PCS) и сети персональной связи (PCN) предоставляет абонентам свободу передавать информацию любого вида между любыми двумя пунктами независимо от того, где физически находятся абоненты: в помещении или вне его, в автомобиле в оживленном городе или в сельской местности, в самолете, на море, в неподвижном состоянии или когда они передвигаются со скоростью сотен километров в час в скоростном экспрессе.

Благодаря деятельности международной группы по согласованию разрабатываемых сейчас стандартов, различные сети PCS в разных странах могли бы быть объединены в единую мировую систему. Развитие всемирной системы, названной Будущей системой сухопутной подвижной связи общего пользования (Future Public Land Mobile Telecommunications System, FPLMTS), координируется ВАРК- постоянной комиссией МСЭ.

Фактическое развертывание и работа такой глобальной системы осуществляется уже сейчас. Тем не менее, широкое распространение сотовых и бесшнуровых телефонных систем является основным этапом в направлении к этой цели. Дефицит пригодных участков частотного спектра стесняет развитие PCS многими путями.

Невозможно сказать, какой объем спектра потребуется, чтобы обеспечить глобальный PCS. Ответ зависит от типа используемой технологии, предоставляемых услуг и требований пользователей к системе. Решение проблемы дефицита спектра заключается в том, чтобы найти альтернативы, которые используют имеющиеся в распоряжении диапазоны частот более эффективно.

В качестве приемлемых технологий для будущих поколений подвижной связи особо привлекательными кажутся методы многостанционного (множественного) доступа с временным разделением каналов (МДВРК) в сочетании с расширением спектра путем “медленной” программной перестройки частот (slow frequency hopping spread-spectrum, SFH-SS) и методы многостанционного доступа с прямым расширением спектра, такие как многостанционный доступ на основе кодового разделения каналов (МДКРК).

Эффективность этих методов можно иллюстрировать емкостью аналоговой сотовой системы стандартов AMPS в Алматы, который обслуживает 50000 абонентов, при этом теоретически их количество может быть увеличено до 1млн., если использовать МДКРК или улучшенный метод МДВРК(advanced TDMA), причем без занятия новых участков спектра. Для некоторых применений цифровых PCS с повышенной емкостью рассматриваются также следующие цифровые методы многостанционного доступа [3]:

- МДВРК с временным дуплексированием (TDMA-TDD);
- МДВРК с частотным дуплексированием (TDMA-FDD);
- МДВРК с медленной программной перестройкой рабочей частоты (SFH-TDMA);
- МДКРК (CDMA).

Так как имеет место эволюционное сближение проводных сетей с цифровыми сетями с интеграцией служб (ЦСИС), то расширяющийся спектр услуг, которые становятся возможными благодаря цифровому соединению из конца в конец, должен быть доступен и абонентам сотовых сетей, и PCS (рисунок 3). Абоненты новых PCS должны иметь возможность пользоваться компьютерами класса laptop, портативными факсимильными аппаратами и другими подобными устройствами, включая телефон, так же эффективно, как ими пользуются в сегодняшних проводных сетях.

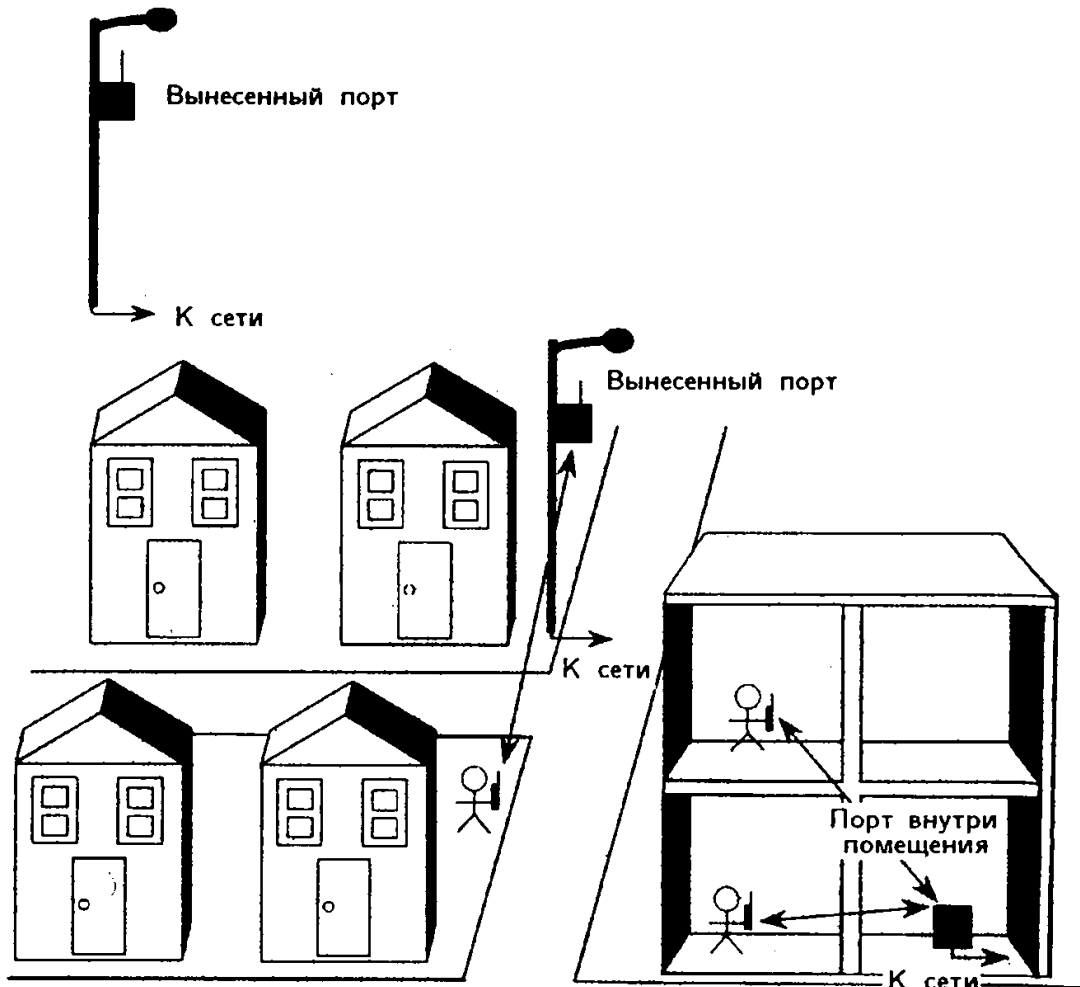


Рисунок 3 – Беспроводный доступ с многопользовательским радиопортом

На протяжении 90-х годов сложились различные взгляды на персональную связь, которые отражены на рисунках 3 и 4. В общем смысле PCS должна заключать в себе интеграцию многих концепций, продуктов и систем в одной взаимосвязанной и взаимодействующей сети. Должны быть взаимосвязаны и оптимизированы для своих специфических применений и условий несколько различных беспроводных или бесшнуровых устройств и проводных сетей связи. Термины беспроводных и бесшнуровых указывают на то, что пользователь свободен от проводного соединения или шнура, а это предполагает возможность для человека инициировать или получать вызовы (речевые) и другую информацию, включая компьютерные данные и факсимильные сообщения, в границах зон с приемлемой плотностью населения или вдоль магистралей, соединяющих эти зоны. Некоторые обширные районы мира слишком малонаселенны, чтобы их обслуживание системами сухопутной подвижной сотовой радиосвязи было экономичным. Подобные зоны со временем могут обслуживаться и соединяться между собой подходящими для такого применения высокоспециализированными подвижными спутниковыми системами, которые должны быть

интегрированы в общую взаимодействующую сеть.

Рисунок 4 иллюстрирует представление компании TRW о созвездии глобальной спутниковой подвижной PCS, названной Odyssey. Эта концепция персональной связи предполагает беспроводной доступ к взаимодействующей сети внутри больших зданий, в торговых центрах, в пределах аэропортов, в автомобилях, поездах, самолетах и спутниках, и по месту жительства.

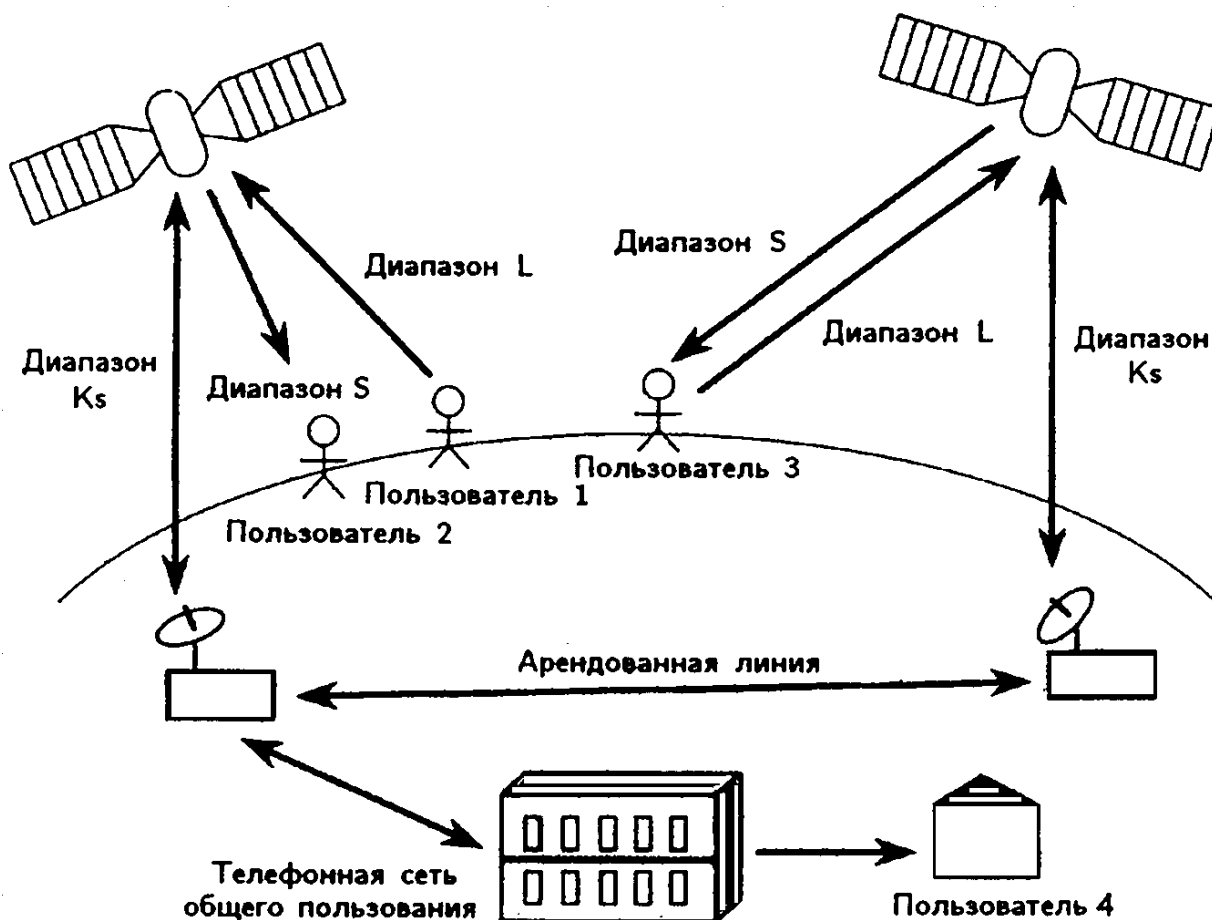


Рисунок 4 – Представление подвижной связи, обеспечиваемой глобальной персональной службой (PCS) с использованием созвездия спутников, вращающихся по средневысотным орбитам (МЕО) вокруг Земли

Эта концепция интегрированной, взаимодействующей сети не подразумевает, что все подсети, системы и элементы этой общей сети принадлежат одной коммерческой организации или управляются ею. Однако эффективное взаимодействие подсетей потребует стандартизации интерфейсов и протоколов.

Начисление оплаты услуг производится в соответствии с тарифами наземной службы. Предоставляются услуги по передаче высококачественной речи, данных, информации о местонахождении и коротких сообщений.

Добровольное следование стандартам способствует расширению общего рынка и приемлемости для клиентов услуг связи и оборудования. Эта практика позволяет унифицировать PCS, способы размещения каналов, критические уровни мощности, способы доступа к спектру и другие

физические параметры, а также протоколы сигнализации на всех уровнях.

1.6 Национальная и международная стандартизация

Обычно стандарты помогают обеспечить:

- большое разнообразие продукции и услуг для клиентов;
- способность взаимосвязанной работы продукции и служб от разных поставщиков;
- более легкий выпуск техники PCS на национальный рынок;
- здоровую конкуренцию между поставщиками, что, в свою очередь, может вести к меньшей стоимости и улучшенному качеству продукции;
- совершенствование и введение новшеств согласно общепринятым нормам;
- более доступные услуги потребителям.

Желательно также иметь:

- международный интерфейсный стандарт;
- национальные стандарты для сетевого интерфейса и интерфейса порта, а также для работы сети;
- международные стандарты и соглашения по межсетевому обмену и выписыванию счетов для оплаты, чтобы облегчить передвижение пользователей по всему миру;
- рекомендованную стандартом системную архитектуру для новых методов доступа.

В мире растет количество групп, действующих в области стандартов, которые обращаются к отдельным аспектам PCS. К таким группам относятся Международный союз электросвязи (структурное подразделение ООН), Международный консультативный комитет по радиосвязи (МККР) и его Временная рабочая группа (Interim Working Party, IWP), американская Ассоциация электронной промышленности (Electronic Industries Association, EIA), Ассоциация телекоммуникационной промышленности (Telecommunication Industry Association, TIA), Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии (МККТТ), Комитет по стандартам Американского национального института по стандартизации (American National Standards Institute, ANSI) и Комитет по беспроводному доступу Института инженеров электротехники и электроники (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE).

Было бы идеальным иметь единственный стандарт для цифровых беспроводных национальных и международных глобальных PCS. Однако это противоречит потребностям рынка оборудования. Его громадный рост уже вызвал появление многих новых приложений и разработку нескольких новых стандартов, чтобы поддержать эти новые приложения. И хотя один стандарт мог бы привести к наибольшей экономии за счет масштаба производства, такое положение замедлило бы темпы появления инновационных решений и применений. Процесс разработки новых стандартов занимает несколько лет, и если какой-нибудь стандарт не принят всеми, кого он касается, одним и тем же потребителем может использоваться несколько стандартов.

1.7 Мобильные персональные компьютеры и системы связи

Мобильные компьютеры — это небольшие, обычно портативные устройства, которые используются на расстоянии от офисного настольного компьютера. Они представляют наиболее быстрорастущий сегмент компьютерной индустрии.

Имеются компьютеры еще меньших размеров и более мобильные, нежели компьютеры класса laptop (наколенные). Ноутбуки, субноутбуки, ручные (palmtops) и карманные (handholds) компьютеры и персональные цифровые секретари (personal digital assistants), которые объединяют функции органайзера, пейджера и сотового телефона, — все это пользующиеся популярностью, модернизированные компьютеры.

Аналитики прогнозируют громадный рост рынка этих новых персональных компьютеров (PC). Компьютеры класса laptop, хотя и портативны, создают большие неудобства и функционируют в основном как настольные компьютеры, в то время как новые компьютеры спроектированы для удобного использования теми, кто перемещается в процессе работы. Руководители отделов продажи, встречающиеся с клиентами, инженеры, планирующие производственные совещания, исследователи, регистрирующие данные лабораторных и полевых измерений, врачи и медсестры, проводящие обход больных в госпитале, эксперты по страховым искам, осматривающие поврежденные объекты, водители грузовиков и складские служащие, занятые управлением запасов, адвокаты, восстанавливающие данные во время судебных заседаний, — все они могут очень выиграть, если имеют в своем распоряжении новые мобильные компьютеры.

Мобильные компьютеры зачастую работают, когда человек стоит или идет. Пользователь может держать компьютер в одной руке, как можно держать папку, блокнот или сотовый телефон, и работать другой рукой. С компьютерами класса laptop это невозможно. Чтобы быть удобными и удовлетворять требованиям работающих с ними, мобильные компьютеры должны быть меньше, легче, прочнее и проще в работе. Часто пользователям в равной мере будет необходим передвижной и гибкий доступ к удаленным базам данных и центральным ЭВМ с помощью беспроводных сетей, обычно в форме подвижных радиосетей, соединенных с национальными и международными коммутируемыми телефонными сетями общего пользования.

Чтобы сделать мобильные компьютеры удобными, имеется целый ряд компьютерных и смешанных (компьютер — подвижная связь) технологий:

- перьевой ввод и распознавание речи может привести к замене клавиатуры и сделать компьютеры более удобными и функциональными;
- радиосвязь позволяет пользователям обмениваться информацией в пределах комнаты, здания, университетского городка, города, страны или по всему миру;
- малогабаритные, более современные микропроцессоры с расширенной

компактной памятью для хранения больших объемов информации и современные системы радиосвязи могут обрабатывать и передавать данные более эффективно;

- новые технологии производства элементов питания и эффективное программное обеспечение. Для управления мощностью позволяют компьютерам и подвижным сотовым или PCS работать на одной зарядке батарей более длительные периоды времени.

Главная цель стандартизации — дать возможность производителям систем и карт памяти создавать продукцию, с которой могут работать конечные пользователи, не знакомые с лежащей в ее основе технологией. Важная дополнительная цель появляющихся стандартов состоит в том, чтобы обеспечить возможность свободного обмена PC-картами между множеством типов компьютерной и некомпьютерной потребительской продукции, включая оборудование радиосвязи, плееры электронных книг и цифровые фото- и телекамеры.

Чтобы обеспечить эффективную стандартизацию этих объектов и требований к системам, продукции и технологиям, представители промышленности в 1989 г. образовали Международную ассоциацию производителей карт памяти для персональных компьютеров (Personal Computer Memory Card International Association, PCMCIA). Цели ассоциации заключаются в установлении всемирного стандарта для карт памяти для PC и оказании ему активной поддержки.

В начале 90-х годов наблюдался впечатляющий рост рынка сотовой связи, несмотря на распространенные ожидания того, что экономический спад в основных отраслях промышленности, связанных со сферой конечного пользователя (таких, как недвижимость, торговля и строительство), должен был замедлить этот рост.

Как раз тогда, когда промышленность сотовой связи продолжала преследовать свою цель — создание общенациональных взаимодействующих сетей, росло давление, направленное на то, чтобы заменить аналоговые сотовые системы новой цифровой технологией и тем самым смягчить нехватку канальной емкости. Переход от аналоговой техники к цифровой в том же выделенном спектре был одной из самых важных проблем, с которой столкнулась отрасль.

Оценки количества абонентов систем сотовой связи для 20-ти наиболее крупных сотовых рынков, показывают, что в 1993 г. общее число абонентов превысило 24 миллиона. Сейчас только крупнейшие сотовые операторы США имеют потенциальную базу клиентов, превышающую 100 млн. В Европе общее количество абонентов достигло в конце 2001г. 50 млн. аналоговых и цифровых сотовых систем связи. За этот период времени к сотовому бизнесу относится 90 % общего европейского рынка подвижной связи.

Глава 2 Кодирование речи в системах связи с подвижными объектами

2.1 Цифровая обработка сигналов в беспроводных системах

Применение в различных системах радиосвязи изощренных алгоритмов кодирования относительно узкополосных (от 300 Гц до 3,4кГц) сигналов речи и факсимиле, широкополосных звуковых сигналов (от 10Гц до 20кГц) и сигналов изображения (от постоянного тока до 15 МГц) становится все более эффективным с точки зрения затрат и экономичным. Типичное размещение подсистем цифровой обработки сигналов (ЦОС) с аналого-цифровым преобразованием (АЦП) и цифро-аналоговым преобразованием (ЦАП), а также подсистемы контроля эха иллюстрируются на рисунке 5. Появление маломощных СБИС привело к использованию этих алгоритмов кодирования в портативных мобильных телефонных аппаратах и прокладывает путь к цифровому радиовещанию [4]. Назначение большинства этих алгоритмов – аналого-цифровое преобразование аналогового сигнала

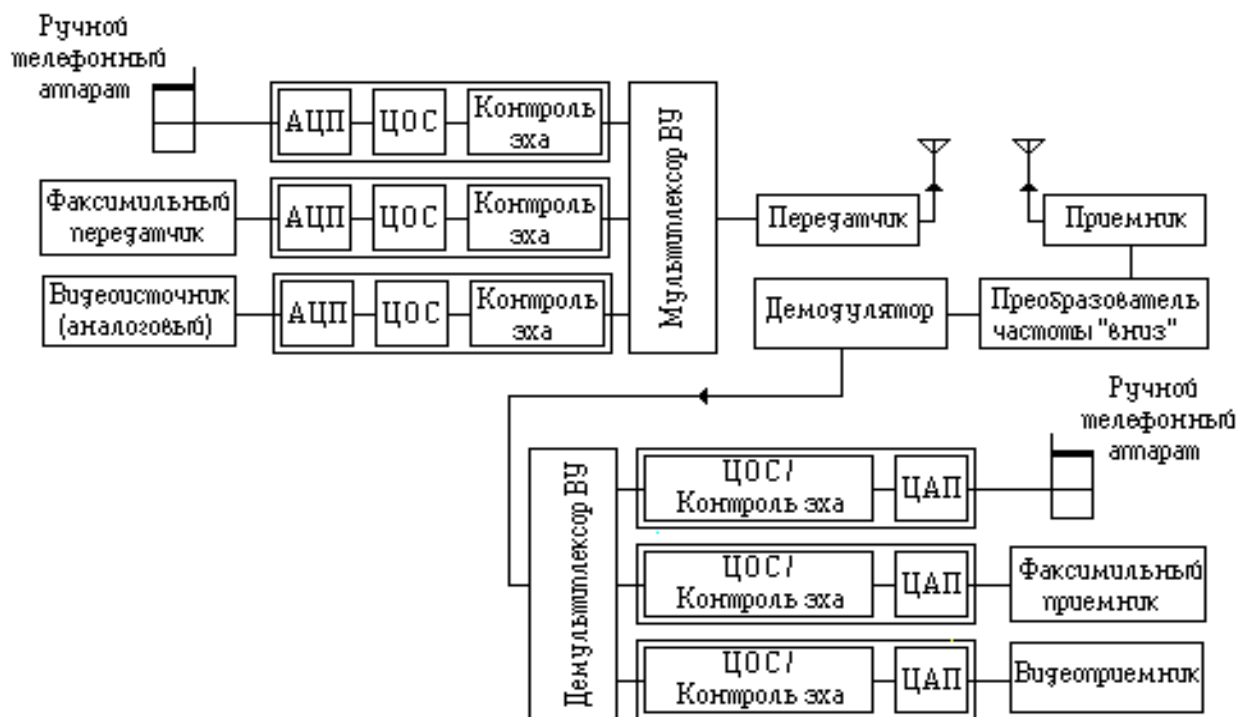


Рисунок 5 - Цифровая обработка сигналов (ЦОС) в иллюстративной сети радиосвязи

источника в цифровой сигнал с возможно меньшим количеством битов и его обработка, чтобы передать в форме данных или запомнить, или же синтезировать и восстановить пораженный шумом и помехами ограниченный по полосе или искаженный сигнал. Сжатие данных (компрессия данных) достигается за счет устранения избыточности сигнала, преобразованного из аналоговой формы в цифровую. Сжатый двоичный сигнал в полосе

модулирующих частот модулирует несущую, переносится на более высокую частоту и передается. В приемнике радиосигнал переносится на ПЧ и демодулируется в цифровой сигнал в полосе модулирующих частот. Этот цифровой сигнал может содержать в себе ошибки, которые вводятся передающей системой радиосвязи. Алгоритм декодирования сигнала, объединенный с подсистемой цифро-аналогового преобразования, восстанавливает аналоговый сигнал источника.

Далее описываются часто используемые, относительно простые методы преобразования (кодирования источника и декодирования). Это – импульсно-кодовая модуляция (ИКМ), дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ), и дельта-модуляция (ДМ). Также проводится обзор основных концепций новейших вокодеров и кодеков с линейным предсказанием (Linear Predictive Codec, LPC). Дается краткое сравнение характеристик, скорости передачи и сложности реализации различных методов ЦОС для обработки речи. Обсуждается также важность контроля задержки и объединенного контроля эха и задержки в проводных и радиосистемах.

2.2 Методы преобразования звука

В число основных методов аналого-цифрового (АЦП) и цифро-аналогового (ЦАП) преобразований входят:

- дельта-модуляция (ДМ);
- дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ);
- импульсно-кодовая модуляция (ИКМ).

Аналогово-цифровой преобразователь, расположенный в передатчике, также называют кодером (encoder, coder). Цифро-аналоговый преобразователь, расположенный в приемнике, называют декодером (decoder). Слово кодек образовано из сочетания слов «кодер/декодер».

В дополнение к вышперечисленным основным методам преобразования были разработаны более сложные кодеки, приведенные в таблице 4.

2.2.1 Импульсно-кодовая модуляция

Основные функции, выполняемые ИКМ-кодерами, иллюстрируются на рисунках 6–8. Они включают в себя дискретизацию, квантование (с линейной и логарифмической компрессией) и кодирование. Упрощенная теорема дискретизации формулируется следующим образом.

Если для функции $m(t)$ спектральной составляющей наивысшей частоты является f_m , то мгновенные отсчеты, взятые с частотой $f_s > 2f_m$, содержат в себе всю информацию исходного сообщения.

На рисунке 6 показано типичное применение теоремы дискретизации для телефонии, где речевой или факсимильный сигнал ограничен по полосе частотой 3,4 кГц и дискретизируется с частотой $f_s = 8000$ отсчетов/с.

Таблица 4 – Используемые в подвижной связи методы преобразования звука

ADM	Adaptive DM	Адаптивная ДМ
ADPCM	Adaptive DPCM	Адаптивная ДИКМ (АДИКМ)
APCM	Adaptive PCM	Адаптивная ИКМ
CDM	Continuous DM	Непрерывная ДМ
DCDM	Digitally controlled DM	Управляемая цифровым способом ДМ
LDM	Linear (nonadaptive) DM	Линейная (неадаптивная) ДМ
LPC	Linear predictive codec (s)	Кодек (кодеки) с линейным предсказанием
CELP	Code excited linear predictive coding	Возбуждаемое кодом кодирование с линейным предсказанием
RELPC	Residual excited vocoders	Вокодеры, возбуждаемые остаточным сигналом
VQ	Vector quantization, subband coding, vocoder (s)	Вокодер (вокодеры) с векторным квантованием и субполосным кодированием

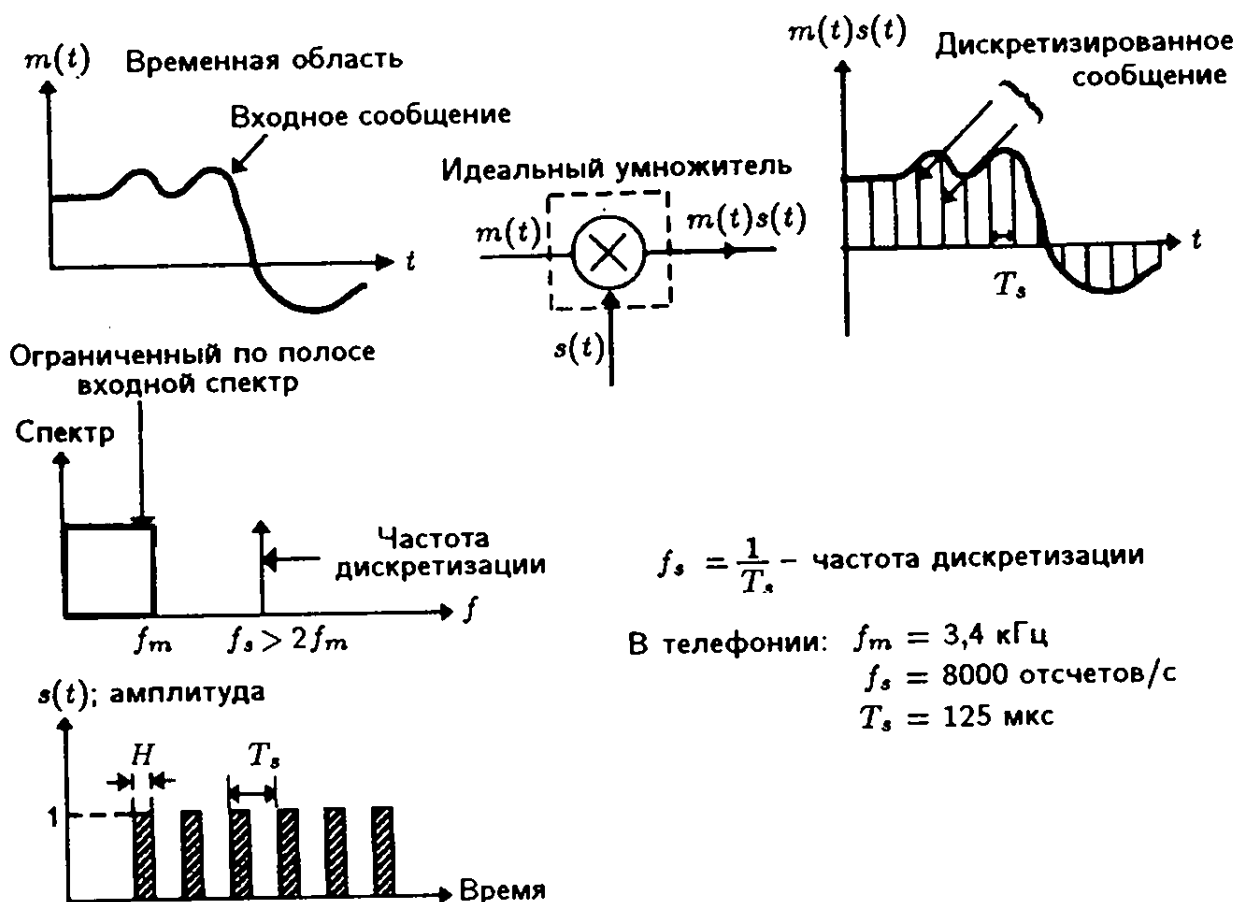


Рисунок 6 — Мгновенная дискретизация сигнала $m(t)$

Дискретизированный выходной сигнал $m(t)s(t)$ имеет бесконечное число амплитудных состояний. Чтобы кодировать этот сигнал, амплитудные уровни необходимо подвергнуть квантованию.

Для упрощения на рисунке 7 показаны только восемь уровней квантования. Непрерывный сигнал $m(t)$ имеет следующие значения отсчетов: 1,3; 3,4; 2,3; 0,6, ..., -3,4 В. Квантованный сигнал принимает значение уровня квантования, ближайшего к данному значению отсчета. Восемь уровней квантования представляются 3-битовым кодовым числом.

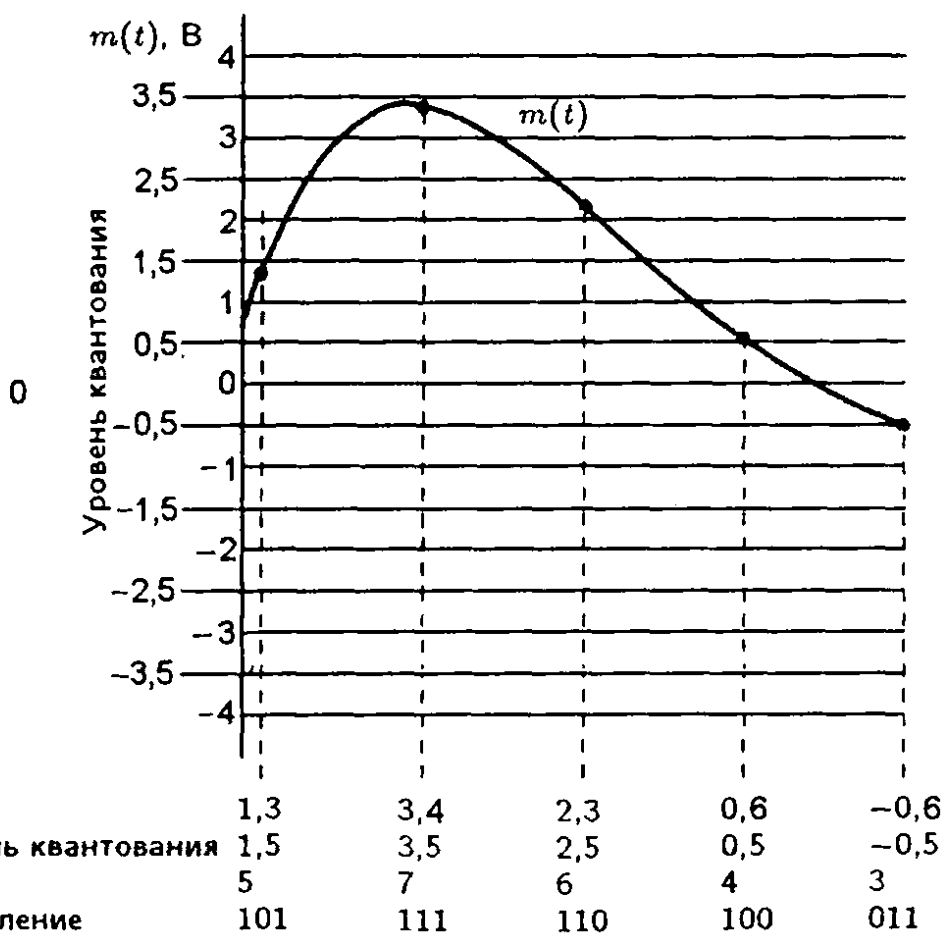


Рисунок 7 — Квантование и двоичное кодирование для ИКМ систем

Сигнал сообщения равномерно дискретизируется. Уровни квантования указываются. Для каждого отсчета приведено квантованное значение и указано его двоичное представление. Разность между амплитудным значением отсчета и уровнем квантования называется ошибкой квантования. Эта ошибка пропорциональна размеру шага d , т.е. разности между последовательными уровнями квантования. При большем количестве уровней квантования (меньшем значении d) получается меньшая ошибка квантования. Экспериментально было установлено, что для того чтобы достичь приемлемого отношения сигнал/шум для передачи речи в телефонии

с «качеством междугородной связи», необходимо использовать $28 \approx 256$ уровней квантования. Этот результат требует 8 бит информации на квантованный отсчет.

Если число уровней квантования велико (> 100), то можно считать, что ошибка квантования имеет равномерную функцию плотности вероятности, определяемую выражением [5]

$$p(E) = \frac{1}{d}; \quad -\frac{d}{2} \leq E \leq \frac{d}{2}. \quad (1)$$

Это предположение о равномерном распределении ошибки справедливо, если сигнал $m(t)$ не перегружает квантователь. Например, в квантователе, показанном на рисунке 7, выходной сигнал квантователя может достигнуть насыщения при уровне 5 для $|m(t)| > 5$. Ошибка квантования во время такой перегрузки является линейно возрастающей функцией $m(t)$. В линейной области работы среднеквадратическое значение (rms) ошибки квантования

$$\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} E^2 p(E) dE = \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} E^2 \frac{1}{d} dE = \frac{d^2}{12}. \quad (2)$$

Если среднеквадратическое значение входного сигнала $m(t)$ равно M_{rms} , тогда отношение сигнал/ошибка квантования определяется следующей формулой

$$\frac{S}{N} = \frac{M_{rms}^2}{\frac{d^2}{12}} = 12 \frac{M_{rms}^2}{d^2}. \quad (3)$$

Из этого выражения заключаем, что отношение сигнал/ошибка квантования зависит от среднеквадратического значения входного сигнала M_{rms} , т.е., для более сильного входного сигнала получается большее отношение S/N . Это нежелательный эффект в телефонных системах, поскольку одни абоненты говорят значительно более тихим голосом, чем другие. Слушающий испытывал бы неудобство при восприятии очень слабого сигнала, искаженного относительно большой ошибкой квантования (при низком отношении S/N_q). Чтобы получить для сигналов с малой амплитудой такое же отношение сигнала к шуму, как и для сигнала с большой амплитудой, необходим квантователь с разными размерами шага. Для этого квантователю с равномерным шагом, который показан на рисунке

7, должно предшествовать устройству с нелинейной характеристикой вход-выход, известное как компрессор/компандер или система компандирования. Компандер, за которым стоит линейный квантователь, усиливает слабые сигналы в большей степени, чем сильные.

Характеристики сжатия, используемые в цифровых ИКМ сетях Северной Америки и Японии, показаны на рисунке 8. Характеристика кодеков, соответствующая μ -закону, для нормированного диапазона кодирования ± 1 определяется выражением [6]

$$F_{\mu}(x) = \sin(x) \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}, \quad -1 \leq x \leq 1. \quad (4)$$

Для малых значений x характеристика $F_{\mu}(x)$ приближается к линейной функции, а для больших значений — к логарифмической.

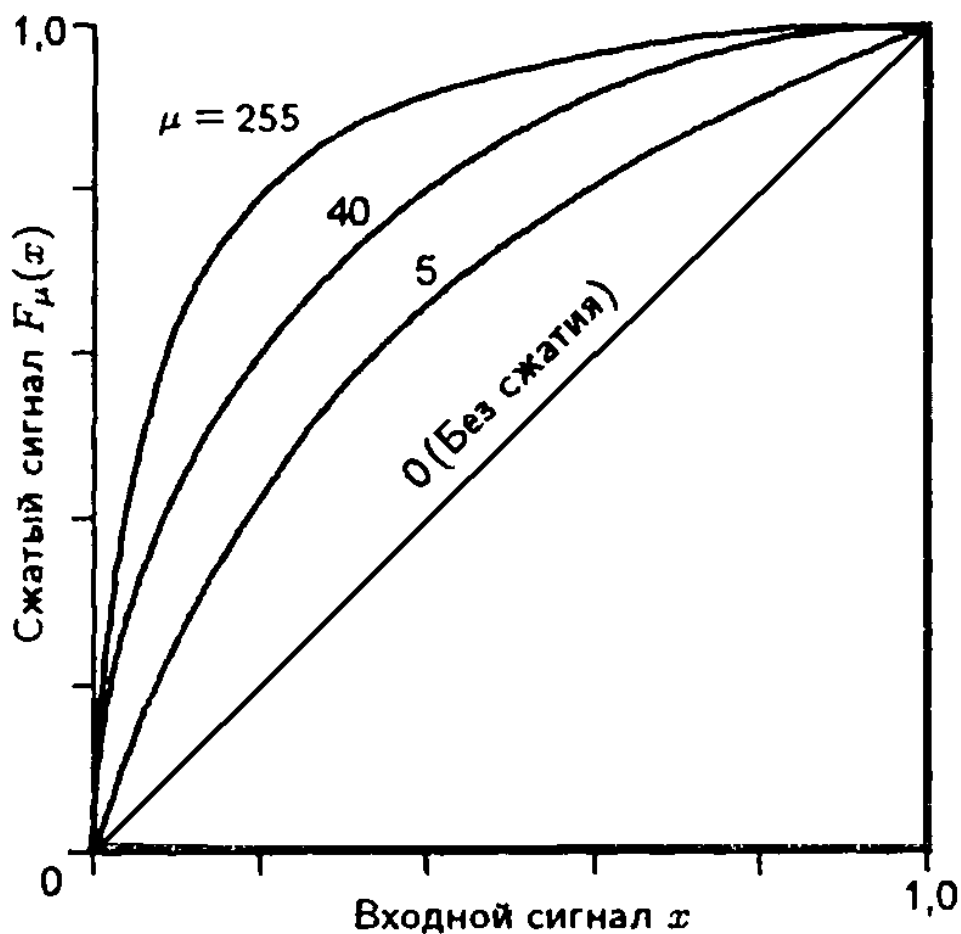


Рисунок 8 — Характеристики логарифмического сжатия

Тогда как μ -закон признан приемлемым для цифровых сетей в Северной Америке и Японии, стандартным законом сжатия (компрессии) в Европе (СЕРТ) является А-закон, который определяется следующим образом

$$F_A(x) = \sin(x) \frac{1 + \ln A|x|}{1 + \ln A}, \quad \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1; \quad (5)$$

$$F_A(x) = \sin(x) \frac{A|x|}{1 + \ln A}, \quad 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A}.$$

Отметим, что характеристика $F_A(x)$ — действительно логарифмическая функция при $|x| > 1/A$ и действительно линейная функция при $|x| < 1/A$. В результате А-закон дает несколько более гладкую характеристику отношения сигнал/искажения (S/D), нежели μ -закон, в диапазоне $1/A \leq x \leq 1$ за счет худшей характеристики S/D для слабых сигналов.

И μ -закон, и А-закон удовлетворяют требованиям поддержания относительно постоянного отношения S/D в широком динамическом диапазоне. Если же целью является максимизировать отношение S/D для уровня громкости речи более вероятных абонентов, то могут использоваться законы компрессии, основанные на гиперболических функциях. Эти законы обеспечивают лучшее отношение S/D для большей части говорящих за счет ухудшения характеристики для меньшего числа абонентов с более тихим или более громким голосом. Однако сейчас только μ -закон и А-закон находят всеобщее применение в цифровых системах связи с подвижными объектами.

Можем заключить, что в системах телефонии сигналы речи, факсимиле или другой сигнал данных, модулированный в полосе тональных частот, ограничены верхней частотой $f_m = 3,4$ кГц. Чтобы преобразовать этот аналоговый сигнал в цифровой ИКМ поток данных, применяется дискретизация с частотой $f_s = 8000$ отсчетов в секунду. Каждый отсчет фиксируется на одном из 256 уровней квантования. Для этого количества уровней квантования требуется 8 информационных битов ($2^8 = 256$). Таким образом, один канал тональной частоты, дискретизированный с частотой 8000 отсчетов в секунду и требующий 8 битов на отсчет, будет иметь скорость передачи 64 кбит/с.

Аналоговые сигналы цветного телевидения вещательного качества имеют ширину полосы видеочастот около 5 МГц. Для обычного ИКМ кодирования этих видеосигналов используется частота дискретизации $f_s = 10$ млн. отсчетов в секунду и применяется схема кодирования с 9 битами на отсчет. Таким образом, результирующая скорость передачи составляет 90 Мбит/с. Большинство телевизионных изображений сильно коррелированы, и это может быть использовано для снижения скорости передачи. Можно предсказать цвет и яркость любого элемента изображения, основываясь на значениях их параметров для соседних элементов, которые уже имели место. Существующие методы ЦОС с применением техники предсказания для цифрового цветного телевидения вещательного качества требуют скоростей передачи от 10 до 45 Мбит/с. Для радиопередачи видеоконференций используются сжатые сигналы изображения со скоростью от 20 до 200 кбит/с.

2.2.2 ДИКМ: Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция

Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ) — это схема кодирования с предсказанием, в которой используется корреляция между соседними отсчетами входного сигнала, чтобы устранить статистическую избыточность и таким образом снизить скорость передачи. Вместо квантования и кодирования значений отсчетов, как это делается в ИКМ, в ДИКМ производится оценка значения последующего отсчета, основанная на предыдущих отсчетах. Эта оценка вычитается из действительного значения отсчета. Разность этих сигналов является ошибкой предсказания, которая квантуется, кодируется и передается к декодеру. В основном, в этом методе делается попытка устранить перед передачей явную избыточность в сигнале. Декодер выполняет обратную операцию; он восстанавливает первоначальный сигнал из квантованных ошибок предсказания.

На рисунке 9 показана структурная схема ДИКМ системы. Здесь $\{s_i\}$ — последовательность значений входных отсчетов; $\{s_i^*\}$ — предсказанная последовательность, а

$$\{e_i\} = \{s_i - s_i^*\} \quad (6)$$

последовательность ошибок предсказания, которая квантуется, кодируется и передается.

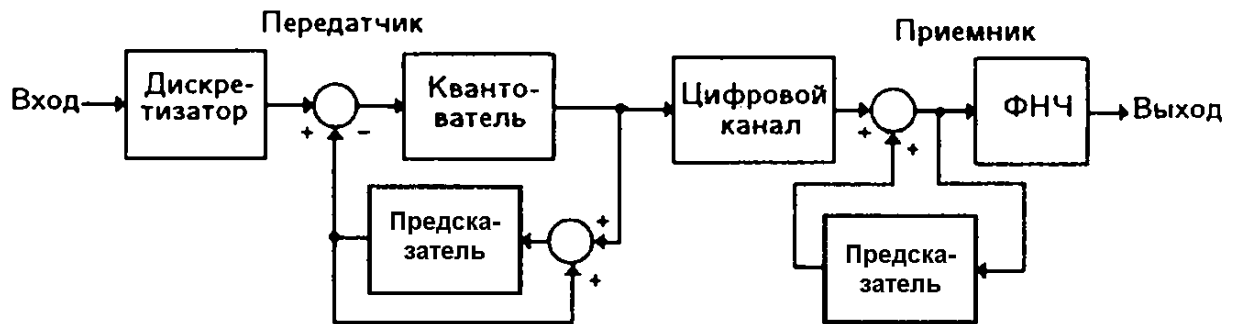


Рисунок 9 — Структурная схема дифференциальной ИКМ системы

Когда количество уровней квантования N велико (достаточно большим считается $N \geq 8$) и используется линейное предсказание, каждое значение $\{s_i^*\}$ может быть выражено следующим образом

$$s_i^* = a_1 s_{i-1} + a_2 s_{i-2} + a_3 s_{i-3} + \dots \quad (7)$$

где a_i — коэффициенты устройства предсказания (предсказателя).

Если квантователь или квантователь с предсказателем адаптируются к сигналу, который должен кодироваться, то можно получить значительное улучшение отношения сигнал/шум. Адаптивным квантованием можно расширить динамический диапазон кодера, если при широком разнообразии

условий входного сигнала формируется близкий к оптимальному размер шага.

К двум, наиболее часто используемым методам адаптации квантователя, относятся словговая, или медленнодействующая адаптация и быстродействующая адаптация, или мгновенное компандирование с запоминанием только одного отсчета.

2.2.3 Дельта-модуляция

Использование корреляции в ДИКМ наводит на мысль о возможности избыточной дискретизации сигнала, чтобы увеличить корреляцию соседних отсчетов и за счет этого реализовать простую стратегию квантования. Дельта-модуляция (ДМ) является одноразрядной версией дифференциальной ИКМ. Кодер ДМ аппроксимирует входную функцию времени сериями линейных сегментов с постоянным наклоном. Такой аналого-цифровой преобразователь считается поэтому линейным дельта-модулятором (рисунок 10). Значение шага при этом составляет 2Δ .

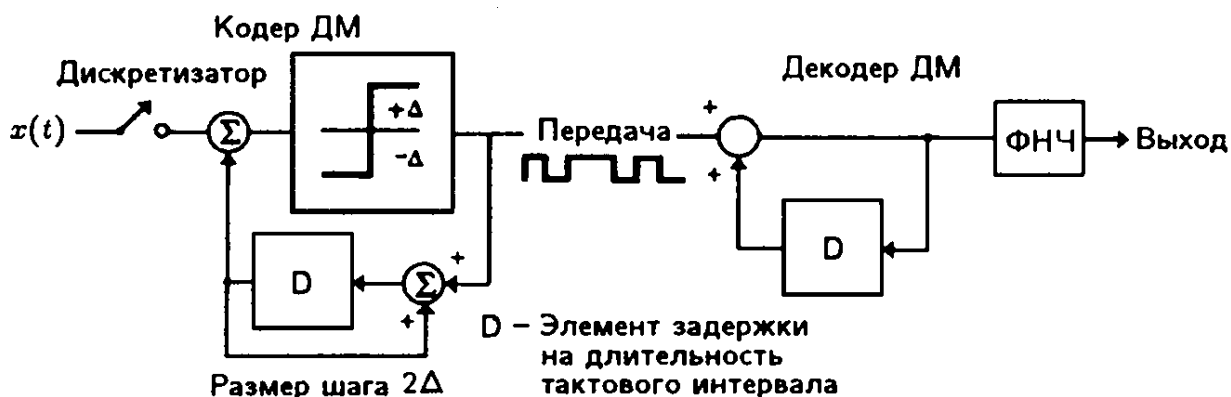


Рисунок 10 — Линейный дельта-модулятор (ДМ)

В момент каждого отсчета определяется разность между входным сигналом и его последней во времени ступенчатой аппроксимацией. С учетом знака этой разности ступенчатая аппроксимация получает приращение на значение шага в направлении входного сигнала. Таким образом, ступенчатый сигнал $y(t)$ следует за входным сигналом. Знаки каждого сравнения между $x(t)$ и $y(t)$ передаются в виде импульсов на декодер, который восстанавливает $y(t)$ и затем фильтрует $y(t)$ с помощью ФНЧ, чтобы получить выходной сигнал. Шум квантования определяется разностью

$$n(t) = x(t) - y(t). \quad (8)$$

Для больших и быстро меняющихся перепадов сигнала имеют место области искажений перегрузки крутизны (рисунки 11 и 12). Это происходит вследствие того, что максимальный наклон, который может “отработать” дельта-модулятор, равен $SS \cdot f_r$, где SS – значение шага, а f_r – частота

дискретизации. Из-за того, что ступенчатый сигнал «рыщет» около входного сигнала $x(t)$, вводится шум дробления.

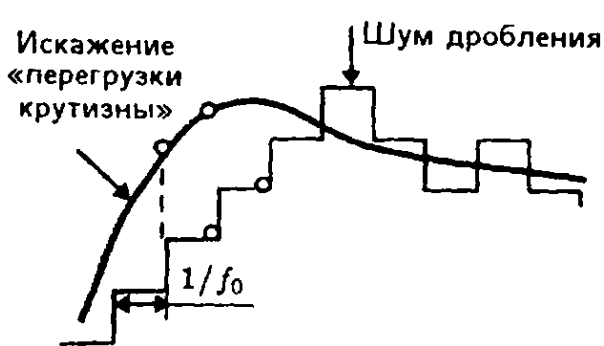


Рисунок 11 — Шум квантования в линейной дельта-модуляции

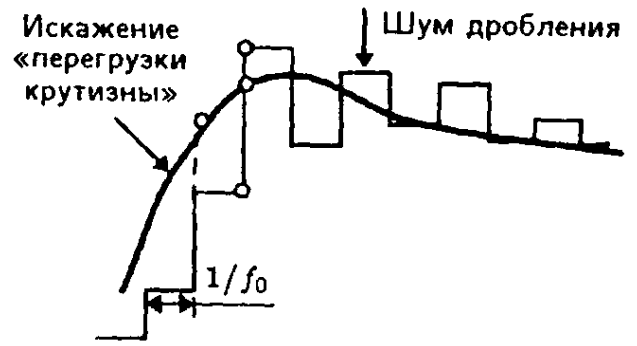


Рисунок 12 — Шум квантования в адаптивной дельта-модуляции

Применение адаптивных методов снижает шум квантования и увеличивает динамический диапазон дельта-модуляторов. Идею дельта-модуляторов с адаптивным изменением размера шага иллюстрирует рисунок 12, а на рисунке 13 показана одна из первых ее реализаций в виде БИС.

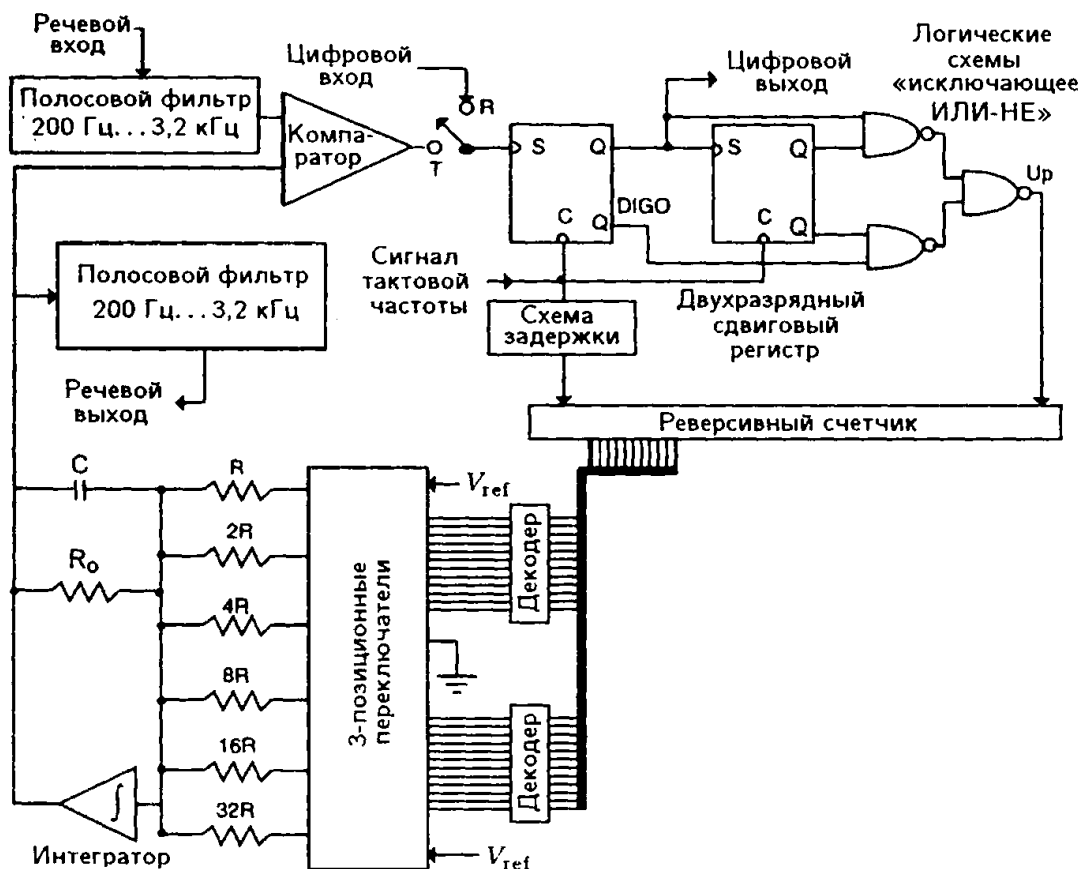


Рисунок 13 — Реализация адаптивной дельта-модуляции на ИС

Многими фирмами-производителями выпускаются адаптивные дельта-

модуляторы в интегральном исполнении, использующие совершенные цифровые алгоритмы. Цена (при закупке большой партии) таких высококачественных кодеков адаптивной ДМ составляет примерно 1 долл.

2.2.4 Вокодер и кодирование с линейным предсказанием

Для телефонии отличного качества, известного также как «качество междугородной телефонной связи», ИКМ системы требуют скорости передачи $f_b = 64$ кбит/с. С адаптивной ДИКМ и ДМ скорость передачи может быть уменьшена до значений, лежащих в диапазоне от 12 до 32 кбит/с. Если желательно дальнейшее уменьшение номинальной скорости передачи при сохранении кодирования речи с качеством телефонии, равным качеству «междугородной связи» или близким к нему, то должны использоваться более совершенные методы кодирования сигнала.

К перспективным системам кодирования/декодирования речи относятся блочные кодеры [7]. Кодеры, используемые в обычных ИКМ и адаптивных ДИКМ и ДМ системах, имеют скалярные квантователи. Скалярные квантователи дают единственный выходной отсчет, основанный на текущем входном отсчете и N предыдущих выходных отсчетах (в обычных ИКМ системах $N = 0$). Блочные кодеры формируют вектор выходных отсчетов, основанный на текущем и N предшествующих входных отсчетах. Устройства блочного кодирования часто классифицируют в соответствии с применяемыми способами отображения (mapping techniques), в такую классификацию включаются векторные квантователи, кодеры с различными ортогональными преобразованиями и канализированные кодеры, такие как субполосный кодер. Далее они описываются своими алгоритмическими структурами, включая кодеры с кодовыми словарями, древовидные и решетчатые кодеры, дискретное преобразование Фурье, дискретное косинусное преобразование, дискретное преобразование Уолша-Адамара, дискретное преобразование Карунена-Лоэва и блок квадратурных зеркальных фильтров. Рассмотрим основные концепции часто используемых вокодеров и перспективных методов кодирования с линейным предсказанием (LPC).

Вокодеры моделируют процесс формирования речи. Базовая модель включает в себя следующие элементы:

а) сигнал возбуждения, типичный для давления воздуха, модулируемого голосовыми связками;

б) фильтр, характеризующий речевой тракт человека (ротовая и носовая полости).

Чтобы воспроизвести речь, фильтр, моделирующий «речевой тракт», обновляется с относительно медленной скоростью (обычно 50 раз в секунду), чтобы имитировать скорость движения рта и языка. Канальные вокодеры моделируют фильтр речевого тракта посредством блока из 12-32 полосовых фильтров с прилегающими, но неперекрывающимися частотными полосами. Коэффициент передачи каждого фильтра настраивается независимо от других.

Вокодеры с линейным предсказанием моделируют фильтр речевого тракта посредством единственного линейного полюсного фильтра. Полюсные фильтры малых порядков p (в интервале между 6 и 12) почти идеально подходят для моделирования передаточной функции речевого тракта. В сущности, они дают возможность моделировать от 3 до 6 ($p/2$) резонансных частот (т.е. формант), которые являются характеристикой человеческой речи в интересующей полосе частот (от 0 до 5 кГц). Вдобавок, p реальных параметров, которые описывают речевой тракт в определенный момент времени, могут быть эффективно выделены методом линейного предсказания из первых $p+1$ автокорреляционных функций $R(k)$ речевого сигнала и смоделированы посредством быстрых алгоритмов или с использованием векторного квантования (VQ). Когда применяется VQ, для периодического описания изменяющегося во времени фильтра требуется лишь от 400 до 500 битов.

Поскольку для передачи определенного сегмента речи служит определенный фильтр речевого тракта, то инверсной фильтрацией этого сегмента речи может быть получено идеальное возбуждение, как это показано на рисунке 14. По определению, последовательное подключение какого-нибудь фильтра к его инверсному аналогу равносильно только введению «чистой» задержки сигнала (т.е. общий импульсный отклик представляет собой задержанный единичный импульс).

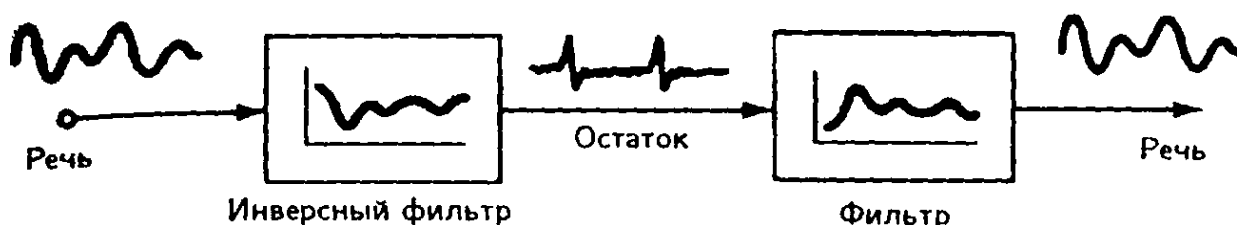


Рисунок 14 — Сигнал возбуждения, полученный инверсной фильтрацией

Особенно легко получить инверсный фильтр для полюсного фильтра, взяв для этого бесполюсный фильтр, в характеристике которого вместо полюсов имеются только нули. Сигнал, полученный в результате инверсной фильтрации речи (т.е. идеальное возбуждение), называется остатком (residual). Остаток содержит значительную избыточность, что привело к разработке нескольких кодирующих схем. Типичный остаточный сигнал показан на рисунке 15 [8].

Отметим, что в случае вокализованного сигнала спектр сохраняет свою периодическую тонкую структуру.

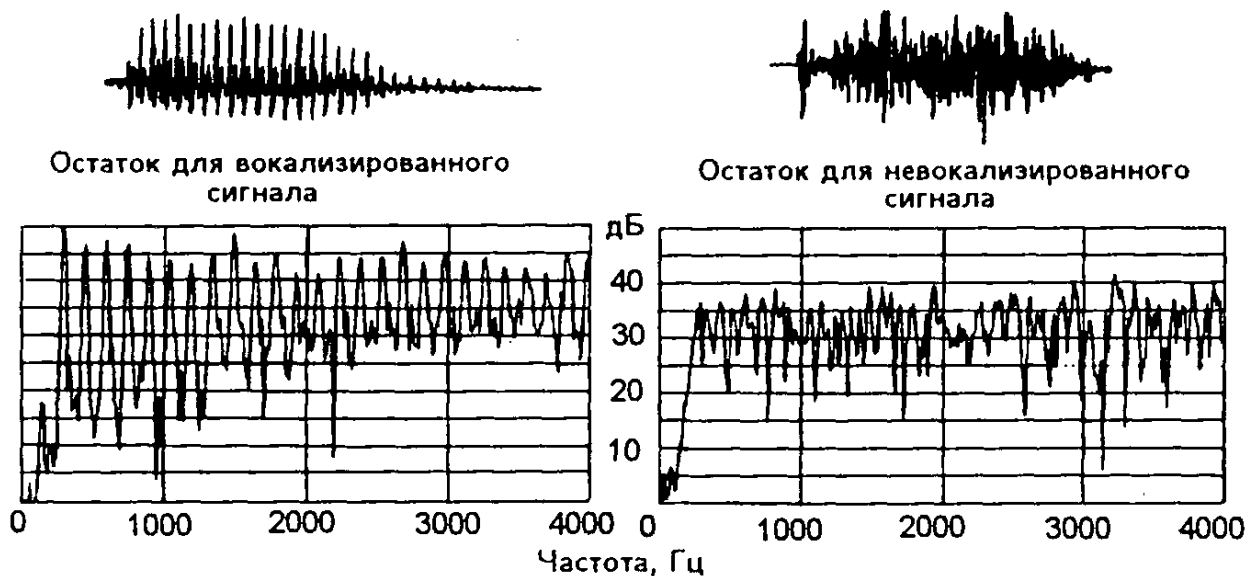


Рисунок 15 — Типичные вокализованный и невокализованный остаточные сигналы с относительно равномерным спектром

Остатки для вокализованных звуков характеризуются наличием периодических импульсов с частотой основного тона, а для невокализованных звуков — белым шумом. Оба типа имеют равномерный спектр, но с периодической тонкой структурой в случае вокализованных звуков. Тонкая структура вызывается гармониками основной частоты. В вокодерах с импульсным возбуждением и линейным предсказанием (pulse excited linear predictive, PELP), таких как стандартный кодек LPC-10, имеющий скорость 2400 бит/с, в действительности остаток не передается, а синтезируется с помощью искусственного дуального источника (рисунок 16), который управляется следующим образом:

- а) переключатель «речь/не речь» определяет, какой из источников включается — источник периодических импульсов или источник белого шума;
- б) в случае источника периодических импульсов параметром периода основного тона задается расстояние между импульсами, выраженное в количестве отсчетов;
- в) общая мощность возбуждения управляется коэффициентом усиления G .

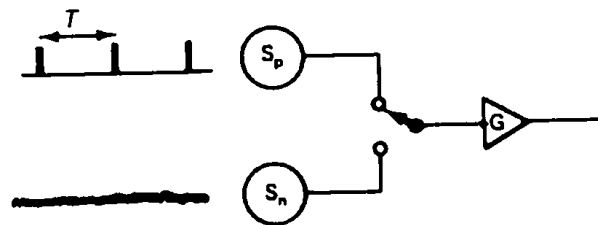


Рисунок 16 — Механизм возбуждения в вокодерах с импульсным возбуждением и линейным предсказанием (PELP)

В вокодерах с возбуждением остатка и линейным предсказанием (residual excited linear predictive, RELP) выделенный остаток экономично кодируется и передается. В RELP вокодерах фильтр речевого тракта действует как механизм формирования шума для любого белого шума квантования, генерируемого при кодировании остатка. В ряде экспериментов показано, что для получения хорошего качества связи достаточно передача только части спектра остатка (от 0 до 1000 Гц). Эта процедура раскрывается на рисунке 17. При регенерации высокочастотной части, используется периодичность спектра остатка. Так, отсутствующая часть спектра наилучшим образом может быть получена копированием известной части. Такое копирование можно выполнить либо фолдингом спектра, либо его переносом по частоте.

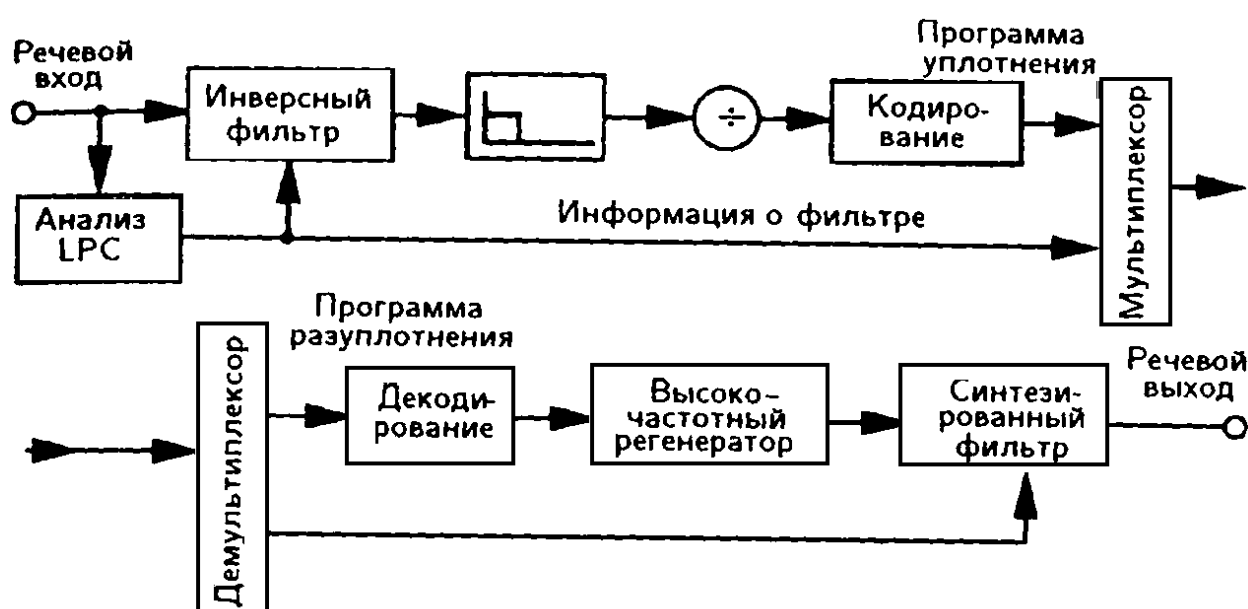


Рисунок 17 — Структурная схема вокодера с возбуждением остатком и линейным предсказанием (RELP)

Анализ кодирования с линейным предсказанием определяет спектр речи на входе, тем самым определяя инверсный фильтр, который должен использоваться. Остаток затем фильтруется ФНЧ, прореживается и кодируется во временной области. Остаток и информация о фильтре уплотняются во времени.

Применение метода возмущений (perturbation technique) заметно улучшает субъективные результаты, устраняя в некоторой степени нежелательную регулярность, вводимую копированием спектра.

Вокодеры с возбуждением остаточным сигналом в основной полосе частот и линейным предсказанием (baseband RELP, BBRELP), работающие со скоростью 2400 бит/с, имеют качество, сравнимое с качеством действующего стандарта LPC-10, и обеспечивают значительно лучшую помехоустойчивость к фоновым шумам. Эта помехоустойчивость

достигается благодаря применению эффективных схем векторного квантования при кодировании во временной области остаточного сигнала полосы модулирующих частот.

2.2.5 Сравнение характеристик методов обработки речи

Строгие и полные сравнения характеристик различных методов, применяемых в кодеках, являются сложными, тонкими задачами. Поскольку качество речи — понятие субъективное, часто требуются статистические показатели мнений нескольких сотен слушателей. Детальные требования к кодекам и передаче/приему с речевым качеством стандартизированы рядом международных организаций. В таблице 5 дается сравнение основных характеристик нескольких кодеков для обработки речи.

Таблица 5 — Сравнение характеристик различных методов обработки речи, применяемых в кодеках

Тип кодека	Требуемая скорость передачи, кбит/с	Пороговая вероятность ошибки на бит (BER)	Субъективное качество	Относительная сложность; потребление мощности
ИКМ	64	10^{-4}	Междугородная связь	Простой; низкое
АДИКМ	10...40	$10^{-3} \dots 10^{-4}$	Почти междугородная связь	То же
Адаптивная ДМ	10...40	10^{-2}	То же	То же
Вокодер	1...15	10^{-2}	Хорошее	Сложный; высокое
LPC	1...15	10^{-2}	То же	То же

К наиболее важным параметрам относятся следующие:

1) Битовая скорость — это диапазон требуемых скоростей передачи. Для систем с более низкой битовой скоростью требуется меньшая полоса частот; по этой причине они обеспечивают более высокую эффективность использования спектра и мощности и, в конечном счете, приводят к сотовым системам радиосвязи с повышенной емкостью.

2) Пороговая вероятность ошибки на бит (BER или Pe). Более высокое значение пороговой BER ведет к более робастной структуре системы. Например, кодек адаптивной дельта-модуляции может допускать высокую BER ($BER = 10^{-2}$), тогда как система ИКМ требует низкой BER ($BER = 10^{-4}$). Более высокое допустимое значение BER (робастность) ведет к более низким требованиям к отношению несущая/помеха и увеличению емкости сети.

3) Качество является субъективным результатом измерения и оценки. «Качество междугородной связи» (toll grade) относится к качеству проводной

системы телефонной связи, международной и США. Термин «хорошее» относится к приемлемому качеству с отличной разборчивостью и низким уровнем шума. В системе с «хорошим» качеством звук может быть менее естественным, чем в системе с качеством междугородной связи.

4) Сложность или потребление мощности определяются по отношению к обычным ИКМ кодекам, реализованным в БИС. Потребление мощности и задержка обработки сигнала для перспективных LPC кодеков или вокодеров в несколько раз выше, чем для ИКМ кодеков.

Принципиальное преимущество перспективных кодеков заключается в том, что они могут достигать хорошего или междугородного качества при значительно более низкой битовой скорости. Системы с пониженной битовой скоростью приводят к увеличенной емкости или к более низким требованиям к мощности радиосигнала, или же и к тому, и к другому.

2.2.6 Контроль эха и задержки

В сущности, эхо-сигналы передаваемой речи или данных имеют место во всех телефонных сетях. Чем больше задержка эхо-сигнала, тем больше он мешает и тем больше внимания нужно уделить тому, чтобы его влияние стало допустимым.

В схеме проводной сети междугородных линий в любом месте, где передаваемый сигнал встречает рассогласование импедансов, часть этого сигнала отражается как эхо. Телефонные и факсимильные аппараты и устройства передачи данных присоединяются двухпроводной линией к дифференциальной системе, расположенной на центральной телефонной станции. И для передачи в сторону телефонной станции, и для приема со стороны телефонной станции используются только двухпроводные линии, что приводит к значительной экономии провода и коммутационного оборудования местного телефонного узла.

В системах дальней связи возникает необходимость в контроле уровня эха (с применением подавления или компенсации эхо-сигналов).

Беспроводные системы часто соединяются с проводными коммутируемыми телефонными сетями общего пользования (КТСОП) или цифровыми сетями с интеграцией служб (ЦСИС).

Эхо и задержка, вводимые в этих сетях, должны также контролироваться в элементах беспроводной сети, включающей базовые станции и мобильные средства. Пути эха и участки задержки в беспроводной телефонной системе иллюстрируются на рисунке 18.

Задержки до 100 мс при обработке сигнала и его передаче по единственному пути (без эха) не приводят к субъективному восприятию помехи телефонному разговору. Более длительные задержки становятся заметны и могут быть неприятны для пользователя. Пример тому — 260-миллисекундная задержка передачи в одном направлении по спутниковой линии.

Задержанные эхо-сигналы намного сильнее ухудшают воспринимаемую речь, чем задержка сама по себе. При мощных эхо-сигналах

задержка одного из них лишь на несколько миллисекунд может уже вызывать неприятное ощущение. По этой причине и в проводных, и в беспроводных системах должен осуществляться контроль эха.

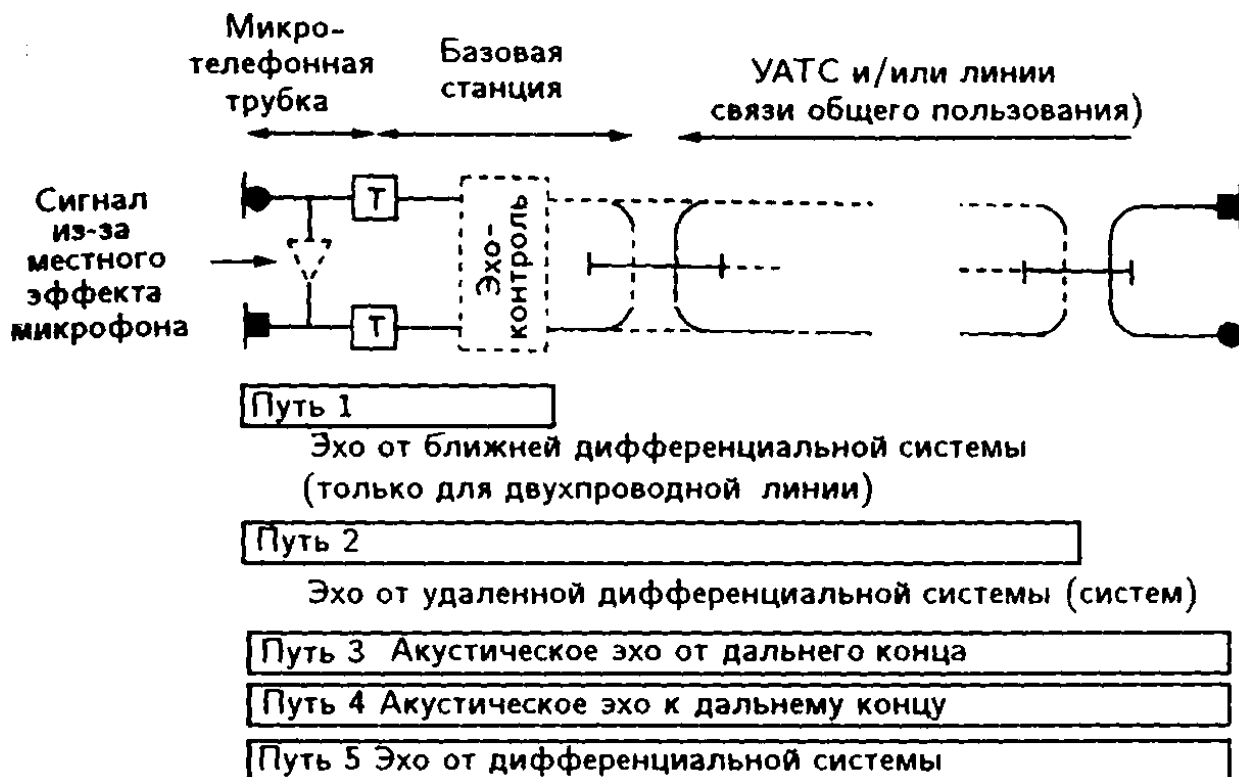


Рисунок 18 — Пути эха и участки задержки в подвижной связи

Контроль эха достигается применением эхоподавителей и эхокомпенсаторов. Эхоподавители вводят в обратный путь некоторое затухание, приводящее к ослаблению эхо-сигнала. Поочередно они предотвращают возвращение эха к источнику, разрывая обратный путь в течение интервалов времени, когда речь передает соответствующий передатчик.

При этом ухудшается качество речи во время одновременного разговора, т.е. в течение интервалов времени, когда одновременно говорят оба абонента. Упрощенная структурная схема эхоподавителя показана на рисунке 19.

Основное назначение эхокомпенсатора — сформировать искусственную копию эха и вычесть ее из просочившегося эхо-сигнала, который возвращается через дифференциальную систему, как это показано на рисунке 20.

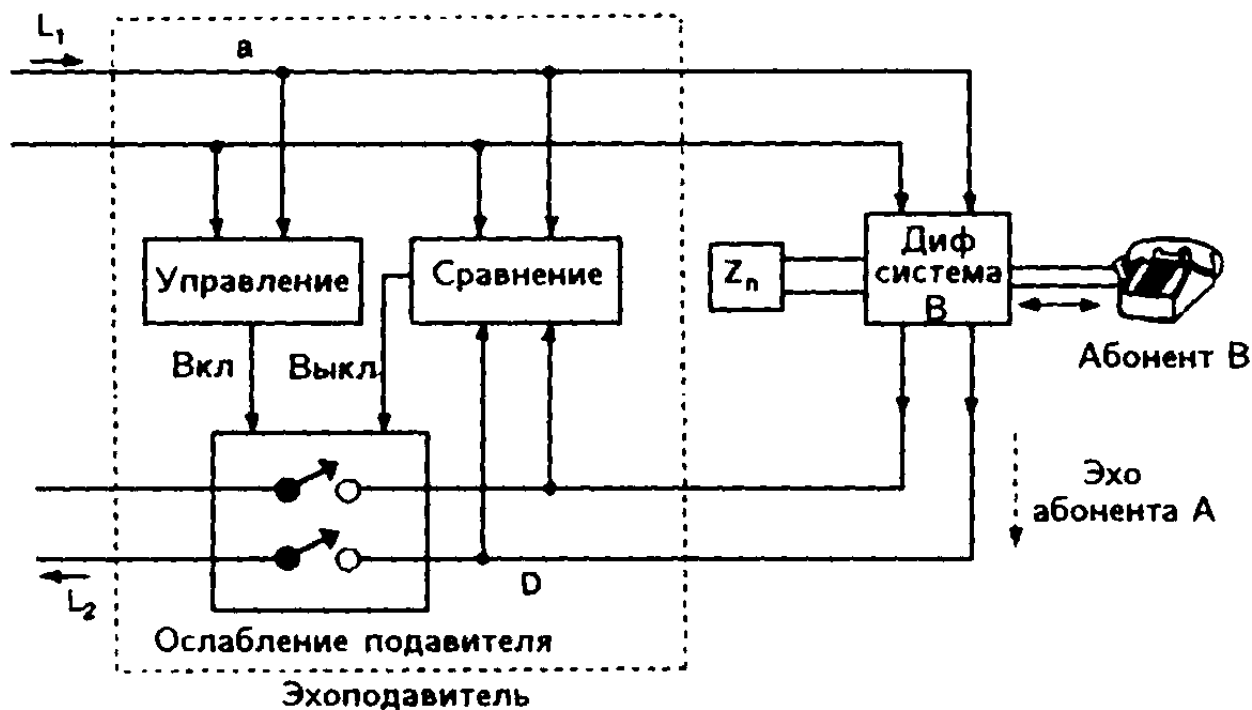


Рисунок 19 — Схема эхоподавителя

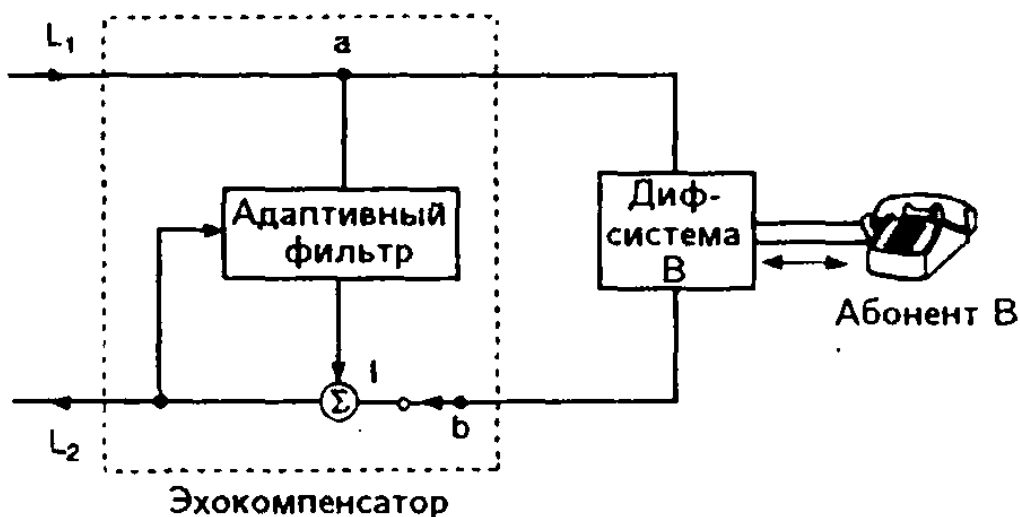


Рисунок 20 — Схема эхокомпенсатора

2.3 Американские и европейские речевые кодеки

Далее приведем краткий обзор стандартных речевых кодеков, применяемых в ряде американских и европейских беспроводных систем. Детальные современные требования представлены в наиболее ранних выпусках официальных спецификаций. Стандартные алгоритмы для кодеков 90-х годов включают в себя простую АДИ КМ, улучшенное кодирование с линейным предсказанием и возбуждением кодом, а также кодирование с линейным предсказанием и возбуждением векторной суммой. Продолжающееся исследование речевых кодеков способствует дальнейшему

уменьшению стоимости, потребления мощности и скорости передачи битов. По этой причине, следующие поколения кодеков для беспроводных применений будут использовать более совершенные методы ЦОС и работать с еще меньшими битовыми скоростями, нежели существующие.

2.3.1 VSELP: Речевой кодек цифровой сотовой системы стандарта США IS-54

Ассоциация телекоммуникационной промышленности США (TIA) совместно с Ассоциацией электронной промышленности США (EIA) определили алгоритм кодирования речи для североамериканской цифровой сотовой системы, базирующийся на методе кодирования с линейным предсказанием (LPC). Эта спецификация EIA известна как IS-54 сотовая система многостанционного доступа с временным разделением каналов (МДВРК) [9].

Данный алгоритм кодирования речи является представителем класса алгоритмов речевых кодеков, включающего в себя алгоритмы кодирования с линейным предсказанием и возбуждением кодом (Code Excited Linear Predictive Coding, CELP), стохастического кодирования или кодирования речи с векторным возбуждением. В этих методах для квантования вектора сигнала возбуждения (остатка) используются кодовые словари.

Принятый для стандарта IS-54 специфицированный TIA и EIA особый алгоритм кодирования речи является вариантом CELP и называется кодированием с линейным предсказанием и возбуждением векторной суммой — VSELP (Vector Sum Excited Linear Predictive Coding).

В алгоритме VSELP используется кодовый словарь; кодовый словарь имеет предопределенную структуру, в границах которой требуется произвести некоторые вычисления, чтобы процесс поиска в словаре мог быть значительно сокращен.

На структурной схеме цифрового декодера речи (рисунок 21) показаны различные параметры, которые должны быть определены и закодированы речевым кодером.

Речевой декодер использует два кодовых словаря VSELP возбуждения. Каждый из этих двух кодовых словарей имеет собственный коэффициент передачи. Оба сигнала возбуждения из кодовых словарей умножаются на соответствующие коэффициенты передачи и суммируются, чтобы создать возбуждение объединенного кодового словаря. Скорость передачи этого кодека $f_b = 7,95$ кбит/с. Основные параметры сведены в таблице 6.

Функционально полностью законченный, с автономным питанием речевой VSELP кодер/декодер с коррекцией ошибок речевого сигнала, который соответствует техническим требованиям EIA стандарта IS-54, реализован в виде СБИС, как это показано, например, на рисунке 22, в устройстве цифровой обработки сигналов VSELP компании AT&T.

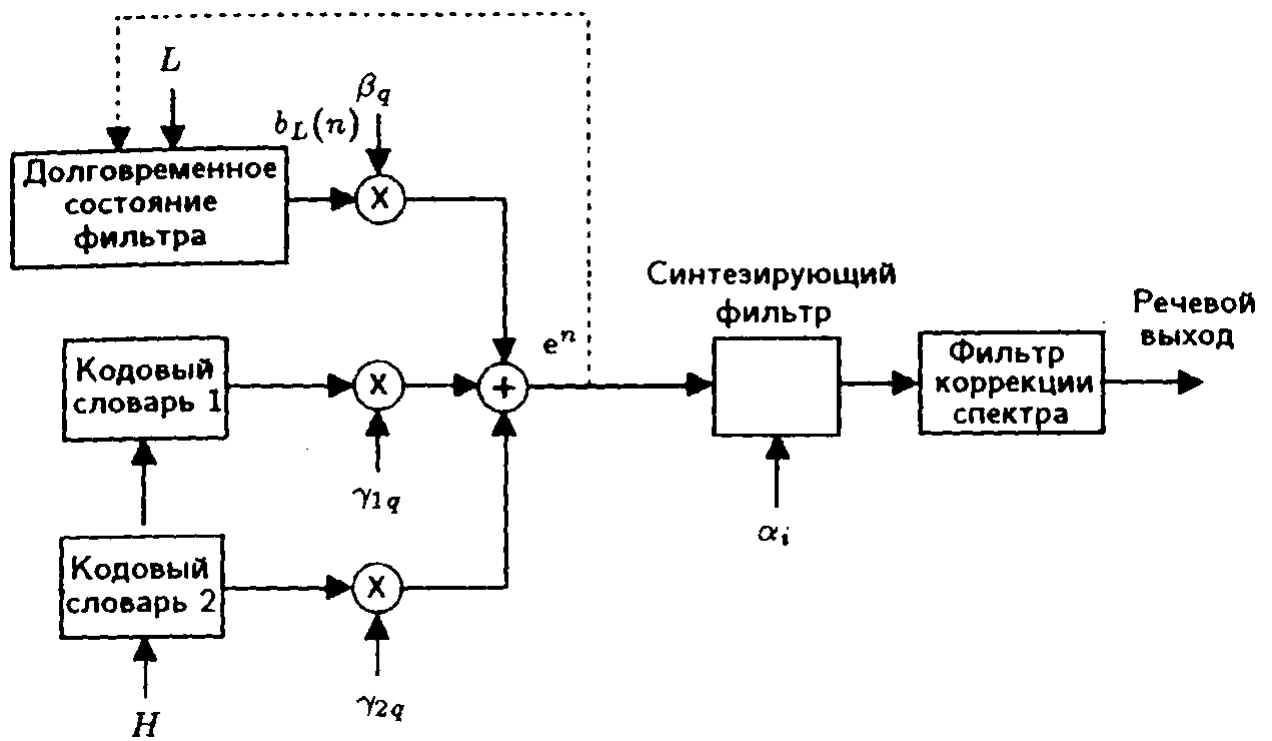


Рисунок 21 — Декодер речи цифрового сотового стандарта

Таблица 6 — Основные параметры речевого VSELP кодера

Параметр	Значение параметра
Частота дискретизации	8 кГц
Длина кадра (N)	160 отсчетов (20 мс)
Длина субкадра (Nf)	40 отсчетов (5 мс)
Порядок краткосрочного предсказателя	10
(Np) Число отводов для долговременного предсказателя	1
Число бит в кодовом слове 1 (число базисных векторов) (M1)	7
Число бит в кодовом слове 2 (число базисных векторов) (M2)	7
В интервале времени, соответствующем речевому кадру (20 мс), передается 159 бит, которые распределяются следующим образом:	
Коды параметров, которые передаются для каждого 20-миллисекундного речевого кадра:	
Энергия кадра (R0)	5 бит
Первый коэффициент отражения	6 бит

Продолжение таблицы 6

Параметр алгоритма	Значение параметра
Кратковременные коэффициенты фильтра (α_i)	38 бит на кадр
Энергия кадра (R_0)	5 бит на кадр
Задержка (L)	7 бит на субкадр (28 бит на кадр)
Кодовые слова (I, H)	(7 + 7) бит на субкадр (56 бит на кадр)
Коэффициенты усиления ($\beta, \gamma_1, \gamma_2$)	8 бит на субкадр (32 бита на кадр)

Эта реализация алгоритма VSELP речевого кодека потребляет ток менее 60мА от источника с напряжением 5В при работе с тактовой частотой 20 МГц. Когда для портативных применений потребляемая мощность должна быть минимизирована, более эффективной может оказаться аппаратная платформа DSP-1616: потребляемая ею мощность составляет менее 14 мВт на миллион операций в секунду (MIPS).

DSP-1616 VSELP компании AT&T имеет запас по производительности обработки. Для работы речевого VSELP кодера/декодера с коррекцией ошибок используется 22,5 MIPS из доступных 40 MIPS на микропроцессоре DSP-1616. Эта дополнительная производительность обеспечивает более широкие возможности для конечного применения.

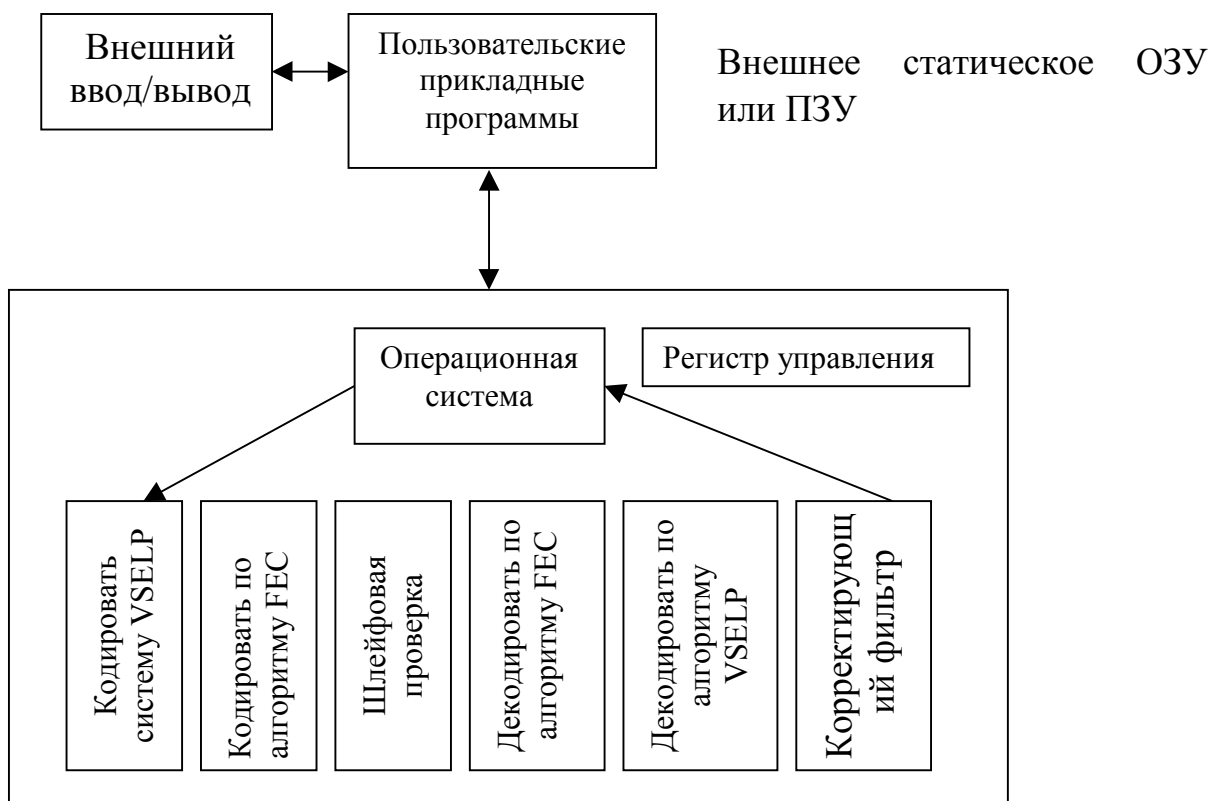


Рисунок 22 — Структура программного обеспечения, базирующаяся на сигнальном процессоре DSP-1616 VSELP компании AT&T

Устройство VSELP имеет дополнительные 3К постоянной памяти (ROM) и 1К рабочей оперативной памяти (temporary RAM) для пользовательской программы. Особенности и характеристики этого перспективного VSELP процессора приведены в таблице 7.

Таблица 7 – Характеристики процессора DSP-1616

Иллюстративные особенности (·) и характеристики сигнального процессора DSP-1616	
<ul style="list-style-type: none"> • Оптимизирован для цифровых сотовых систем с расширением архитектуры поразрядных операций • 12 Кx16 ПЗУ (с опцией защиты); 3 К доступны для пользовательской программы • 2 Кx16 двухпортового ОЗУ; > 1 К рабочей оперативной памяти доступно для пользовательской программы • Производительность обработки до 40 MIPS, время выполнения команды 33 нс и 25 нс • Маломощная 0,9 мкм КМОП технология, среднее потребление менее 14 мВт/MIPS • Полностью статическая конструкция с режимом ожидания с пониженным потреблением мощности • Два последовательных порта по 20 Мбит с возможностью мультипроцессорной связи • Полная поддержка стандарта IEEE P1149 JTAG • Восходящая объектно-кодовая совместимость с DSP-16 и DSP-16A/C 	<p>Потребляемая мощность60мА при 5В.</p> <p>Обработка VSELP (включая обнаружение ошибок сжатия, исправление ошибок и ввод/вывод управляющей программы)22,5 MIPS.</p> <p>Дополнительная производительность обработки для пользовательской программы17 MIPS с тактовым периодом 25 нс или7 MIPS с тактовым периодом 33нс.</p> <p>Сегментированное отношение с/ш (превосходящее более чем на 12дБ минимальное требование, определенное в DTIA IS-54 для теста на срыв синхронизации) 34дБ.</p> <p>Постоянная память, доступная пользователю3 К слов.</p> <p>Рабочая оперативная память, доступная пользователю1040 слов.</p>

2.3.2 АДИКМ: Кодеки для европейских систем СТ-2 и DECT

В качестве алгоритма кодирования речи для стандартов бесшнурового телефона второго поколения СТ-2 и цифровой европейской бесшнуровой системы связи DECT (Digital European Cordless Telecommunications), предусматривающих унифицированный интерфейс, определен алгоритм адаптивной дифференциальной ИКМ (АДИКМ), формирующий поток со скоростью 32 кбит/с [10]. Базовые функциональные схемы этих кодеков приведены на рисунках 23 и 24.

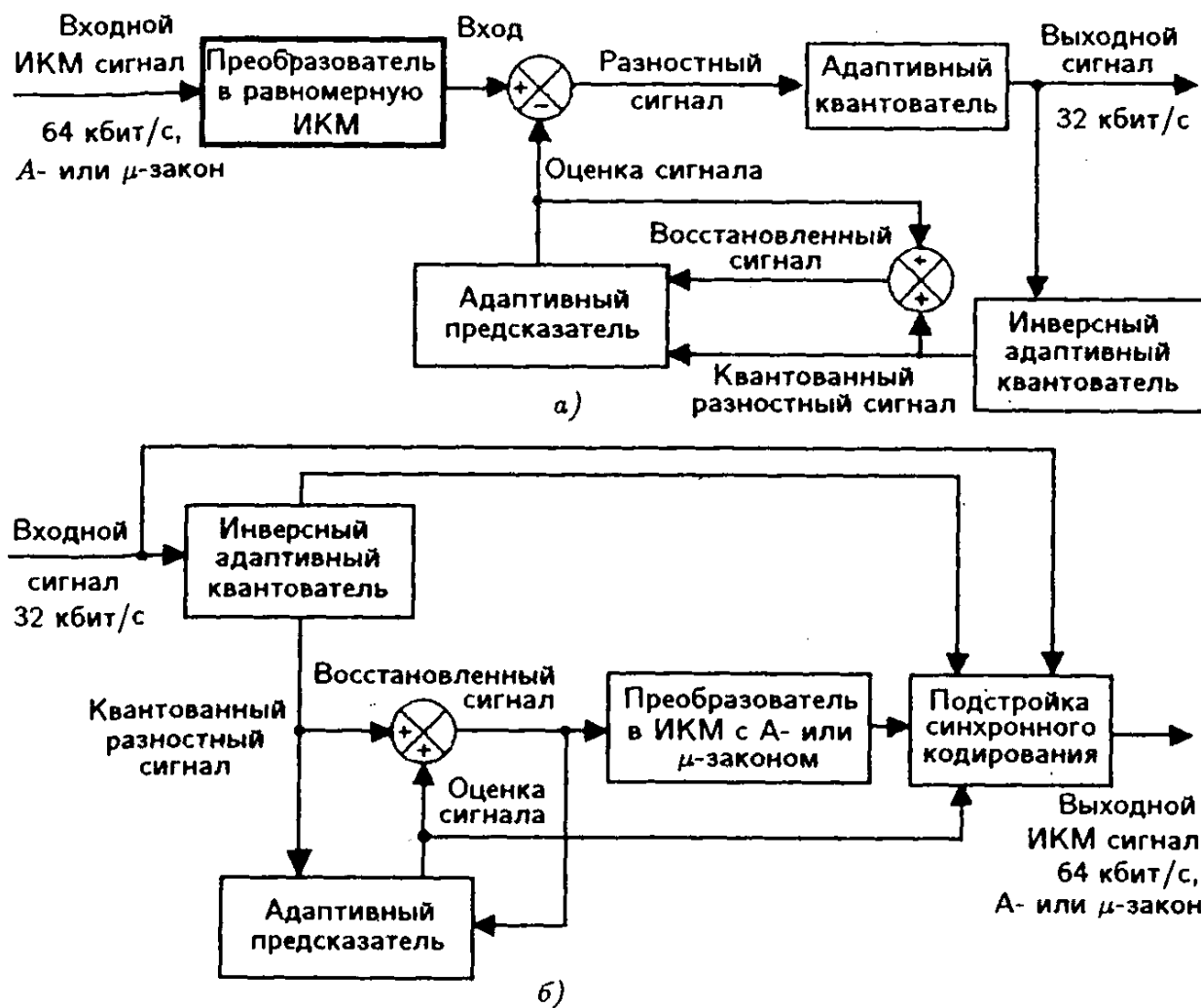


Рисунок 23 — Кодер (а) и декодер (б) АДИКМ

На вход такого стандартизированного кодера поступает стандартный ИКМ цифровой поток 64 кбит/с, кодированный либо по А-закону, либо по μ-закону. Прежде всего этот сигнал преобразуется в ИКМ с равномерным квантованием. Поток данных с равномерной ИКМ преобразуется в сигнал АДИКМ 32 кбит/с. В декодере выполняется обратная обработка сигнала и генерируется выходной ИКМ поток 64 кбит/с, кодированный по μ-закону (согласно североамериканским требованиям), или по А-закону (согласно европейским и другим международным требованиям).

Детальные алгоритмы кодирования должны соответствовать Рекомендации G.721 МККТТ для АДИКМ 32 кбит/с. Кодеки по Рекомендации G.721 поддерживают передачу речи с качеством междугородней связи и использование канала тональной частоты для факсимильных передач (телефакса) Группы 2 и Группы 3. Для Группы 3 скорость передачи ограничена значением 4,8 кбит/с.

В схеме обработки речи и плане высокоуровневой передачи СТ-2 коэффициенты передачи линейных интерфейсов даны для нулевых длин линий (рисунок 24). Любые функции командирования выполняются в функциональных блоках фильтров АЦП. Частотные характеристики систем АЦП, транскодера АДИКМ и ЦАП (рисунок 24) определены на рисунках 25 и 26. Вместо того чтобы разделить ширину частотной маски поровну между микрофонной трубкой и базовым блоком, большая часть полосы отводится для микрофонной трубки, отражая этим требования меньшей стоимости преобразователей микрофонной трубки.

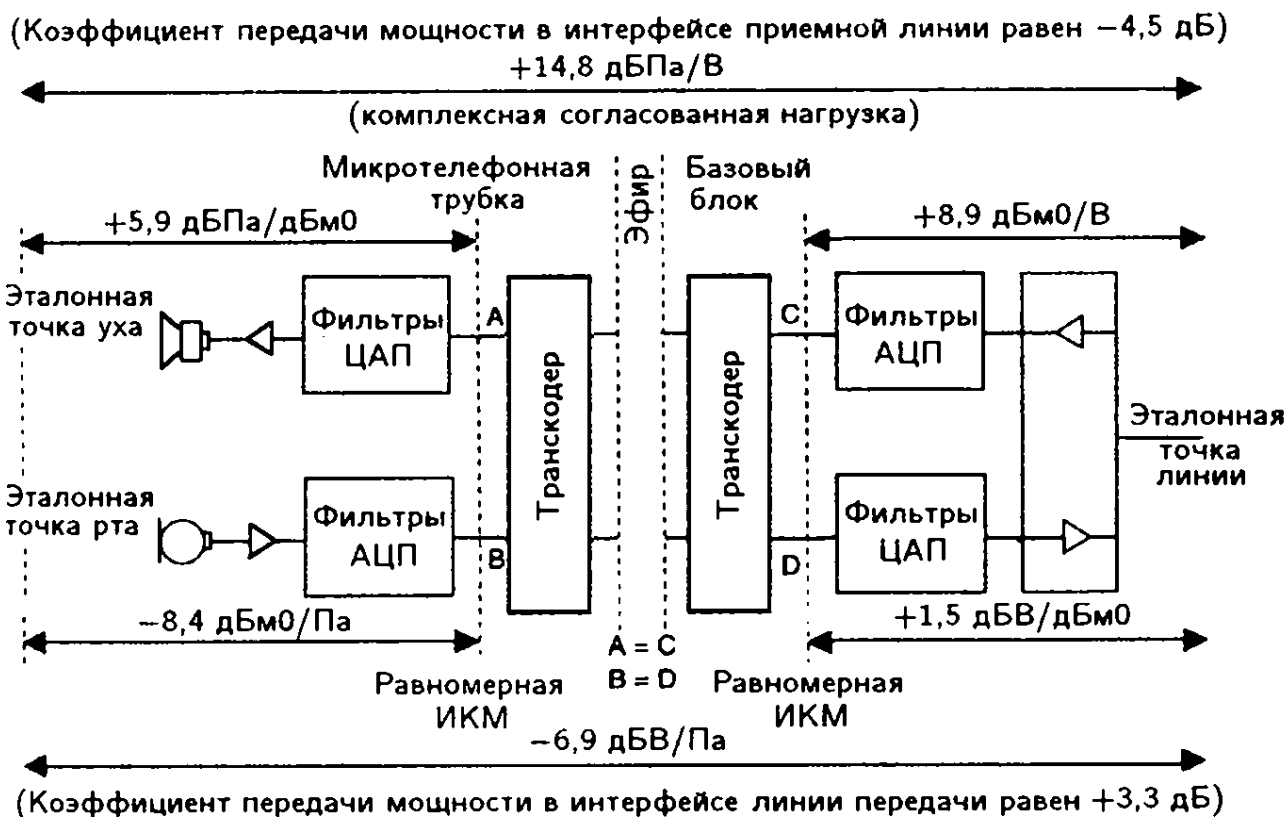


Рисунок 24 — Схема обработки речи и план высокоуровневой передачи СТ-2

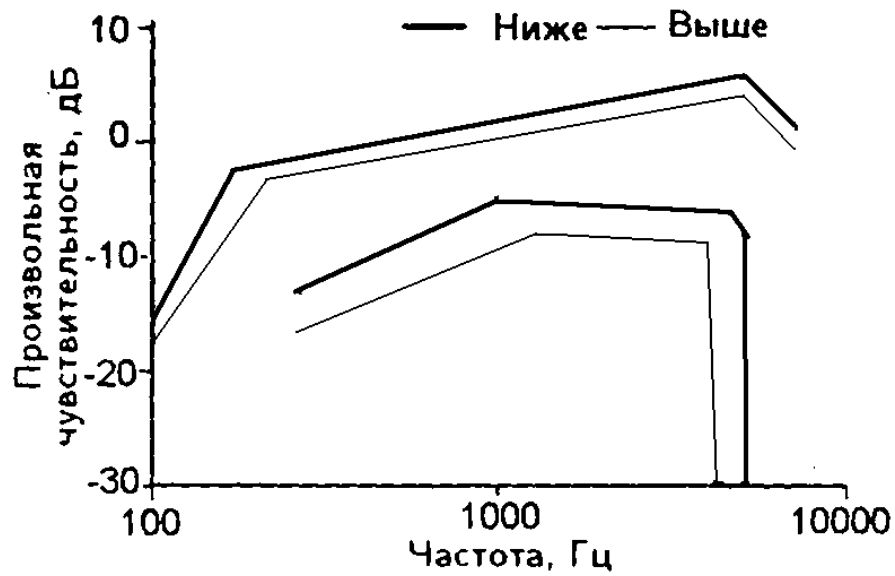


Рисунок 25 — Частотные маски передачи для микрофонной трубки в стандарте бесшнурового телефона второго поколения СТ-2

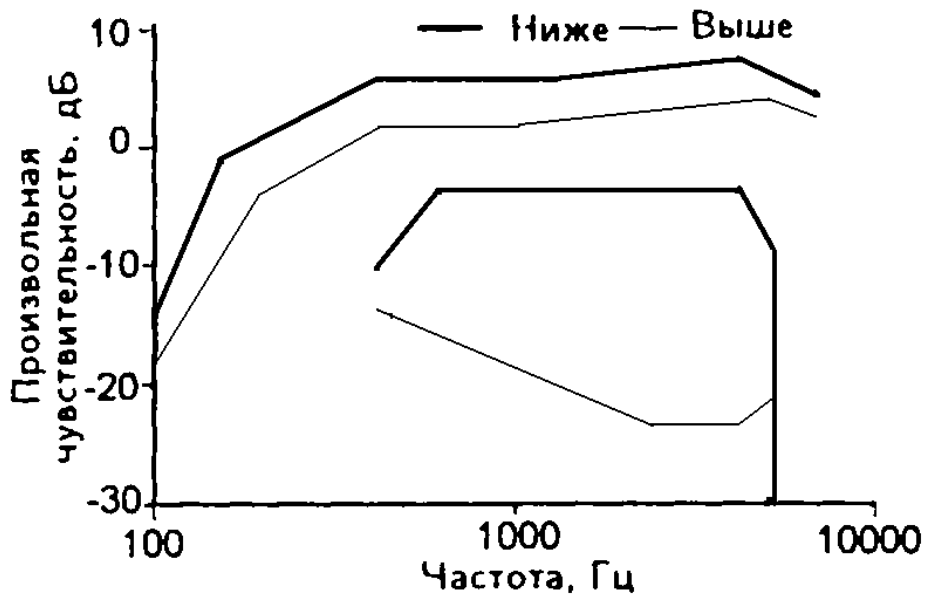


Рисунок 26 — Частотные маски приема для микрофонной трубки в СТ-2

Требования к характеристикам речевого тракта СТ-2 включают в себя спецификации для планов высокоуровневой передачи (рисунок 24), номинальной громкости звука при приеме и передаче, максимального местного эффекта, нелинейных искажений из-за эффекта клиппирования (clipping), других искажений, шума, задержки и потерь, связанных с возникновением эхо-сигналов. Отношение сигнала к суммарным искажениям должно превышать 35 дБ.

2.4 Кодирование в цифровых транкинговых системах

Процессы кодирования в цифровых транкинговых системах рассмотрим на примере системы DigiStar, которая предоставляет полный набор служб, характерных для цифровой транкинговой системы: разнообразные виды внутренних вызовов, доступ к телефонной сети общего пользования (ТФОП), передача данных, статусные вызовы, передача координат. Групповой вызов может быть произведен не только в пределах одной группы, но и по всей организации, а также для избранного набора групп. Администратор с системного пульта управления имеет возможность оперативно объединить несколько групп и абонентов в супергруппу. Необходимость в этом возникает, как правило, в исключительных ситуациях, когда требуется обеспечить взаимодействие подразделений различной ведомственной принадлежности. В таком случае обычные групповые вызовы абонентов автоматически распространяются во всех группах, входящих в супергруппу [11].

2.4.1 Радиоинтерфейс

Фирма DWC разработала собственный протокол радиоинтерфейса, который при ближайшем рассмотрении оказывается весьма схожим с открытыми радиопротокколами стандартов, использующих многостанционный доступ с частотным разделением - TETRAPOD, APCO 25 [12]. Так, скорость передачи данных в радиоканале составляет 9600 бит/с, тип модуляции - четырехпозиционная частотная манипуляция. Структурная схема тракта модуляции показана на рисунке 27.

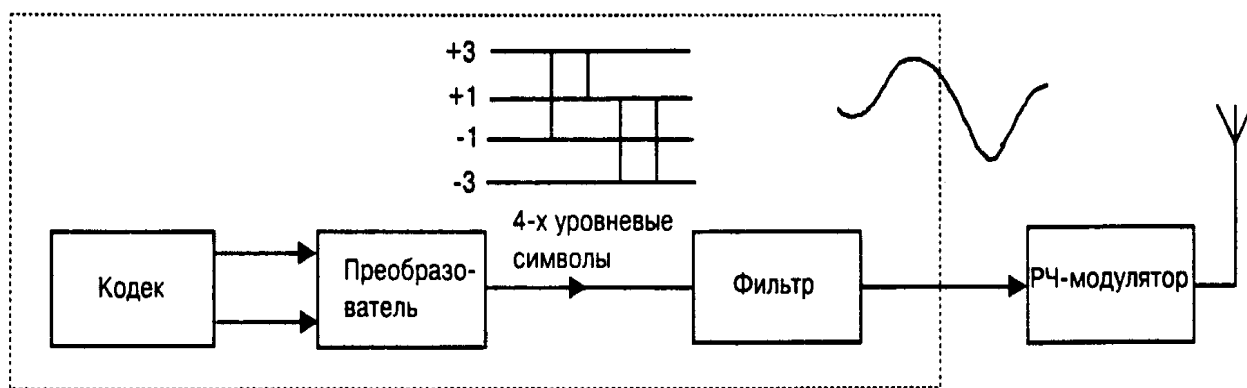


Рисунок 27 - Тракт модуляции радиоканала системы DigiStar

В потоке данных, подготовленных к передаче в радиоканал, соседние биты попарно объединяются и подаются на формирователь четырехуровневого сигнала. Этот сигнал подвергается фильтрации и подается на вход частотного модулятора. Таким образом, частота смены символов в радиоканале составляет 4800 симв/с.

В системе информация любого рода (речь, данные, координаты и др.)

передается в виде пакетов. Подготовка пакетов к передаче в радиоканал заключается в решетчатом кодировании с последующим межблочным перемежением (рисунок 28 и рисунок 29). Это позволяет обеспечить передачу информации в условиях низкого отношения сигнал/шум и глубоких замираний.

Как следует из рисунка 29, поток данных с выхода сверточного кодека записывается последовательно в строки матрицы перемежения. Считывание из матрицы перед передачей в радиоканал производится по столбцам, поэтому исходный порядок размещения

A1, A2, A3, H9, HЮ
 преобразуется к виду
 H1, G1, F1, E1, ... H2, G2, ... B10, A10.

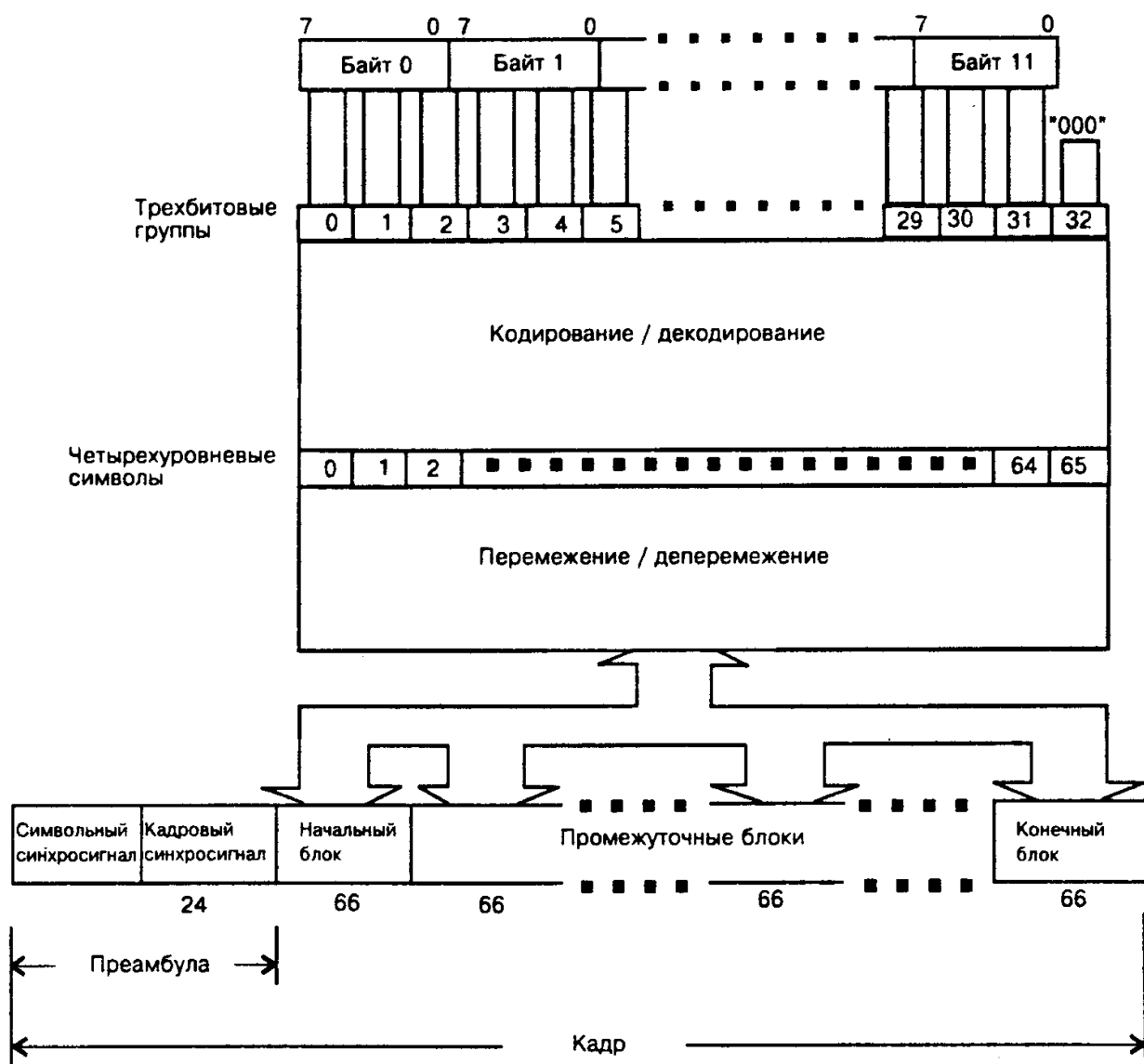


Рисунок 28 - Структура кадра и обработки потока данных радиоканала в системе DigiStar

При приеме производится демультиплексирование в обратном порядке.

В канале управления базовая станция непрерывно ведет передачу. В этом канале периодически передается следующая информация: идентификатор системы, идентификатор зоны обслуживания, назначение каналов по абонентам, текстовые сообщения службы радиовызова, дифференциальные поправки GPS, и некоторые другие сведения. Информационная скорость в канале управления 5760 бит/с.

В каналах трафика совмещаются два логических канала - передачи речи (4800 бит/с) и сигнализации (960 бит/с). В канале сигнализации передается идентификатор абонентской радиостанции, имя пользователя, координаты, и другая дополнительная информация.

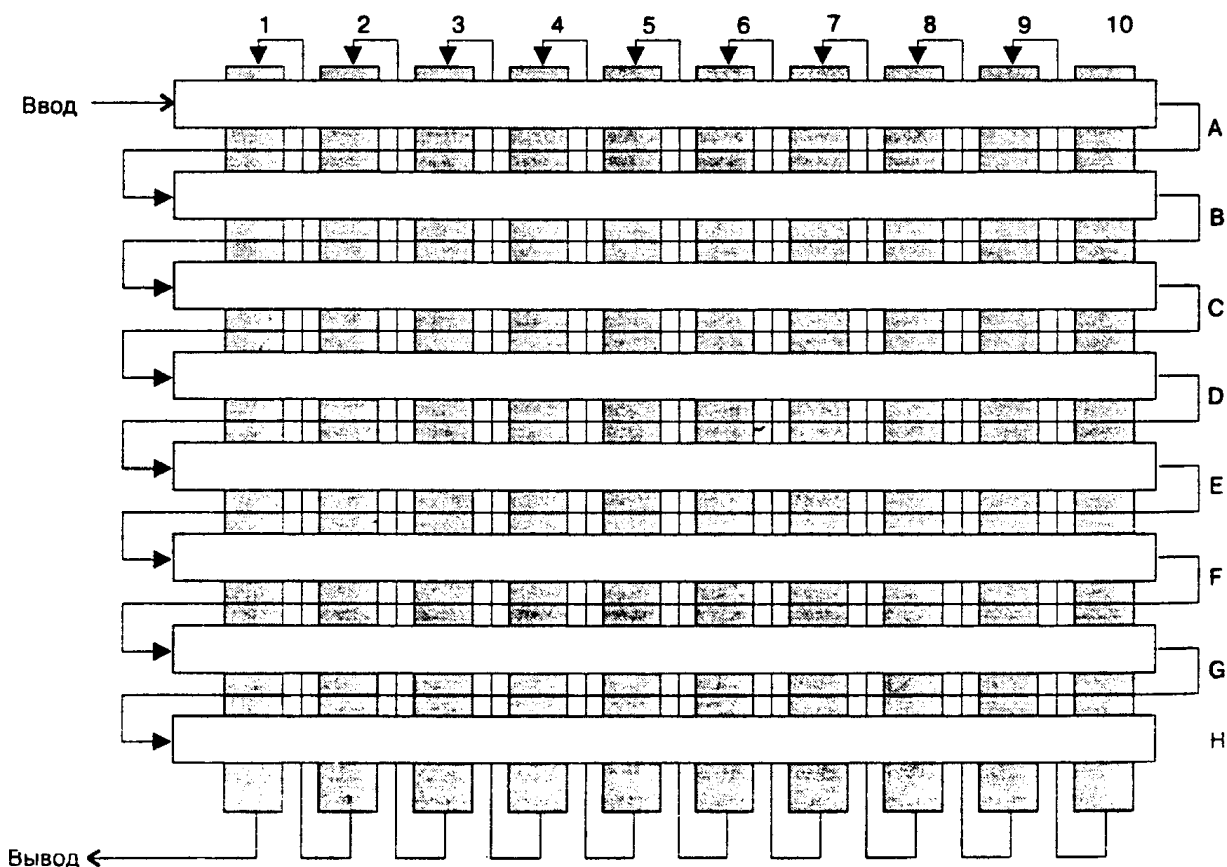


Рисунок 29 - Схемы межблочного перемещения

2.4.2 Передача цифровой речи

В системе используется только цифровая передача речи. Поддержка аналоговых ЧМ-каналов, такая как в стандарте APCO 25, не предусмотрена [13]. Преобразование речи в цифровой поток 64 Кбит/с производится по стандартной схеме с компрессированием по А- или Т- закону. Для цифрового сжатия и восстановления речи используется специализированный сигнальный процессор с производительностью 30 млн. операций в секунду. Сжатие производится с использованием фирменного алгоритма DWC,

скорость сжатого речевого потока составляет 4800 бит/с. Алгоритм реализует метод линейного предсказания. Длительность речевого кадра в системе составляет 60 мс. Поскольку алгоритм сжатия не раскрывается фирмой DWC, он является одним из барьеров защиты от перехвата информации. При необходимости, сжатый поток цифровой речи может быть дополнительно зашифрован, чтобы обеспечить еще большую безопасность радиосвязи.

Следует отметить, что на базовой станции системы речь не восстанавливается, а ретранслируется в сжатом (и, возможно, зашифрованном) виде. Это исключает возможность перехвата радиопереговоров путем простого подключения к ретранслятору непосредственно на БС.

Поскольку система использует технологию пакетной коммутации, задержка ретрансляции складывается из длительности речевого кадра (60 мс) и времени предоставления канала связи. В случае, если хотя бы один из каналов системы свободен, время предоставления канала связи равно времени установления соединения. Последнее составляет в среднем 0,2 с и не превышает 0,3 с, как для однозоновой, так и для многозоновой конфигурации. В ситуации блокирования системы время предоставления канала связи равно времени установления соединения. Последнее составляет в среднем 0,2 с и не превышает 0,3 с, как для однозоновой, так и для многозоновой конфигурации. В ситуации блокирования вызов устанавливается в очередь, и канал предоставляется только после прохождения этой очереди. Если абоненты системы работают преимущественно в полудуплексном режиме и осуществляют групповые вызовы, средняя продолжительность вызова составляет 5 с. Таким образом, в сильно загруженной системе вполне возможны продолжительные задержки ретрансляции. Вместе с тем, пользователи системы избавлены от неприятных раздражающих пауз в ожидании «зеленого света», т.е. разрешающего сигнала от радиостанции. Это обеспечивается буферизацией речи, начинающейся немедленно после нажатия пользователем кнопки «Передача». Размер буфера позволяет записать до 25 с речи, об окончании которых радиостанция извещает пользователя характерным тональным сигналом. Передача фразы в эфир автоматически начинается немедленно по предоставлении канала трафика.

2.4.3 Работа в многозоновой конфигурации

В системе используется централизованная межзональная коммутация. Обязательным элементом любой многозоновой сети является коммутатор, который по терминологии фирмы DWC называется Network Router (сетевой маршрутизатор), что вполне отвечает его назначению - коммутации пакетов между базовыми станциями [14].

Базовые станции подключаются к портам центрального коммутатора по последовательным линиям передачи данных. Один коммутатор может иметь до 255 портов. Всего в системе возможно функционирование до 255 коммутаторов, обслуживающих до 260000 ретрансляторов.

К портам коммутатора могут быть подключены не только базовые станции, но и другие коммутаторы и модули аналогового интерфейса (AIM - Analog Interface Module). Внешние сети передачи данных могут подключаться к коммутатору по интерфейсу Ethernet, или через последовательный порт. Таким образом, центральный коммутатор системы непосредственно выполняет функцию интерфейса внешних сетей с коммутацией пакетов.

Модули аналогового интерфейса позволяют обеспечить взаимодействие с ТФОП (в том числе по принципу Direct ID), с обычными радиосистемами диспетчерской связи, линиями ISDN, каналами E1 и T1, с диспетчерскими консолями, а также с любыми устройствами по четырехпроводной схеме E+M. Один модуль AIM может обеспечить только одно соединение с внешним устройством и подключается к отдельному порту коммутатора. Скорость передачи данных в линии «коммутатор - AIM» составляет 9600 бит/с.

Система DigiStar может взаимодействовать с обычными системами диспетчерской связи на уровне групп. Канал обычной системы может быть ассоциирован с какой-либо группой системы, и тогда любые вызовы в этом канале и группе будут взаимно ретранслироваться. Схема соединения системы DigiStar и обычной системы показана на рисунке 30.

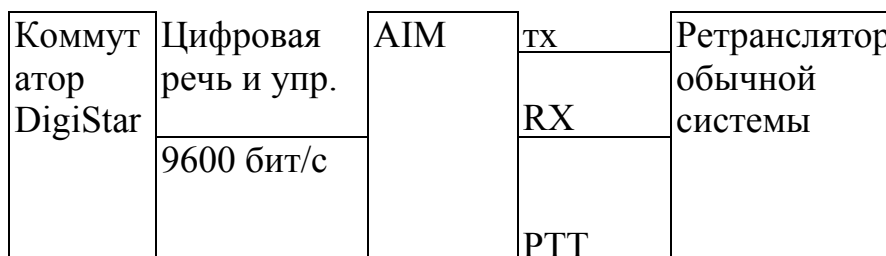


Рисунок 30 - Сопряжение системы DigiStar с обычной системой радиосвязи

Любая базовая станция системы DigiStar содержит в своем составе контроллер, выполняющий как функции устройства управления, так и локального коммутатора. Внешний трафик фильтруется контроллером и подается на отдельный последовательный порт типа RS-232C. По этому же порту осуществляется прием графика из других зон. Скорость передачи данных в этом канале растет с увеличением количества ретрансляторов.

Еще одна функция центрального коммутатора - обеспечение автоматического роуминга [15]. Для этого используются индивидуальные идентификаторы абонентов - ID. Коммутатор постоянно отслеживает распределение абонентов по зонам обслуживания. В системе поддерживаются трансзональные групповые вызовы. Эти вызовы воспроизводятся только в тех зонах, в которых зарегистрированы пользователи активной группы.

Глава 3 Теоретические и технические концепции сотовых систем связи с подвижными объектами

3.1 Введение

В этой главе описываются принципы и модели распространения радиоволн применительно к сотовым системам, персональным системам связи (PCS) и сухопутным подвижным системам радиосвязи общего пользования (PLMR). Для типичных сотовых и PCS систем не прямой видимости (NLOS) трасса случайного многолучевого распространения характеризуется тремя основными факторами — замираниями из-за многолучевости, экранированием и потерями на трассе. В главе обсуждаются причины и реальные значения доплеровского рассеяния (временных селективных замираний) и временного рассеяния (частотных селективных замираний). Описана физическая сущность нескольких математических моделей распространения и соответствующих средств моделирования (аппаратного и программного). Особо выделены основные инженерные концепции сотовых систем и принципы проектирования, учитывающие особенности распространения радиоволн и оптимизацию сети. Приведены конечные формулы для расчета максимальной протяженности зоны уверенного приема.

3.2 Распространение радиоволн при подвижной связи

Типовая модель сухопутной системы подвижной радиосвязи, например PCS, или линии передачи сотовой системы, включает в себя высокоподнятую антенну (или несколько антенн) базовой станции и относительно короткий участок распространения по линии прямой видимости (LOS). Присутствуют также множество трасс с переотражением (т.е. не прямой видимости — NLOS) и одна или несколько подвижных антенн, установленных на автомобиле или (более общий случай) в приемопередатчике подвижной или носимой радиостанции. В большинстве случаев имеет место неполный участок распространения радиоволн в пределах прямой видимости между антенной базовой станции, или точкой доступа, и антеннами подвижных радиостанций из-за естественных и искусственных препятствий (рисунки 31 и 32). При таких условиях трасса радиопередачи может моделироваться как случайным образом изменяющаяся трасса распространения. В иллюстративном примере (рисунок 31) антенна базовой станции расположена на высоте 70 м, т.е. на крыше самого высокого здания. Прямая LOS трасса с распространением в свободном пространстве (does) пролегает между базовой антенной и первым зданием. Из-за его влияния на прямой трассе до вносится затухание. Расположенные в отдалении возвышенности отражают сигналы. Отраженные задержанные сигналы при приеме могут иметь мощность, сравнимую с мощностью ослабленных сигналов прямой трассы.

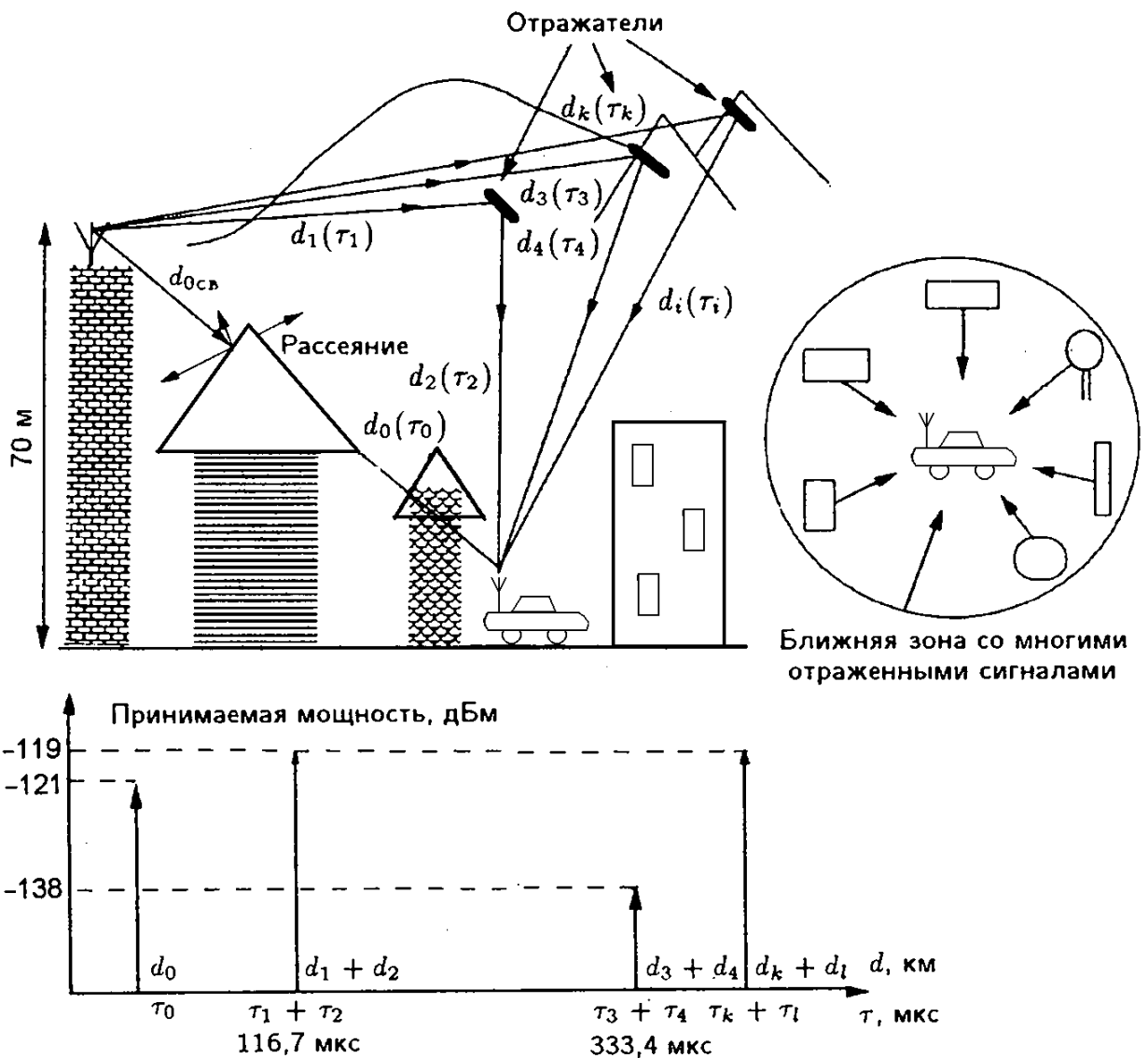


Рисунок 31 - Среда распространения радиоволн для сухопутной подвижной системы радиосвязи прямой (LOS) и непрямой (NLOS) видимости

Во многих случаях может существовать более одного пути распространения радиоволн, и эта ситуация называется многолучевым распространением. Трасса распространения изменяется при перемещениях подвижного объекта, базового оборудования и/или движения окружающих предметов и среды. На рисунке 32 высота антенны базовой станции (точка доступа) примерно 3 м; высота антенны подвижной станции, расположенной на рабочем столе, около 1 м. Офисное помещение частично разделено перегородками. Центральная лаборатория, склад и производственная зона изолированы стенами и кое-где металлическими листами.

Даже малейшее, самое медленное перемещение приводит к изменению во времени условий многолучевого распространения и, как следствие, к изменению параметров принимаемого сигнала. Предположим, например, что абонент сотовой системы находится в автомобиле на стоянке вблизи оживленной скоростной автострады.



Рисунок 32 - Среда распространения внутри помещения для микроячейки с радиусом покрытия $r=1$ км или наноячейки с покрытием $1\text{ м} \leq r \leq 50\text{ м}$

Хотя абонент относительно неподвижен, часть окружающей среды движется со скоростью 100 км/час. Автомобили на автостраде становятся «отражателями» радиосигналов. Если во время передачи или приема этот абонент также движется (например, со скоростью 100 км/час), то параметры случайным образом отраженных сигналов изменяются с большей скоростью. Скорость изменения уровня сигнала часто описывается доплеровским рассеянием.

Распространение радиоволн в подобных условиях характеризуется тремя, частично самостоятельными эффектами, известными как замирания из-за многолучевости распространения, затенение (или экранирование) и потери при распространении. Замирания из-за многолучевости описываются через замирания огибающей (независящие от частоты изменения амплитуды), доплеровское рассеяние (селективный во времени, или меняющийся во времени, случайный фазовый шум) и временное рассеяние (изменяющиеся во времени длины трасс распространения отраженных сигналов вызывают временные изменения самих сигналов). Временное рассеяние приводит к появлению частотно-селективных замираний. Указанные явления поясняются на рисунке 33 и рассматриваются далее.

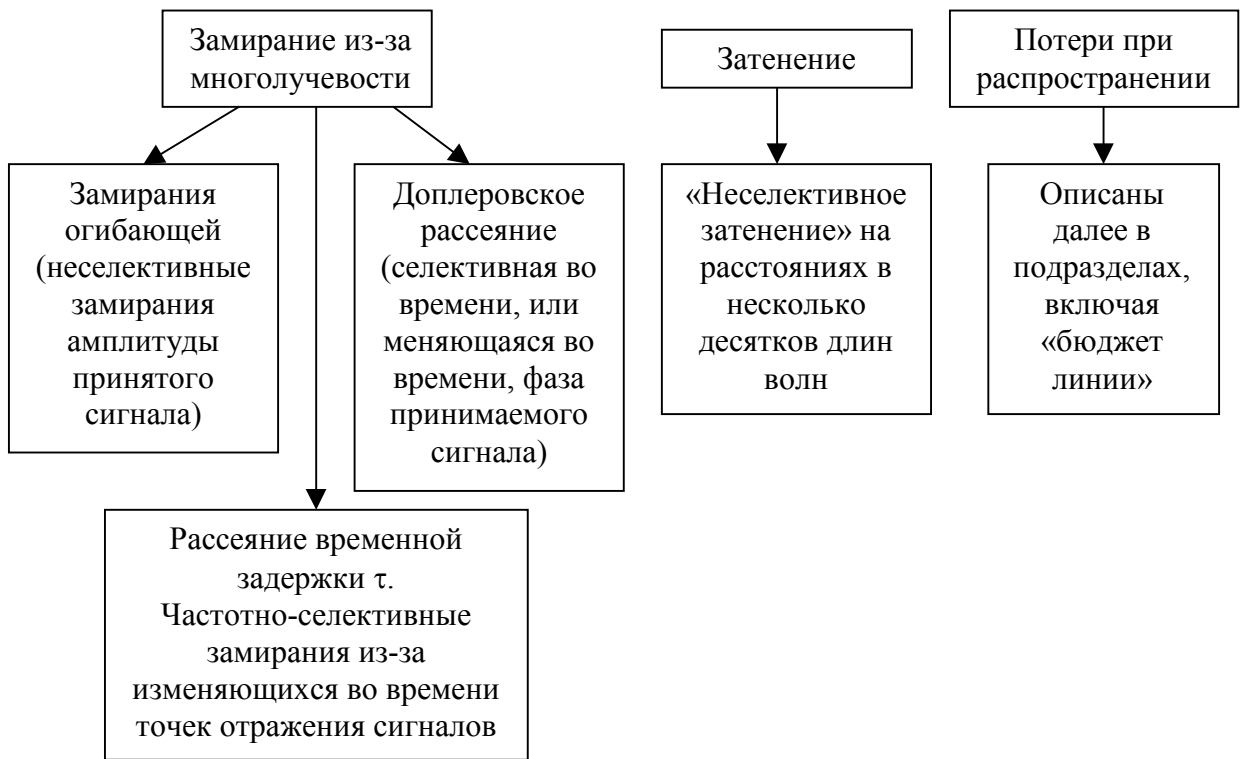


Рисунок 33 - Явления замираний из-за многолучевости, затенения и потерь при распространении

3.2.1 Замирания огибающей

Чтобы проиллюстрировать основные свойства замираний огибающей, обратимся к рисунку 34. Предполагается, что базовая станция передает сигнал $s_T(t)$ с ФМ и постоянной огибающей:

$$s_T(t) = A e^{j[\omega t + \psi_s(t)]}, \quad (9)$$

где A — константа;

ω — угловая радиочастота (РЧ);

$\psi_s(t)$ — модулирующий фазу или частоту сигнал-переносчик информации, известный также как сигнал полосы модулирующих частот.

Изменяющуюся во времени «среду распространения» $p(t)$ можно представить как

$$p(t) = r(t) e^{j\psi_r(t)}, \quad (10)$$

где $r(t)$ — изменяющаяся во времени огибающая;

$\psi_r(t)$ — изменяющаяся во времени случайная фаза среды распространения.

Огибающая случайной среды распространения $r(t)$ может быть

разделена на долговременную, или усредненную, составляющую замираний $m(t)$ и кратковременную составляющую, обусловленную быстрыми замираниями из-за многолучевости $r_0(t)$, что отражено формулой

$$r(t) = m(t)r_0(t), \quad (11)$$

где $r_0(t)$ имеет среднее значение, равное 1.

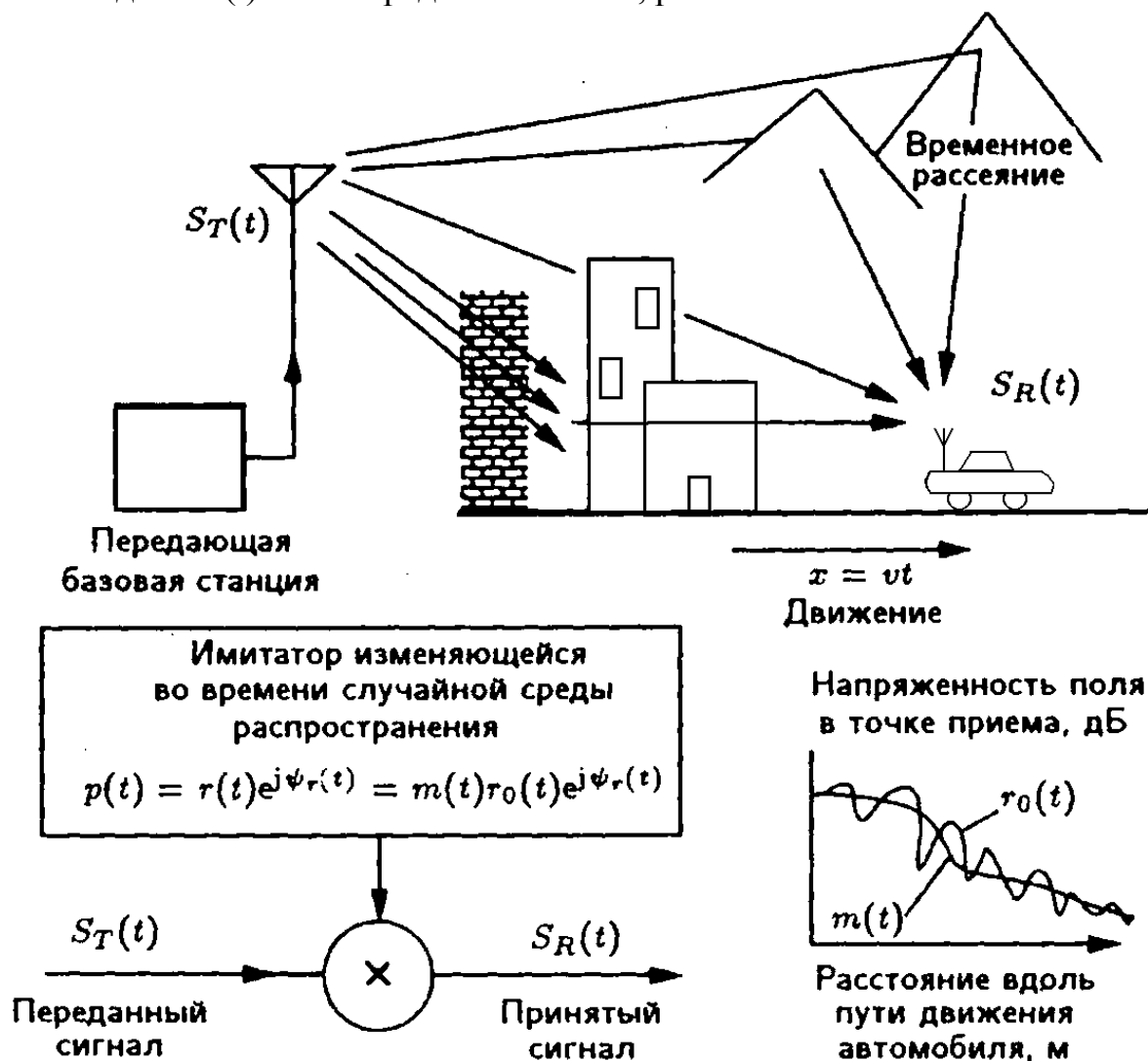


Рисунок 34 - Явление замираний – иллюстрация меняющейся во времени огибающей в канале с замираниями

Если и базовая станция, и подвижные объекты неподвижны, но окружающая среда перемещается (а это практически всегда так, поскольку даже малейшее и самое медленное перемещение приводит к изменяющимся во времени отражениям в системе NLOS), тогда можно воспользоваться выражением (11), где время t — случайная переменная. Если подвижный объект движется со скоростью v , м/с или км/ч, то длина трассы распространения между базовой станцией и подвижным объектом равна

$$x=vt. \quad (12)$$

В этом случае мы можем записать выражение (11) как

$$r(x)=m(x)r_0(x). \quad (13)$$

Переданный сигнал $sT(t)$ с постоянной огибающей умножается на меняющуюся во времени случайную «передаточную функцию» среды распространения $p(t)$. Таким образом, мы имеем мультипликативную модель замираний. Заметим, что мы используем аддитивные модели, например модель аддитивного белого гауссова шума для стационарных каналов, которые встречаются в системах геостационарных спутников или в коаксиальных кабельных системах.

Когда приемник, передатчик или окружающая среда даже незначительно перемещаются, эффективное перемещение превышает несколько сотых длины волны. Например, в системах радиосвязи диапазона 2 ГГц длина волны

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}}{2 \cdot 10^9 \text{ Гц}} = 15 \text{ см.}$$

Таким образом, если приемник перемещается лишь на расстояние 1,5 см, он смещается на $1,5 / 15 = 0,1$ длины волны. Перемещение на расстояние, большее, чем несколько сотых длин волны, может вести к флюктуациям огибающей. Эту ситуацию иллюстрирует рисунок 34.

Огибающая принятого флюктуирующего сигнала имеет релеевское распределение, когда число падающих плоских волн со случайным направлением прихода достаточно велико и среди них отсутствует заведомо доминирующая составляющая трассы прямой видимости (LOS). Релеевское распределение является наиболее часто используемой функцией распределения для каналов сухопутных систем подвижной связи, включая наружные (вне помещений) сухопутные подвижные и внутренние (внутри зданий) применения радиосвязи. Множество экспериментальных результатов показывают, что релеевское распределение является достаточно точной математической моделью. Замирания 20 дБ или более глубокие по сравнению со средне-квадратическим значением огибающей сигнала случаются примерно в течение 1% времени; замирания 30 дБ или более — в течение 0,1% времени; 40 дБ или более — только в 0,01% времени. Вероятность появления, длительность и степень замирания огибающей оказывают значительное влияние на характеристики как цифровых, так и аналоговых систем подвижной радиосвязи.

3.2.2 Доплеровское рассеяние: случайные изменения фазы и время когерентности

Ранее было показано, что изменениям огибающей во времени вследствие случайных замираний сопутствуют случайные изменения фазы. Эти фазовые изменения вызывают появление шума из-за случайной частотной модуляции (ЧМ) [16]. Ширина спектра шума случайной ЧМ в полосе модулирующих частот равна приблизительно удвоенному максимальному доплеровскому рассеянию, или удвоенной максимальной доплеровской частоте.

Максимальная доплеровская частота

$$f_d = v / \lambda \quad (14)$$

и

$$\lambda = c / f \quad (15)$$

Таким образом,

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c/f} = \frac{vf}{c} \quad (16)$$

где $c=3 \cdot 10^8$ м/с — скорость распространения света;

v — скорость перемещения подвижного объекта с учетом скорости перемещения окружающей среды, м/с;

λ — длина волны радиосигнала, м;

f — радиочастота, Гц.

Пример. Каково максимальное доплеровское рассеяние и ширина спектра шума случайной ЧМ в полосе модулирующих частот из-за эффекта Доплера для системы подвижной радиосвязи на частоте 850 МГц, если:

а) окружающая среда относительно неподвижна, а скорость передвижения передатчика составляет 80 км/ч?

б) передатчик и приемник системы PCS расположены внутри здания, неподвижны, но вблизи приемника проходит человек со скоростью 3 км/ч?

Решение примера.

а) Значение максимального доплеровского рассеяния при $v = 80$ км/ч можно получить из формулы (16):

$$f_d = \frac{vf}{c} = \frac{80 \cdot 10^3}{3600} \cdot 850 \cdot 10^6 = 63 \text{ Гц.}$$

Ширина спектра шума, вызванного случайной ЧМ в полосе модулирующих частот, равна приблизительно удвоенному значению максимального доплеровского рассеяния, т.е. 126 Гц;

б) Для $v = 3$ км/ч имеем

$$fd = 63 \cdot (3 / 80) = 2,36 \text{ Гц.}$$

Доплеровское рассеяние определяется как ширина спектра принятой несущей, когда через канал с многолучевым распространением передается единственная синусоидальная несущая. Если несущая передается на частоте f_0 , то из-за доплеровского рассеяния fd мы принимаем «размазанный» спектр сигнала со спектральными компонентами между частотами $f_0 - fd$ и $f_0 + fd$. Этот эффект, известный как селективные во времени замирания, можно интерпретировать как эффект временной декорреляции канала со случайными замираниями из-за многолучевого распространения радиоволн.

Время когерентности C_T обычно определяется как интервал времени, в пределах которого коэффициент корреляции значений огибающей не менее 0,9. Этот параметр обратно пропорционален максимальной доплеровской частоте и определяется:

$$C_T = \frac{1}{f_d}. \quad (17)$$

3.2.3 Временное рассеяние: физическая причина и общее представление

Физическую причину временного рассеяния τ иллюстрирует рисунок 31. Сигнал на трассе распространения в пределах прямой видимости (LOS) d_0 , имеющий время распространения t_0 , сильно ослаблен высокими зданиями. Предположим, что мощность ослабленного сигнала на трассе LOS равна -121 дБм. Подвижный объект принимает также переотраженные сигналы, проходящие трассу d_1+d_2 , трассу $d_3 + d_4$, трассу $d_k + d_l$ и множество других трасс (не показанных на рисунке 31). Если предполагается, что мощность сигнала, принятого с трассы общей протяженностью d_1+d_2 , равна -119 дБм, то имеем картину примерно равных сигналов с прямой трассы (трассы LOS с ослаблением) и с трассы LOS с переотражением. В этом иллюстративном примере, если $d_1+d_2= 36$ км и $d_0 = 1$ км, имеет место задержка на трассе, или временное рассеяние, равное

$$\tau = \frac{d_1 - d_2 - d_0}{c} = \frac{36\text{км} - 1\text{км}}{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}} = 116,7 \text{ мкс.}$$

К числу наиболее часто используемых технических характеристик реальных систем относятся среднеквадратическое значение временного рассеяния, а также максимальное значение временного рассеяния.

Эффект временного рассеяния проявляется в наличии частотно-селективных замираний. Этот эффект может приводить к сильным искажениям формы демодулированного сигнала и накладывать ограничения на такую характеристику высокоскоростных цифровых систем радиосвязи, как вероятность ошибок на бит (BER).

Ширина полосы когерентности C_B — это разнос частот, в пределах

которого коэффициент корреляции значений огибающей не менее 0,9. Этот параметр обратно пропорционален среднеквадратическому значению (rms) временного рассеяния и определяется как

$$C_B = \frac{1}{\tau_{rms}} . \quad (18)$$

3.2.4 Затенение и потери при распространении

Ранее показано, что замирания на трассе можно разделить на долговременные, или усредненные, замирания и кратковременные, или быстрые, замирания из-за многолучевости. После того как быстрые замирания из-за многолучевости устраняются усреднением на интервале нескольких сотен длин волн, остается еще неселективное затенение. Причиной затенения являются в основном особенности рельефа местности вдоль трассы распространения радиосигналов сухопутных подвижных систем. Это явление вызывает медленные изменения средних значений параметров релейских замираний. Хотя для затенения не имеется подходящей математической модели, распределением, наилучшим образом соответствующим экспериментальным данным в типичном городском районе, признано лог-нормальное распределение с дисперсией от 5 до 12 дБ. Потери при распространении — это среднее значение лог-нормального затенения, которое называется также средним по зоне (area average).

3.3 Основы усиления антенн для подвижных объектов

Чтобы облегчить понимание сути расчетов энергетических потерь при распространении радиоволн на трассах прямой (LOS) и непрямой видимости (NLOS), мощности принятого сигнала и бюджета линии, представим основы усиления всенаправленной и направленной антенн для подвижных объектов.

Линия передачи соединяет радиопередатчик, имеющий радиочастотный (РЧ) усилитель мощности (УМ), с передающей антенной. В приемнике антенна соединяется с входным малошумящим усилителем (МШУ). Усиленный принятый сигнал поступает на преобразователь частоты вниз и демодулируется (рисунок 35). В автомобильном или портативном приемопередатчике для передачи и приема используется одна и та же антенна. Передающий РЧ усилитель мощности возбуждает передающую антенну, которая и излучает электромагнитные волны.

Изотропная антенна — это идеальная антенна без потерь, которая излучает мощность равномерно во всех направлениях. В подвижной связи наиболее часто используются всенаправленные антенны. Эти приемопередающие антенны являются приближениями идеальных изотропных антенн. В качестве передающих антенн они одинаково излучают во всех направлениях, а в качестве приемных — одинаково хорошо принимают сигналы со всех направлений. Коэффициент усиления этих антенн примерно

равен единице: $G = 1$, или 0 дБ.

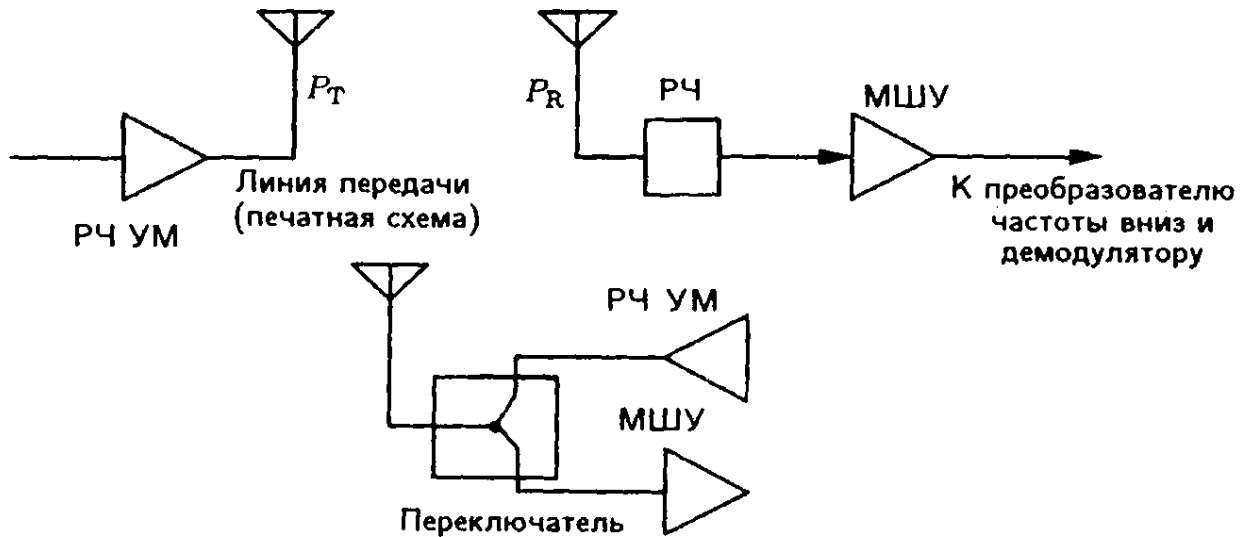


Рисунок 35 - Элементы приемопередатчика: передающий радиочастотный усилитель мощности (УМ), передающая антенна, приемная антенна, секция РЧ и малошумящий усилитель (МШУ); переключатель служит для обеспечения резервирования или режима разнесенного приема

Предположим, что передающий РЧ усилитель отдает P_T Вт мощности изотропной передающей антенне, как показано на рисунках 35 и 36. Плотность излучаемой мощности ρ , Вт/м², или исходящий поток электромагнитной энергии, измеренный на расстоянии r от антенны, определяется формулой [17]

$$\rho = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (19)$$

Направленная антенна концентрирует излучаемую мощность в определенном направлении. Направленность такой антенны определяется как

$$D = \frac{\text{Плотность мощности на расстоянии } r \text{ в направлении максимального излучения}}{\text{Средняя плотность мощности на расстоянии } r} \quad (20)$$

Чтобы пользоваться таким определением направленности антенны, необходимо знать мощность, фактически излучаемую антенной. Эта мощность отличается от мощности в соответствующих точках передатчика и приемника из-за потерь в самой антенне.

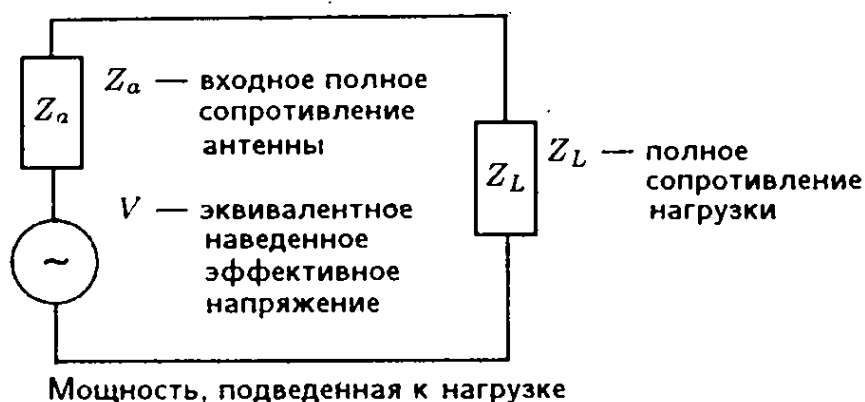


Рисунок 36 - Эквивалентная схема антенны

Приемная антенна с эффективной апертурой A и на расстоянии r от всенаправленной передающей антенны принимает мощность P_R , Вт, определяемому выражением

$$P_R = \rho A = \frac{P_T A}{4\pi r^2} \quad (21)$$

Коэффициент усиления антенны G связан с апертурой антенны и длиной волны λ , м, радиосигнала

$$G = 4\pi A / \lambda^2, \quad (22)$$

где

$$\lambda = c / f. \quad (23)$$

У идеальных всенаправленных антенн $G = 1$; следовательно, из (22) имеем

$$A = \lambda^2 / 4\pi. \quad (24)$$

3.4 Характеристики распространения радиоволн

3.4.1 Формула для потерь при распространении в свободном пространстве

Из (19)-(24) можно получить формулу для расчета потерь передачи в свободном пространстве (или потерь при распространении) для всенаправленных передающей и приемной антенн с единичным коэффициентом усиления ($G = 1$), расположенных друг от друга на расстоянии r метров. Эта формула имеет вид

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 = \left(\frac{c}{4\pi r f} \right)^2. \quad (25)$$

Для двух антенн, разнесенных друг от друга на r метров, с коэффициентом усиления передающей антенны

$$G_T = 4\pi A / \lambda^2 \quad (26)$$

и коэффициентом усиления приемной антенны

$$G_R = 4\pi A / \lambda^2, \quad (27)$$

формула для потерь при распространении в свободном пространстве принимает следующий вид:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2. \quad (28)$$

Из (28) получаем выражение для потерь при распространении (L_f , дБ):

$$\begin{aligned} L_f &= 10 \lg \frac{P_R}{P_T} = 10 \lg G_T + 10 \lg G_R + 10 \lg \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 = \\ &= 10 \lg G_T + 10 \lg G_R + 20 \lg \left(\frac{c/f}{4\pi r} \right), \end{aligned} \quad (29)$$

$$L_f [\text{дБ}] = 10 \lg G_T + 10 \lg G_R - 20 \lg f - 20 \lg r + 147.56 \text{ дБ}. \quad (30)$$

Для изотропных передающей и приемной антенн с коэффициентами усиления, равными 1 (т.е. для идеальных всенаправленных антенн), и при отсутствии препятствий в пределах прямой видимости (LOS) основные потери передачи рассчитываются по формуле

$$L_B [\text{дБ}] = +27,56 - 20 \lg f [\text{МГц}] - 20 \lg r [\text{м}] \quad (31)$$

или по формуле

$$L_B [\text{дБ}] = -32,44 - 20 \lg f [\text{МГц}] - 20 \lg r [\text{км}]. \quad (32)$$

Из этих соотношений для основных потерь при распространении в пределах прямой видимости (LOS) следует, что принимаемая мощность уменьшается (относительно переданной мощности) на 6 дБ при каждом удвоении расстояния и при каждом удвоении значения радиочастоты.

Из (19) видно, что единицей измерения излучаемой мощности является ватт на метр в квадрате ($\text{Вт}/\text{м}^2$). Обычно переданная и принимаемая мощности выражаются в ваттах (Вт) или децибелах относительно 1 мВт (дБмВт или дБм), тогда как потери при распространении — в децибелах (дБ). Определим соотношения и коэффициенты пересчета для этих часто используемых единиц.

Предположим, что используется одно- или двухвibratorная приемная

антенна. Наведенное напряжение V , В/м, связано с напряженностью поля E следующим образом:

$$V = \frac{E\lambda}{\pi} \quad (33)$$

Максимальная мощность P_R , Вт/м², подводимая к полному сопротивлению нагрузки R_L , в системе с согласованным выходом равна

$$P_R = \frac{V^2}{4R_L} \quad (34)$$

Предполагается, что эквивалентное наведенное антенной напряжение равно V . Входное полное сопротивление антенны Z_a равно полному сопротивлению нагрузки Z_L , а R_L — активное сопротивление нагрузки Z_L , как показано на рисунке 36. Таким образом, принимаемая мощность может быть выражена в ваттах на метр в квадрате.

Из вышеприведенных выражений можно получить

$$P_R = \frac{V^2}{4R_L} = \frac{(E\lambda/\pi)^2}{4R_L} = \frac{E^2 \lambda^2}{4\pi^2 R_L} \quad (35)$$

Определим мощность P_R , выраженную в децибелах относительно 1 Вт

$$P_R [\text{дБВт}] = 10 \lg E^2 \left[\frac{\lambda^2}{\pi^2} \right] + 10 \lg \left(\frac{\lambda}{\pi} \right)^2 [\text{дБ}] + 10 \lg \frac{1}{4R_L} R_L \left[\frac{1}{\text{Ом}} \right].$$

Для стандартного сопротивления нагрузки $R_L = 50$ Ом имеем $10 \lg [1/(4 \cdot R_L)] = -23$ дБ; таким образом

$$P_R [\text{дБВт}] = 10 \lg E^2 [\text{мкВ}^2] - 10 \lg (10^6)^2 + 10 \lg (\lambda/\pi)^2 - 23 \text{ дБ}.$$

Формула для мощности P_R , выраженной в децибелах относительно мощности 1 мВт, имеет вид

$$P_R [\text{дБм}] = 10 \lg E^2 [\text{мкВ}^2] + 10 \lg 1000 - 10 \lg (10^6)^2 + 10 \lg (\lambda/\pi)^2 - 23 \text{ дБ};$$

$$P_R [\text{дБм}] = E [\text{дБмкВ}] - 113 \text{ дБм} + 10 \lg (\lambda/\pi)^2 \quad (36)$$

Или, переходя к радиочастоте f с помощью соотношения $\lambda = c/f$, получаем

$$P_R [\text{дБм}] = E [\text{дБмкВ}] - 113 \text{ дБм} + 10 \lg (3 \cdot 10^8 / f\pi)^2 ;$$

$$P_R [\text{дБм}] = E [\text{дБмкВ}] + 46,6 \text{ дБм} - 20 \lg f [\text{Гц}];$$

$$P_R[\text{дБм}] = E[\text{дБмкВ}] + 46,6 \text{ дБм} - 120 \text{ дБ} - 20 \lg f [\text{МГц}];$$

$$P_R[\text{дБм}] = E[\text{дБмкВ}] - 73,4 - 20 \lg f [\text{МГц}]. \quad (37)$$

Пример. Найдем соотношение между измеренной напряженностью поля при приеме, выраженной в децибелах относительно 1 мкВ, и принимаемой мощностью, выраженной в децибелах относительно 1 мВт, для системы беспроводной связи, работающей на радиочастоте $f = 1,9$ ГГц.

Решение примера. Из формулы (37) имеем

$$P_R [\text{дБм}] = E [\text{дБмкВ}] - 73,4 - 20 \lg f [\text{МГц}] =$$

$$E [\text{дБмкВ}] - 73,4 - 65,57 = E [\text{дБмкВ}] - 139 \text{ дБ}. \quad (38)$$

3.4.2 Потери при распространении для систем не прямой видимости (NLOS) и прямой видимости (LOS)

Большинство сухопутных сотовых систем подвижной связи и систем PCS работают в условиях распространения радиоволн при отсутствии прямой видимости (NLOS), как это показано на рисунке 31 и 32. Из (32) следует, что при работе в пределах прямой видимости (LOS) принимаемая мощность уменьшается по закону $1/r^2$ по мере увеличения расстояния r между антеннами. Другими словами, средние потери при распространении растут пропорционально степени n расстояния. Показатель степени n для систем прямой видимости при отсутствии препятствий на трассе распространения радиоволн равен 2 ($n = 2$).

На основании экспериментальных данных была разработана и используется большинством инженеров достаточно общая модель для оценки потерь при распространении радиоволн при отсутствии прямой видимости. Эта модель описывается следующим выражением [18]

$$L(d) \sim L_V(d/d_0)^{-n} \quad (39)$$

и показывает, что средние потери при распространении (L) возрастают пропорционально некоторой степени расстояния. В формуле символ \sim означает - пропорционально, а также использованы следующие обозначения:

n — показатель степени, $3,5 \leq n \leq 5$;

d — расстояние между передающей и приемной антеннами;

d_0 — эталонное расстояние или длина отрезка трассы до первого препятствия (участок распространения в свободном пространстве);

L_V — потери при распространении на трассе LOS для d_0 , м, (формулы (31) и (32));

L — суммарные потери (потери при распространении) комбинированной трассы, состоящей из участков NLOS и LOS.

Показатель степени n указывает, насколько быстро возрастают потери

при распространении с увеличением расстояния.

Эталонное расстояние d_0 предполагает, что в пределах него, т.е. между антенной и точкой d_0 , имеет место распространение радиосигнала (беспрепятственное) в свободном пространстве. На практике значения d_0 (длины отрезка трассы, где имеет место распространение в свободном пространстве) внутри зданий обычно лежат в диапазоне 1 - 3 м.

Абсолютные средние потери при распространении $L(d)$, выраженные в децибелах, определяются как потери при распространении от передатчика до точки на эталонном расстоянии $L(d_0)$ плюс дополнительные потери при распространении, описываемые выражением (39). Таким образом

$$L(d) = L(d_0) - 10n \lg(d/d_0). \quad (40)$$

Экспериментальные результаты (рисунок 37) показывают, что для типичных сотовых систем подвижной связи вне зданий при отсутствии прямой видимости (NLOS) $3,5 \leq n \leq 5$, а для связи внутри зданий $2 \leq n \leq 4$ [19].

Рисунок 38 иллюстрирует дополнительные экспериментальные результаты, касающиеся средних потерь при распространении на частотах 900 и 1,75 ГГц.

Пример. Вычислим абсолютные средние потери для $d_0 = 3$ м и $d = 22$ м в системе подвижной радиосвязи, работающей в диапазоне частот 2,4...2,48 ГГц. Положим показатель степени равным $n = 3,5$. Предположим, что первые три метра представляют трассу прямой видимости (LOS), далее предполагается распространение по трассе NLOS.

Решение примера. Для потерь распространения в свободном пространстве на расстояние $d_0 = 3$ м используем (31)

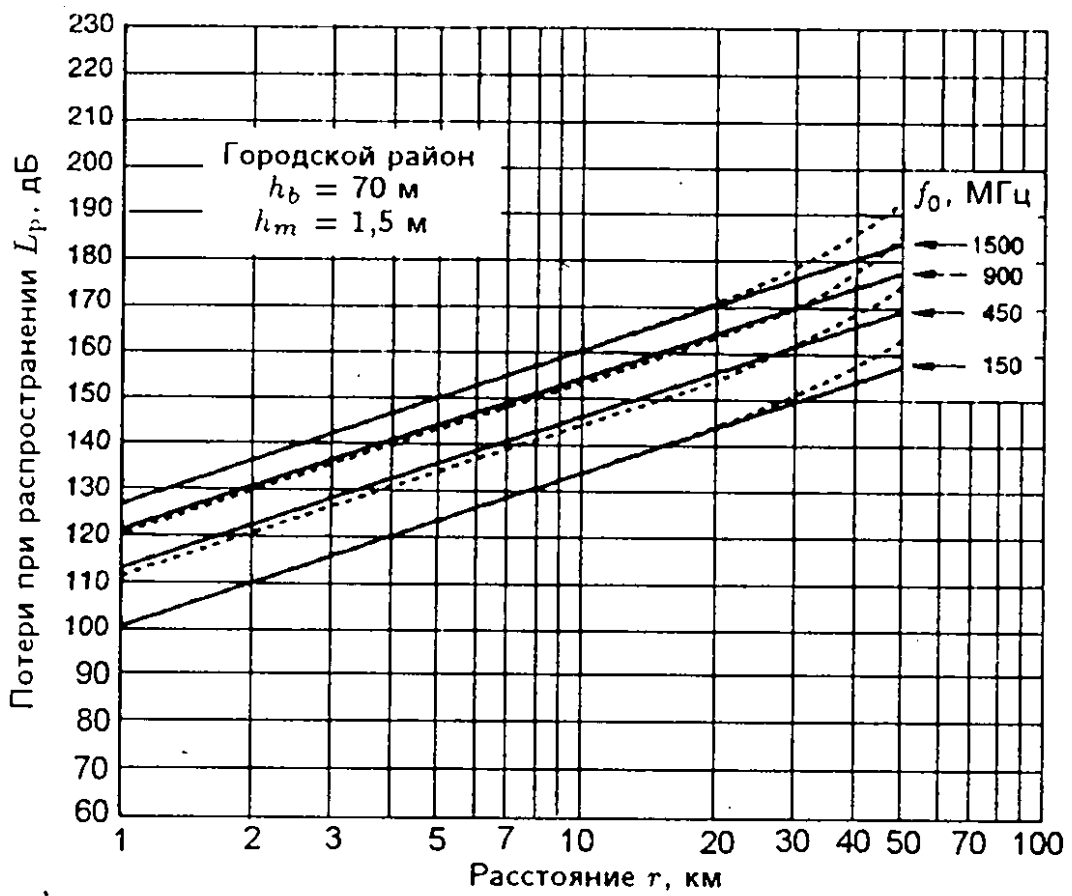
$$\begin{aligned} L_v(d_0) &= +27,56 - 20 \lg 2480 \text{ МГц} - 20 \lg 3 \text{ м} = \\ &= +27,56 - 67,89 - 9,54 = -49,87 \text{ дБ} \approx -50 \text{ дБ}. \end{aligned}$$

Дополнительное расстояние $d = 22 \text{ м} - 3 \text{ м} = 19 \text{ м}$.

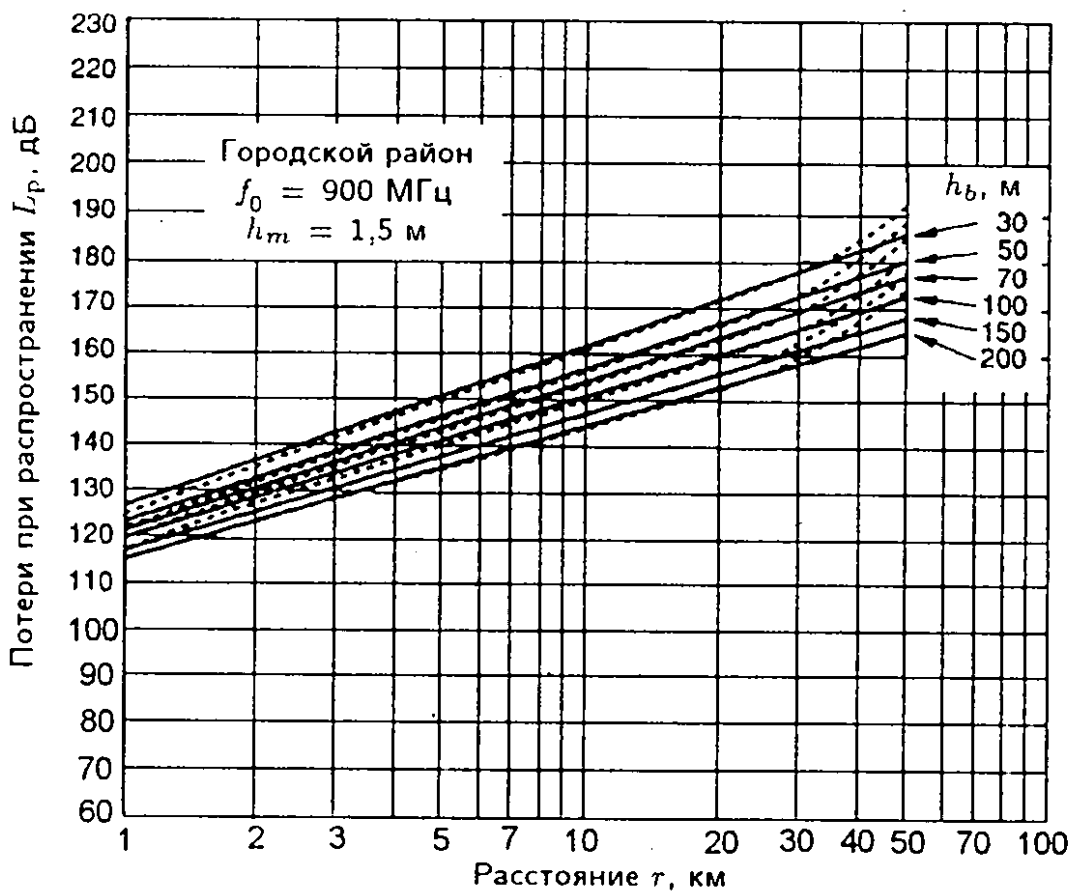
Это трасса распространения не прямой видимости (NLOS) с $n = 3,5$. Из (40) получаем

$$L(d) = -50 \text{ дБ} - 10 \cdot 3,5 \cdot \lg(19/3) \approx -78 \text{ дБ}.$$

Полные средние потери на комбинированной LOS и NLOS трассе длиной $d = 22$ м для системы, работающей на частоте $f = 2,48$ ГГц, составляют - 78 дБ.



a)



б)

Рисунок 37 - Потери при распространении

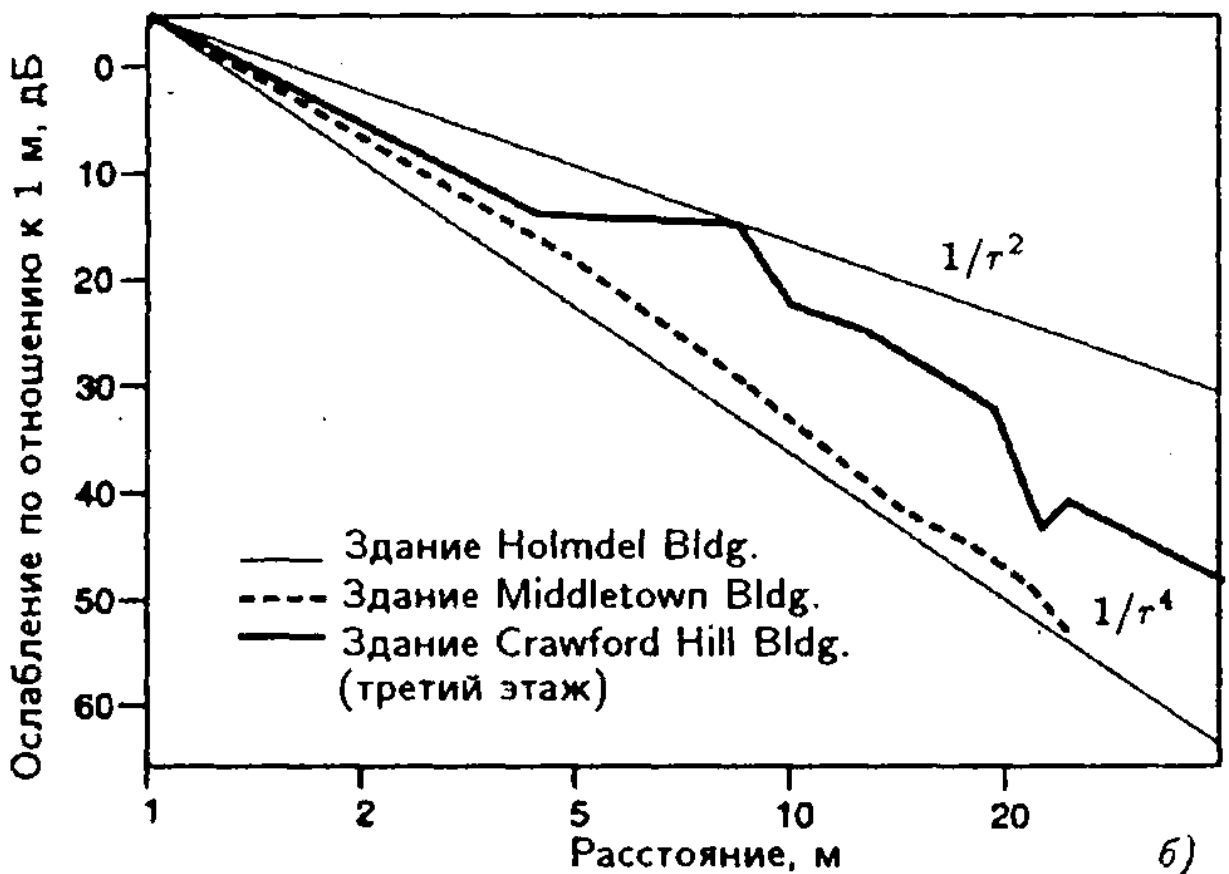
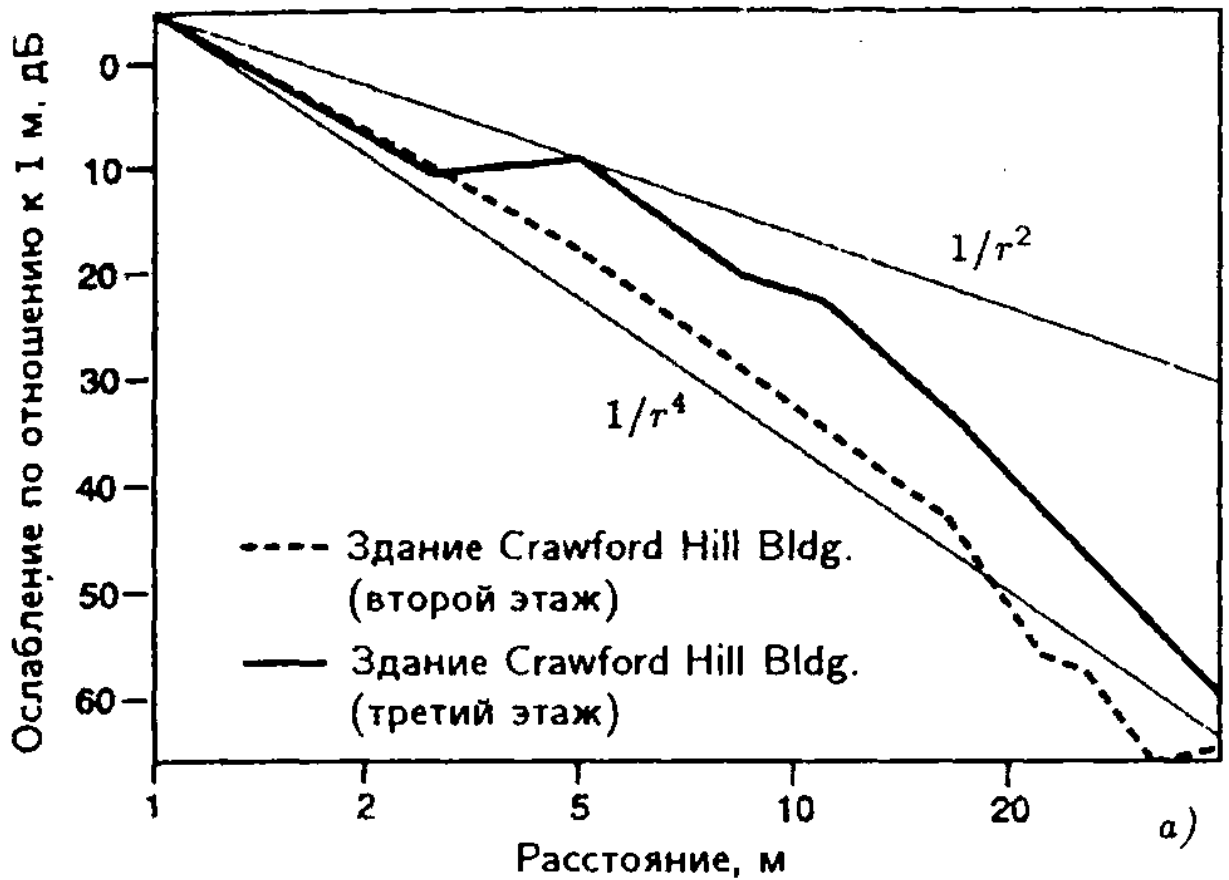


Рисунок 38 - Измерения ослабления из-за распространения на частотах 900 МГц (а) и 1,8 ГГц (б) для подвижной PCS в радиусе действия от 1 до 30 м

3.4.2.1 Максимальная зона обслуживания (d_{\max})

Формула для дальности связи или максимального расстояния, на котором может осуществляться обслуживание при распространении радиоволн в свободном пространстве в пределах прямой видимости, выводится из соотношения (28):

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2. \quad (41)$$

В этом случае мы полагаем, что

$$P_R = P_{R\min}$$

представляет собой минимальную мощность несущей, которая приводит к приемлемому, или «пороговому», значению вероятности ошибки на бит. Для речевой связи в качестве «приемлемой, или пороговой, характеристики» часто принимается $BER = 3 \cdot 10^{-2}$ при передаче без кодирования и предварительной обработки. Из формулы (41) заключаем, что для систем радиосвязи прямой видимости (LOS)

$$d_{\max} = \sqrt{\frac{P_T G_T G_R}{P_{R\min}}} \frac{\lambda}{4\pi} = \sqrt{\frac{P_T G_T G_R}{P_{R\min}}} \frac{c}{f} \frac{1}{4\pi}, \quad (42)$$

где d_{\max} выражено в метрах.

Для более общих условий распространения при отсутствии прямой видимости (NLOS) предположим, что имеется эталонное расстояние, или «тупиковая» дистанция, для которой характерно распространение в свободном пространстве между антенной передатчика и ближайшими препятствиями. Как показано на рисунке 31, радиоволны проходят начальный участок d_0 в условиях прямой видимости (LOS), а далее радиоволны рассеиваются и распространяются в условиях NLOS.

Максимальное расстояние, или дальность связи, для комбинированной LOS и NLOS радиотрассы получается из равенства

$$P_R = P_T G_T G_R L_{TOT}, \quad (43)$$

где L_{TOT} — потери при распространении для комбинированной трассы LOS и NLOS

$$L_{TOT} = L_{d0} L_{NLOS}, \quad (44)$$

причем L_{TOT} имеет две составляющие потерь: на участке прямой видимости (L_{d0} или $L_{досв}$) и на участке NLOS (L_{NLOS}). Потери на участке прямой видимости обозначаются как L_{d0} , чтобы указать на то, что радиоволны распространяются в условиях LOS только на расстояние d_0 , остальная же часть расстояния d приходится на распространение в условиях NLOS. Обычно $d - d_0 \approx d$, так как d_0 много меньше, чем d . Из предыдущих формул имеем

$$L_{TOT}(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0} \right)^2 \times \left(\frac{d_0}{d} \right)^n. \quad (45)$$

Отметим, что эта формула практически совпадает с формулой (39). Здесь обозначения несколько изменены, чтобы получить более удобную формулу для дальности связи.

Выражение для дальности связи (максимального расстояния d_{max}) выводится следующим образом

$$P_R = P_T G_T G_R L_d; \quad (46)$$

$$L_d = L(d_0)L(NLOS) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0} \right)^2 \left(\frac{d_0}{d} \right)^n; \quad (47)$$

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0} \right)^2 \left(\frac{d_0}{d} \right)^n; \quad (48)$$

$$d^n = \left[\frac{P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0} \right)^2}{P_R} \right] d_0^n; \quad (49)$$

$$d = \left[\frac{P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0} \right)^2}{P_R} \right]^{1/n} d_0. \quad (50)$$

3.4.2.2 Определение коэффициента усиления системы (G_s)

Коэффициент усиления системы является полезным показателем для оценки характеристик системы, так как объединяет много параметров, представляющих интерес для проектировщиков систем радиосвязи. В простейшей форме, применимой только к аппаратуре, коэффициент усиления системы — это разность между выходной мощностью передатчика и пороговой чувствительностью приемника. Пороговая чувствительность приемника — это минимальная принимаемая мощность, необходимая для достижения приемлемого уровня характеристик, таких как максимальное значение вероятности ошибки на бит (BER). Коэффициент усиления системы должен превышать или, по крайней мере, быть равным сумме коэффициентов усиления и внешних по отношению к аппаратуре потерь. Математически это выражается следующим образом

$$G_s = P_T - C_{\min} \geq F_M + |L_P| + |L_F| + |L_B| - G_T - G_R, \quad (51)$$

где G_s — коэффициент усиления системы, дБ;

P_T — выходная, мощность передатчика с учетом потерь в антенном ответвителе и других потерь антенного соединения, дБм;

$C_{\min} = P_{R_{\min}}$ — принимаемая мощность несущей, дБ, для минимального значения показателя качества приема.

Обычно C_{\min} , дБмВт определяется для максимального значения BER. Для линий телефонной связи подвижных систем согласно нескольким стандартам в качестве порогового принимается $BER = 3 \cdot 10^{-2}$. Для каналов передачи данных в таких системах в качестве порогового может быть $BER = 10^{-6}$. C_{\min} называют также пороговой чувствительностью; $P_{R_{\min}} = C_{\min}$, как определено выше; L_p — потери при распространении между изотропными излучателями в пределах прямой или в свободном пространстве :

$$L_p = -92,4 - 20 \lg d - 20 \lg f, \quad (52)$$

где d — длина трассы, км;

f - несущая частота, ГГц;

L_F - потери в антенном фидере;

L_B - потери за счет ответвления, т.е. полные потери фильтра и циркулятора, когда передатчики и приемники подсоединяются к одной линии;

G_T, G_R - коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника по отношению к изотропному излучателю (хотя коэффициент усиления антенны зависит от частоты, для простоты обычно имеются в виду значения, соответствующие центральной частоте диапазона, которые сообщаются в каталогах изготовителей);

F_M - запас на замирания на радиолинии в системе без разнесения, требуемый для обеспечения показателя надежности связи, дБ.

Выражение (52) аналогично (31) и (32), но здесь радиочастота определяется в гигагерцах.

3.4.2.3 Эмпирическая формула для потерь при распространении

Для прогнозирования средних потерь при распространении используются эмпирические модели, основанные на всесторонних натуральных измерениях. Трасса пролегает от антенны базовой станции до антенны подвижного объекта. Экспериментальные кривые для потерь при распространении получаются измерением уровня мощности принятого сигнала (радиочастотной несущей) и вычитанием из мощности переданного сигнала. Например, если мы имеем всенаправленные антенны с коэффициентами усиления, равными 1, передаваемая мощность равна + 30 дБм и в некотором месте принимаемая мощность несущей $P_R = - 105$ дБм, тогда потери при распространении

$$L_p = P_T - P_R = + 30 \text{ дБм} - (- 105 \text{ дБм}) = 135 \text{ дБм}. \quad (53)$$

Поскольку P_T и P_R выражены в одних и тех же единицах, то потери L_p могут быть выражены в децибелах.

Многочисленные измерения, выполненные Окомурой (Okumura), позволили получить эмпирическую формулу для средних потерь при распространении L_p , дБ, в случае изотропных (идеальных всенаправленных), имеющих коэффициенты усиления, равные 1, антенн базовой станции и подвижного объекта. Эта формула, известная также как метод прогнозирования Окомуры, имеет следующий вид [20]

$$L_p = \begin{cases} A+B \lg(r) & \text{для городской зоны,} \\ A+B \lg(r) - C & \text{для пригородной зоны,} \\ A+B \lg(r) - D & \text{для открытой местности,} \end{cases} \quad (54)$$

где r – расстояние между антеннами базовой и подвижной станции, км.

Радиочастота несущей f_0 , МГц, высота антенны базовой станции h_b , м, и высота антенны подвижной станции h_m , м; величины A , B , C и D выражаются соответственно следующим образом

$$\begin{aligned} A &= A(f_0, h_b, h_m) = 69.55 + 26.16 \cdot \log(f_0) - 13.82 \cdot \log(h_b) - a(h_m) \\ B &= B(h_b) = 44.9 - 6.55 \cdot \log(h_b) \\ C &= C(f_0) = 2 \cdot \left[\log\left(\frac{f_0}{28}\right) \right]^2 + 5.4 \\ D &= D(f_0) = 4.78 \cdot [\log(f_0)]^2 - 19.33 \cdot \log(f_0) + 40.94 \end{aligned} \quad (55)$$

где $a(h_m)=[1,1 \cdot \lg(f_0)-0,7] \cdot h_m-[1,56 \cdot \lg(f_0)-0,8]$ – для небольших городов;
 $a(h_m)=3,2[\lg(11,75 \cdot h_m)]^2 -4,97$ – для крупных городов.

Формулой (55) можно пользоваться, если выполняются следующие условия:

- f_0 : от 150 до 1500 МГц;
- h_b : от 30 до 200 м; возможно расширение диапазона (от 1,5 до 400 м);
- h_m : от 1 до 10 м;
- r : от 1 до 20 км; возможно расширение диапазона (от 2 м до 80 км).

На рисунке 37 показаны потери при распространении L_p , дБ, в городской зоне причем частота несущей f_0 и высота антенны базовой станции h_b являются переменными, параметрами. Результаты, представленные сплошными линиями, получены с помощью эмпирической формулы, а пунктирными линиями — методом прогнозирования Окомуры. Эти числовые результаты показывают, что максимальная ошибка составляет только около 1 дБ в диапазоне расстояний от 1 до 20 км. Результаты экспериментальных измерений затухания при распространении радиоволн для PCS с небольшой зоной обслуживания (в диапазоне от 1 до 30 м), полученные на основе данных AT&T, иллюстрируются на рисунке 38. Сравнение экспериментальных данных с расчетами по (54) и (55) показывает, что эти формулы могут также использоваться для систем, работающих на расстоянии до 3 м.

3.5 Модель радиосигналов с замираниями, обусловленными многолучевым распространением

Ранее описаны основные понятия и дано физическое представление распространения радиоволн на трассах подвижной связи прямой и непрямой видимости. Здесь приводится математическая модель передачи немодулированной синусоидальной несущей по множеству случайных трасс распространения между стационарной базовой станцией и движущимся приемником. Такая теоретическая модель полезна для последующего анализа распределений огибающей замирающей несущей (уровня сигнала), частоты выбросов сигнала и длительности замираний. Эти параметры и их представления требуются при рассмотрении некоторых аспектов проектирования линий и систем связи (таких как выбор методов исправления ошибок и доступа). Например, длительность замираний и частота выбросов позволяют установить связь между вероятностью ошибки на бит (BER) и вероятностью ошибок в слове (WER).

В предположении, что скорость движения v подвижного объекта достаточно мала по сравнению с произведением центральной частоты несущей f_0 на длину волны несущей λ , т.е. $v \ll f_0 \cdot \lambda$. принимаемая замирающая несущая $s(t)$ может быть представлена как

$$c(t) = \sum_{n=1}^N c_n(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{n=1}^N z_n(t) e^{j2\pi f_0 t} \right], \quad (56)$$

где $c_n(t)$ — элементарная волна;

$\operatorname{Re}[\cdot]$ — действительная часть $[\cdot]$,

$z_n(t)$ — комплексная случайная функция, модулирующая $c(t)$, порождаемая случайными изменениями параметров трасс распространения из-за движения подвижного объекта.

При условии, что N достаточно велико и что все $|z_n(t)|$ равны, согласно центральной предельной теореме функция $c(t)$ может быть представлена как узкополосный гауссовский процесс

$$c(t) = \operatorname{Re} \left[\bar{z}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right], \quad (57)$$

где $\bar{z}(t)$ — комплексный стационарный гауссовский низкочастотный случайный процесс, обладающий следующими свойствами

$$\begin{aligned} \langle \bar{z}(t) \rangle &= 0 \\ \frac{1}{2} \langle \bar{z}(t) z^*(t - \tau) \rangle &= \psi_z(\tau) \\ \frac{1}{2} \langle z(t) z(t - \tau) \rangle &= 0 \end{aligned} \quad (58)$$

В этих выражениях $\langle \cdot \rangle$ — среднее по ансамблю; $(\cdot)^*$ — комплексно-сопряженная величина (\cdot) ; $\psi_z(\tau)$ — автокорреляционная функция $z(t)$, которая определяется выражением

$$\psi_z(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} W_z(f) e^{j2\pi f \tau} df, \quad (59)$$

где $W_z(f)$ — спектральная плотность процесса $z^*(t)$.

В типичной рассматриваемой радиосистеме подвижный объект имеет антенну с всенаправленной диаграммой направленности в горизонтальной плоскости, а угол прихода каждой элементарной волны имеет равномерное

распределение. Спектральная плотность задающей немодулированной несущей показана на рисунке 39.

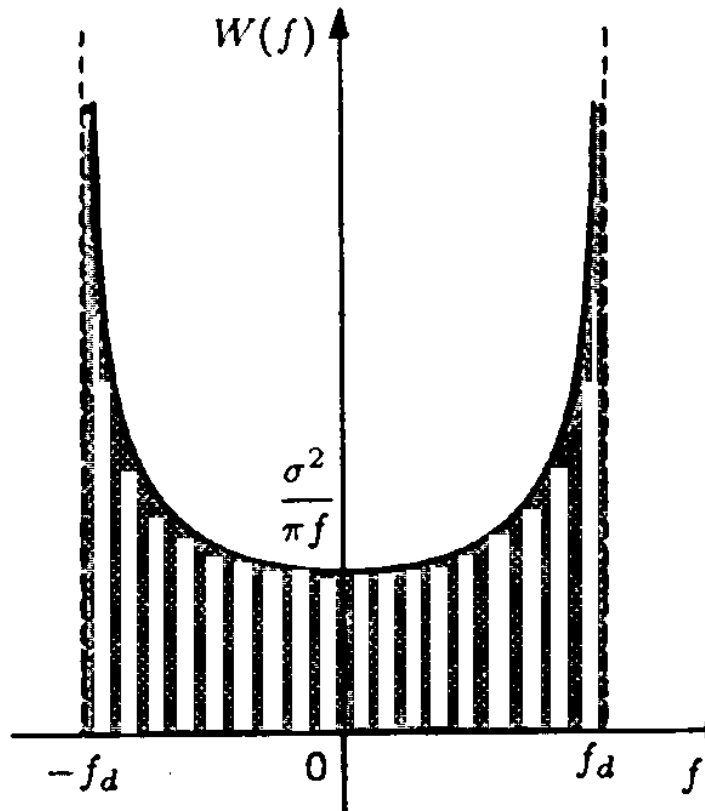


Рисунок 39 - Теоретическая спектральная плотность задающего синусоидального колебания (немодулированной несущей)

Таким образом, получаем выражение для $\psi_z(\tau)$:

$$\psi_z(\tau) = \sigma^2 J_0^2(2\pi f_D \tau), \quad (60)$$

где $J_0(\bullet)$ - функция Бесселя первого рода нулевого порядка,
 $f_D = v/\lambda$ - максимальная доплеровская частота.

Для сухопутных систем подвижной радиосвязи имеют место несколько типов спектральной плотности замирающих сигналов, основу которых составляют полученные выше.

Из полученных соотношений следует, что замирания из-за многолучевости могут рассматриваться как мультипликативный комплексный стационарный гауссовский процесс, который характеризуется функциями $W_z(f)$ и $\psi_z(\tau)$. Это фундаментальное свойство используется при разработке имитаторов замираний при проектировании систем связи с подвижными объектами.

Список литературы

1. Пышкин И.М. и др. Системы подвижной радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1986. – 328 с.
2. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Эко-Трендз Ко, 1997. – 238 с.
3. Феер К. Беспроводная цифровая связь / Пер. с англ.; Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
4. Ламекин В.Ф. Сотовая связь. – Ростов на Дону: Феникс, 1997. – 172 с.
5. Диксон Р.К. Широкополостные системы / Пер. с англ.; Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Связь, 1979. – 302 с.
6. Mehrotra A. Cellular Radio: Analog and Digital Systems // Artech House Inc., 1994. – 460 p.
7. Жельников В. Криптография от папируса до компьютера. – М.: АБФ, 1997. – 336 с.
8. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. – М.: Мир, 1986. – 576 с.
9. Mehrotra A. Cellular Radio Performance Engineering // // Artech House, 1994. – 536 p.
10. Кларк Дж. Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. – М.: Радио и связь, 1987. – 391 с.
11. Тамаркин В.М., Громов В.Б., Сергеев С.И. Системы и стандарты транкинговой связи. – М.: ИТЦМК, 1998. – 198 с.
12. Материалы сервера <http://www.tetramou.com>.
13. Материалы сервера <http://www.apcointl.org>.
14. Материалы сервера <http://www.uniden.com>
15. Тамаркин В.М., Невдяев Л.М., Сергеев С.И. Транкинговые системы связи // Сети и системы связи. – 1996. – N9.
16. Токбаева Г.А., Сабдыкеева Г.Г., Коньшин С.В. Влияние отраженных сигналов на перемещающихся сотовых абонентов // Сб. трудов 4-ой Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых специалистов стран СНГ «Техника и технология связи», 2002. – с. 245 - 247.
17. Фрэнз И., Голубев А., Белянко Е. Вам нужна радиосвязь? – М.: МЦНТИ, 1997. – 183 с.
18. Тамаркин В.М., Невдяев Л.М., Сергеев С.И. Современные системы связи. – М.: ЦНТИ. – Информсвязь, 1994. – 118 с.
19. Андрианов В. Соколов А. Средства мобильной связи. – СПб.: ВHV-Санкт-Петербург, 1998. – 256 с.
20. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: МЦНТИ, 1997. – 221 с.

Сергей Владимирович Коньшин
Гульбану Габдуловна Сабдыкеева

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ
ОБЪЕКТАМИ

Учебное пособие

Редактор В.В.Шилина
Св.тем. план 2002 г., поз. 157

Сдано в набор
Формат 60x84 1/16.
Бумага типографская №2.
Уч.-изд. лист. - 5,0 Тираж 100 экз.

Заказ №

Цена 160 тенге.

Подписано в печать

Копировально-множительное бюро
Алматинского института энергетики и связи
480013 Алматы, ул. Байтурсынова, 126

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН
АЛМАТИНСКИЙ ИНСТИТУТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ
Кафедра телекоммуникационных систем

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по учебной работе
Э.А.Сериков
“ _____ ” _____ 2002г.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ
ОБЪЕКТАМИ

Учебное пособие

Согласовано:
Начальник УМО
_____ О.З.Рутгайзер

“ _____ ” _____ 2002

Редактор
_____ В.В.Шилина
“ _____ ” _____ 2002

Рассмотрено и одобрено
на заседании кафедры
“Телекоммуникационные
системы”
протокол № 2 от 07. 10. 02.
Заведующий кафедрой
_____ С.В. Коньшин
“ 10 ” _____ 10 _____ 2002
Составители (разработчики)
_____ С.В.Коньшин
_____ Г.Г.Сабдыкеева

Алматы 2002