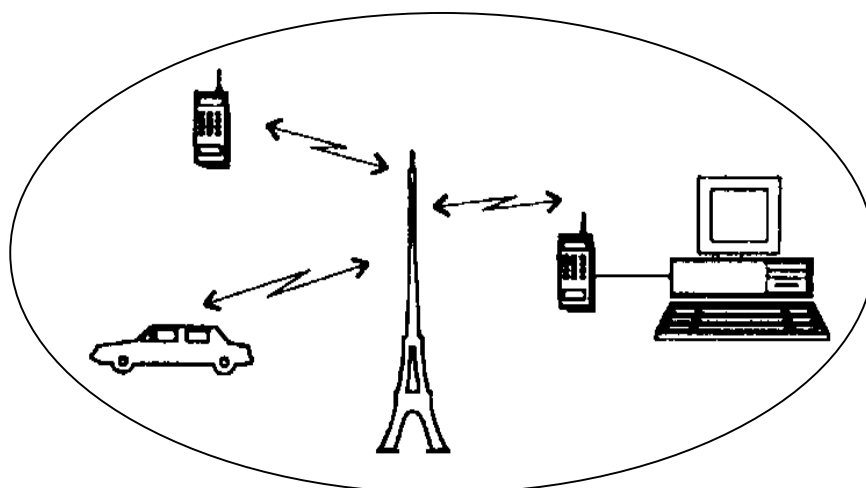


МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН

Алматинский институт энергетики и связи



С. В. Коньшин

ПОДВИЖНЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ

Учебное пособие

Алматы 2003

УДК 621.396

Подвижные телекоммуникационные радиосистемы:

Учебное пособие / С.В. Коньшин;

Алматы: АИЭС, 2003. – 80 с.

Учебное пособие посвящено подвижным телекоммуникационным радиосистемам и необходимо при изучении дисциплин, связанных с системами подвижной связи. В учебном пособии помимо описания самих подвижных телекоммуникационных радиосистем, характеристик стандартов и используемой аппаратуры, рассматриваются теоретические основы построения телекоммуникационных систем с кодовым разделением каналов (CDMA), которые должен знать студент после изучения подвижных систем связи. Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальностям направления 380000 – Радиоэлектроника и телекоммуникации всех форм обучения.

Табл. 7, Ил. 27, Библиогр. – 19 назв.

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

Печатается по плану издания Министерства образования и науки Республики Казахстан на 2003 г.

ISBN

© Алматинский институт энергетике и связи, 2003 г.

Содержание

Введение	4
Глава 1 Переход к универсальным подвижным телекоммуникационным радиосистемам	6
1.1 Краткая ретроспектива	6
1.2 Развитие цифровых стандартов 2-го поколения	8
1.3 Технологии разделения каналов	15
1.4 Услуги систем 3-го поколения	17
1.5 Структура перехода к системам 3-го поколения	35
Глава 2 Расширение спектра в телекоммуникационных радиосистемах	40
2.1 Преимущества расширения спектра	40
2.2 Основные концепции систем с расширенным спектром	41
2.3 Псевдослучайные последовательности	46
2.4 Характеристики системы с прямым расширением спектра	53
Глава 3 Многостанционный доступ на основе кодового разделения каналов (МДКРК): системы с прямым расширением спектра и перестройкой рабочей частоты	57
3.1 МДКРК: принципы функционирования	57
3.2 Проблемы помех, создаваемых близкорасположенными и удаленными пользователями в системах с прямым расширением спектра	60
3.3 Адаптивное управление мощностью в МДКРК системах с расширенным спектром	61
Глава 4 Системы с расширением спектра путем перестройки рабочей частоты	63
4.1 Системы с медленной перестройкой рабочей частоты	63
4.2 Система с быстрой перестройкой частоты	65
4.3 Характеристики систем с перестройкой рабочей частоты при воздействии помех	66
4.4 Временное рассеяние: устойчивость систем с перестройкой рабочей частоты к воздействию помех из-за многолучевости	68
4.5 Сравнение МДКРК систем с прямым расширением спектра и перестройкой рабочей частоты	69
Глава 5 Синхронизация систем с расширенным спектром	70
5.1 Поиск и отслеживание сигналов с прямым расширением спектра	70
5.2 Поиск и отслеживание сигналов с перестройкой рабочей частоты	74
Список литературы	79

Введение

Развитие телекоммуникационных радиосистем в последние годы происходит лавинообразно. Особенно это касается подвижных систем. Уже сейчас в мире эксплуатируются мобильные системы с частотным, временным и кодовым разделением каналов (стандарты сотовой связи AMPS, GSM, CDMA, транкинговой EDACS, MPT1327 и т. п.), получившие широкое распространение. Причем количество пользователей услуг подвижных телекоммуникационных радиосистем постоянно растет. Это связано с резким понижением стоимости пользовательских терминалов и тарифов за их обслуживание.

Однако следует отметить, что эти системы являются несовместимыми друг с другом и пользователь вынужден использовать в разных ситуациях разные терминалы (сотовый, пикосотовый DECT, транкинговый, спутниковый, пейджер). Кроме того, в разных странах используются различные стандарты подвижной радиосвязи, не обеспечивающие глобального роуминга.

Совместить все технологии в одном терминале позволяет новый стандарт универсальных мобильных телекоммуникационных систем (UMTS), разработанный в 1998-1999 годах.

Концепция UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) реализована в рамках создания подвижных телекоммуникационных радиосистем 3-го поколения.

Одним из наиболее грандиозных проектов конца XX века является концепция IMT-2000. В ее основе лежит идея создания 3-го поколения семейства систем беспроводного доступа, сотовой и спутниковой связи. Ключевые требования, предъявляемые к стандартам семейства IMT-2000 - дешевые карманные терминалы, обеспечение глобального роуминга и универсальные решения для микросотовых, сотовых и спутниковых сетей. На современном этапе развития техники изготовление двухрежимных терминалов значительно упростилось и увеличение их стоимости, по сравнению с однорежимными, незначительно. Это факт стал переломным моментом в развитии мобильной связи. Появление многорежимных терминалов практически сняло вопрос о едином стандарте, который несколько лет назад стоял достаточно остро. Возможность переключения с одного диапазона на другой, перехода со стандарта на стандарт или со спутникового канала на сотовый позволяет абоненту выбрать тот вид услуг, который в наибольшей степени ему подходит. Поэтому терминалы UMTS являются многорежимными, работающими в сетях нескольких стандартов.

Многорежимные абонентские аппараты с возможностью доступа как к UMTS, так и к другим системам беспроводной связи, например, GSM позволяет абонентам UMTS сохранить доступ к сотовой связи стандарта GSM там, где услуги UMTS будут еще недоступны.

Появление новой технологии UMTS в мире откроет доступ к рынку подвижной связи новым компаниям, поскольку не всем существующим

компаниям-операторам стандарта GSM удастся победить в конкурсе на получение лицензии на связь UMTS [1]. В результате появятся автономные сети, операторы которых будут предоставлять услуги связи только в густонаселенных районах.

Определяющей тенденцией будущего явится слияние мобильной связи с другими технологиями. Начавшийся процесс конвергенции услуг фиксированной и мобильной связи продолжится, охватывая все новые области, включая определение местоположения и мобильную коммерцию. Сотовые телефоны с «электронным компасом» вскоре станут незаменимыми помощниками у автомобилистов и других категорий лиц, которым потребуются подобного рода услуги. Однако наибольших успехов следует ожидать в области электронной коммерции. Предусматривается значительное расширение видов банковских услуг, получаемых непосредственно с мобильного телефона. В их число входят платные информационно-справочные услуги, различные виды электронных платежей (оплата авиабилетов, парковок), и в перспективе, - совершение всех видов банковских операций с мобильных сотовых телефонов, что фактически превратит их в «карманные банкоматы».

Интеграция с цифровыми сетями B-ISDN будет означать применение на практике в системах 3-го поколения одной из перспективных технологий АТМ. Все это с развертыванием UMTS даст возможность как существующим, так и будущим операторам стационарной и подвижной связи предоставлять своим абонентам качественно новые услуги и работать в более широкой зоне обслуживания.

Развитие телекоммуникационных систем в последние годы происходит лавинообразно. И этим мы во многом обязаны понятию «мультимедиа», которое стремительно ворвалось в нашу жизнь. Из-за отсутствия общепринятого названия или потому, что неопределенное название более всего подходит для данного периода развития связи, термин «мультимедиа» вобрал в себя все новое и прогрессивное, что связано с передачей высококачественной широкополосной и достаточно разнообразной информации. В системах 3-го поколения услуги делятся на две группы: немультимедийные (узкополосная речь, низкоскоростная передача данных, трафик сетей с коммутацией каналов) и мультимедийные (асимметричные и интерактивные услуги широкополосной связи, передача видео и мобильный доступ к Internet) [2].

Быстро растущая потребность в мультимедийных услугах для мобильных абонентов приводит к необходимости искать значительно более широкие полосы частот, чем те, которые используются в системах 2-го поколения. Несмотря на то, что все наиболее «привлекательные» участки спектра лежат ниже 1 ГГц, «частотная планка» постепенно поднимается вверх. В рамках IMT-2000 верхняя граница частотного диапазона уже увеличена до 2,2 ГГц и это не предел. В ближайшие годы планируется поднять ее еще выше - до 2,5 ГГц. Представленные в ИТУ проекты не исчерпывают всех возможных путей создания новых технологий. Например, эволюционные пути развития

GSM на базе новых технологий GPRS и EDGE представляют собой платформу, удобную для поэтапного внедрения услуг UMTS/IMT-2000. Усовершенствованные сети TDMA (IS-136) реализованы в стандарте UWC-136.

Перспективы создания подвижных телекоммуникационных систем 3-го поколения сегодня представляются более благоприятными, чем это было десять лет назад перед появлением цифровых систем 2-го поколения. Внедрение систем 2-го поколения проходило на мировом рынке за непродолжительное время и развивалось исключительно путем «вытеснения» старых технологий, с которыми не предполагалось обеспечение преемственности.

С внедрением систем 3-го поколения начнется продолжительный период совместного существования IMT-2000 и систем 2-го поколения. Благодаря различиям в ассортименте и стоимости предоставляемых услуг новые технологии будут не конкурировать, а гармонически дополнять друг друга.

1 Переход к универсальным подвижным телекоммуникационным радиосистемам

1.1 Краткая ретроспектива

История создания сотовой связи начинается в 1947 году, когда в лаборатории Белла (США) была разработана концепция сотового принципа организации сетей подвижной связи. Тогда был разработан лишь основополагающий принцип организации сетей мобильной связи [3].

Лишь через 20 лет в 1979 году этот принцип был реализован в виде сотовой сети подвижной связи общего пользования стандарта AMPS в США. С некоторыми изменениями она была также позже внедрена в Великобритании и Японии. Система AMPS работает в диапазоне 800 МГц и использует две полосы частот шириной 25 МГц с дуплексным разносом 45 МГц. Позже в Финляндии используя аналогичный принцип построения сети, был разработан стандарт, работающий в диапазоне 450 МГц - NMT 450 (Nordic Mobile Phone). Он получил широкое распространение в скандинавских странах и некоторых странах Азии. Позднее данный стандарт стал использоваться также в диапазоне 900 МГц. В России история сотовой связи началась именно со стандарта NMT-450, когда в 1991 году в Санкт-Петербурге заработала первая компания-оператор сотовой связи. Это было первое поколение сотовой связи, которое дало толчок бурному росту отрасли телекоммуникаций. Позднее в Казахстане, России и в других странах СНГ начинают появляться сети других стандартов - в 1994 году заработали первые операторы, предоставляющие услуги в стандарте AMPS.

Несовместимость оборудования систем первого поколения делала невозможным предоставление абонентам этих сетей весьма важной услуги роуминга. Поэтому в 1982 году Скандинавские страны и Голландия выходят с

предложением разработки в диапазоне 900 МГц регионального европейского цифрового стандарта сотовой связи (системе второго поколения). В этой системе, помимо услуг телефонии, абонентам должен предоставляться целый ряд услуг, связанных с передачей данных, факс, короткие сообщения и т.д. Это предложение было поддержано всеми странами Западной Европы, и в 1982 году в ETSI был разработан стандарт на систему GSM. В следующем году, учитывая перспективы развития сотовой связи в Европе и во всем мире, этот же стандарт был принят для диапазона 1800МГц. В 1991 году создаются опытные сети стандарта GSM, и начинается его глобальное распространение по всему земному шару, в связи, с чем аббревиатура GSM приобрела новую расшифровку - Global System for Mobile Communications. Пионером в создании таких сетей является Финляндия, в которой сегодня имеется рекордное число абонентов сетей сотовой связи (более 70% населения). В Казахстане связь в стандарте GSM появилась в 1998 году.

Система AMPS также модернизируется, создается цифровая система D-AMPS, и выпускаются абонентские терминалы, которые могут работать как в аналоговых, так и в цифровых сетях данного стандарта. Применение системы D-AMPS позволяет увеличить емкость сотовой сети в тех местах, где аналоговые сети оказались перегруженными из-за увеличения количества абонентов

Знаменательной вехой в развитии сотовой подвижной связи является год 1989-й. В этом году фирмой "Qualcomm" (США) была завершена разработка новой цифровой системы второго поколения, использующей технологию CDMA. Эта технология в несколько раз повышала эффективность использования РЧС в сотовой связи, позволяя создавать сети весьма большой емкости. Наибольшее распространение данная технология получила в США и Азиатских странах. В странах Западной Европы, продолжали интенсивно развиваться сети на основе стандарта GSM. В России в 1997 году на основе технологии CDMA начали создаваться сети абонентского доступа.

В 1990 году в МСЭ и региональных организациях стандартизации (ETSI - Европа, ARIB -Япония и ANSI -США) начинаются работы по созданию единого общемирового стандарта на оборудование систем подвижной сотовой связи третьего поколения IMT-2000 (International Mobile Telecommunication). Основная предпосылка для выполнения этих работ состояла в том, что в скором времени пользователям мобильных систем станет необходимо предоставление таких же услуг, как и в фиксированной связи. В процессе работ по созданию единого мирового стандарта на сети третьего поколения были рассмотрены десятки разных предложений, сделанных ведущими в мире компаниями - полного согласия в выборе единого стандарта достигнуть не удалось. В результате родилось целое семейство стандартов третьего поколения. В Европе разработана система UMTS, относящаяся к семейству IMT-2000. В ряде европейских стран уже выданы лицензии на создание сотовых сетей подвижной связи стандарта UMTS. Ввод их в коммерческую эксплуатацию состоялся в 2002 году.

Таблица 1 -Хронология

1947	Выдвинута идея создания сотовых сетей подвижной связи (США - Д. Ринг).
1974	Начало разработки сотовых сетей подвижной связи общего пользования (США).
1979	Создание системы сотовой подвижной связи стандарта AMPS (США).
1981	Начало внедрения сотовых систем связи стандарта NMT-450 в Скандинавских странах (Дания, Швеция, Финляндия и Норвегия).
1982	Начало разработки системы сотовой подвижной связи стандарта GSM (ETSI).
1985	Начало исследований в МСЭ по созданию единой системы подвижной связи третьего поколения IMT-2000.
1989	Разработка фирмой "Qualcomm" первой сотовой системы связи, использующей технологию CDMA (США).
1990	Начало работ по созданию UMTS (ETSI).
1991	Начало внедрения сотовых сетей подвижной связи в России.
1992	Начало внедрения сетей GSM (Финляндия).
1992	Выделение на всемирной основе полос частот в диапазоне 2 ГГц для создания систем подвижной связи третьего поколения.
1994	Разработка стандарта D-AMPS (США).
1994	Разработка проекта системы третьего поколения CODIT на основе технологии CDMA (ETSI).
1999	В Финляндии выданы первые лицензии на создание наземных сетей UMTS.

1.2 Развитие цифровых стандартов 2-го поколения

Проекты цифровых систем сотовой связи, которые сейчас принято относить ко второму поколению, отличаются от аналоговых систем двумя принципиальными отличиями:

а) возможностью использования спектрально-эффективных методов модуляции в сочетании с временным (TDMA) и кодовым (CDMA) разделением каналов вместо традиционно используемого в аналоговых системах частотного разделения каналов (FDMA);

б) предоставлением пользователям широкого спектра услуг за счет интеграции передачи речи и данных с возможностью шифрования (засекречивания) данных.

Переход на цифровые способы передачи и обработки информации позволил существенно сократить число стандартов. К 1995 г. в мире действовали цифровые системы трех стандартов - GSM, D-AMPS (IS-54, впоследствии IS-136) и PDC.

Широкое распространение получил общеевропейский стандарт GSM, который был создан по инициативе специальной группы подвижной связи Group Special Mobile (GSM), организованной в рамках ETSI. Первая коммерческая сеть, работающая в стандарте GSM, была развернута в 1992 г. в Германии. С тех пор стандарт непрерывно развивается и совершенствуется. Он уже адаптирован для работы в частотном диапазоне 1800 МГц (GSM-1800) и 450 МГц (GSM-400) в Европе и 1900 МГц (PCS) в США.

Начало разработки цифровых технологий в США положил стандарт IS-54, который разрабатывался с целью повышения емкости действующих в США аналоговых систем AMPS, и был одобрен в 1989 г. подкомитетом TR45.3 ТТА. В системе TDMA(D-AMPS) заложены современные технические решения, позволившие реализовать 3 речевых канала в одном частотном канале системы AMPS (ширина канала 30 кГц). Первые системы на базе этого стандарта были введены в эксплуатацию в 1992 г. В США стандарт TDMA является базовым - им пользуются более 40% абонентов. Сегодня в мире действует более 100 сетей технологии TDMA, развернутых в 36 странах мира.

В развитии цифровой сотовой связи от Европы и США не отставала и Япония, разработавшая в 1994 г. собственный стандарт PDC (Personal Digital Cellular) - персональная цифровая система сотовой связи. Сети на базе PDC развертываются в основном для национального использования и не оказывают существенного влияния на мировой рынок. В Японии сеть PDC обеспечивает покрытие практически всей территории, на которой проживает около 99% ее населения.

Эксплуатация первой коммерческой сотовой системы подвижной связи на базе технологии CDMA была начата в сентябре 1995 г. в Гонконге. До этого момента стандарт IS-95 получил одобрение ИТУ и вошел в состав Рекомендации М.1 073 ИТУ-Р. Число сотовых сетей, построенных на базе CDMA (IS-95) и предоставляющих услуги как фиксированной, так и подвижной связи, неуклонно растет. Система CDMA применяется в основном в тех случаях, когда требуется построить сеть повышенной емкости или с более высоким качеством передачи речи [4].

Следующий важный шаг в развитии сотовых систем после введения цифровых технологий - переход к микросотовой и пикосотовой структуре сетей. Использование таких сетей позволяет обслуживать абонентов в городских районах с интенсивной застройкой и закрытых зонах (офисы, подземные гаражи и др.). Принципы построения микросотовых систем отличаются от макросотовых систем. В них отсутствует частотное планирование, не обеспечивается хэндовер, не осуществляется измерение уровня сигнала. В 1992 г. был утвержден европейский стандарт DECT (Digital European Cordless Telecommunications), реализующий технологию радиодоступа с малой мощностью излучения (10-25 мВт) и обеспечивающий очень высокую плотность расположения абонентских устройств. Широкое внедрение технологии началось с 1995 г., когда было продано около 2 млн.

терминалов. В те годы мало кто верил, что через 5 лет DECT фактически монополизует рынок беспроводной офисной связи и WLL.

Исторически так сложилось, что профессиональные системы радиосвязи (в последние годы они называются транкинговыми) начали создаваться задолго до появления сотовых. К профессиональным системам, как известно, относятся различные ведомственные и корпоративные радиосети для скорой помощи, служб охраны порядка и др. Развитие таких сетей идет в направлении улучшения качества и конфиденциальности связи.

Многие виды современных услуг не могли в полной мере предоставить системы первого поколения (SmartTrunk II, LTR, Multi-Net, Accessnet, Smartnet, EDACS, MPT 1327).

Отличительная особенность транкинговых систем - возможность эффективного использования полосы частот за счет организации свободного доступа к общему частотному ресурсу ретрансляционного пункта, содержащего обычно несколько ретрансляторов, связанных друг с другом с помощью общей шины управления. Гибкая архитектура транкинговых систем позволяет передавать как индивидуальные вызовы, так и вызовы абонентов нескольких групп или сразу всех абонентов сети. Работа станции на излучение в таких системах обычно осуществляется не непрерывно, а лишь по нажатию тангенты радиотелефона, что уменьшает перегруженность эфира.

Однако существующие сети профессиональной связи первого поколения не гарантируют высокой конфиденциальности и надежной защиты от несанкционированного доступа, и, что особенно существенно, не обеспечивают аутентификацию абонентов и идентификацию абонентского оборудования [5]. Эти задачи решены в цифровых системах профессиональной связи второго поколения (APCO, TETRA), которые призваны заменить огромное число несовместимых друг с другом аналоговых стандартов.

Стандарт на цифровую систему транкинговой связи APCO 25 разработан в США. Его реализация осуществляется в два этапа с целью плавного перехода от существующих аналоговых сетей к цифровым. С технической точки зрения переход ко второму этапу связан со снижением в 2 раза шага сетки частот (до 6,25 кГц) и использованием спектрально эффективной модуляции CQPSK.

Под влиянием впечатляющих успехов стандарта сотовой связи GSM в ETSI был разработан общеевропейский стандарт цифровой транкинговой системы радиосвязи TETRA (TransEuropean Trunked Radio). В TETRA заложены универсальные технические решения, которые позволяют с минимальными затратами реализовывать систему в разных диапазонах частот и с отличающимися протоколами связи. Наряду с экономией частотного ресурса система TETRA обеспечивает большие возможности в части наращивания технических возможностей, предусматривая в перспективе предоставление услуг 3-го поколения и реализацию разных сценариев внедрения.

Системы подвижной спутниковой связи появились около 30 лет назад, когда на орбиту был выведен геостационарный космический аппарат (КА)

Marisat. Первоначально мобильные земные станции (ЗС) разрабатывались как системы специального назначения (морские, воздушные, автомобильные, железнодорожные) и были ориентированы на ограниченное число пользователей. Надежность связи была невысокой, что связано с низкой энерговооруженностью подвижных объектов и проблемами обеспечения устойчивости связи при сложном рельефе местности и малых рабочих углах места. Земные станции первого поколения (стандарт Inmarsat-A) предназначались в основном для создания ведомственных и корпоративных сетей с радиальной (или радиально-узловой) структурой с большими центральными станциями [6].

Революционные преобразования в области мобильной спутниковой связи произошли в начале 90-х и были обусловлены тремя факторами: коммерциализацией космических программ, использованием низкоорбитальных и средневысотных КА и повсеместным переходом на цифровую связь с использованием цифровых сигнальных процессоров (DSP). Процесс конверсии сопровождался заимствованием и переносом передовых военных технологий в коммерческие программы. В результате были реализованы несколько проектов глобальных систем спутниковой связи с КА на низких орбитах (Iridium, Globalstar), средневысотных (ICO), а также две региональные системы (AceS и Thuraya).

Глобальная система персональной спутниковой связи Iridium была введена в эксплуатацию в конце 1998 г. Проработав около полутора лет, она прекратила свое существование. Великолепно задуманный и реализованный технический проект оказался не востребованным массовым рынком. Главные причины — низкий спрос на услуги голосовой связи по спутниковым линиям и просчеты в маркетинговой политике.

На этапе формирования концепции системы (1987 г.), идея портативных спутниковых телефонов и пейджеров выглядела привлекательной и вполне конкурентоспособной. Однорежимные (спутниковые) и двухрежимные (спутниковые/сотовые) абонентские терминалы должны были обеспечить гибкую стратегию предоставления услуг и развертывания системы Iridium. Однако разработчики проекта Iridium не учли те серьезные изменения, которые произошли в мире за последние годы. Они прежде всего связаны с успехами наземной связи. Новые модификации сотовых телефонов легче и удобнее, а тарифы более привлекательные, чем в спутниковой связи. Кроме того, время работы без подзарядки аккумуляторных батарей в спутниковой связи меньше, а возможности работы из зданий ограничены. Что же касается обслуживания труднодоступных районов и океанов, в которых спутниковая связь не имеет себе альтернативы, то оказалось, что желающих общаться по объявленным тарифам не так уж и много, чтобы окупить эксплуатационные затраты.

В 2000 году начата эксплуатация трех систем: глобальной системы персональной спутниковой связи Globalstar и региональных систем ACeS и Thuraya, ориентированных не только на голосовую связь, но и передачу данных. В 2001 г. введена в эксплуатацию система ICO.

При классификации систем подвижной связи 2-го поколения использованы три основных признака: назначение системы, метод многостанционного доступа и схема дуплексирования каналов. В зависимости от назначения и размеров зоны обслуживания все системы подвижной связи могут быть разделены на 4 класса (рисунок 1):

- спутниковые системы связи с зоной обслуживания в одном луче 400-800 км и глобальной зоной обслуживания для одного спутника 3000-8000 км в зависимости от высоты орбиты;

- системы сотовой подвижной радиосвязи с радиусом действия от 0,3 до 35 км;

- транкинговые (профессиональные) системы радиосвязи с радиусом зоны обслуживания от 2 до 50 км в зависимости от высоты подъема антенны;

- системы беспроводного доступа с типовыми размерами соты до 0,3 км.

Различия между системами разных классов, прежде всего, состоят в составе и качестве предоставляемых услуг. Наиболее высокое качество обеспечивают сотовые сети и системы беспроводного доступа, предоставляющие услуги двусторонней радиосвязи в интересах как мобильных, так и стационарных абонентов (телефонные сети общего пользования, ISDN и др.). Аналогичные услуги, но с меньшими возможностями, реализованы в спутниковых системах. Что же касается транкинговых систем, то в них основным видом обслуживания является полудуплексная связь и групповой вызов абонентов.

Размеры соты зависят от плотности абонентов, приходящейся на единицу зоны покрытия, и характера распределения абонентов по обслуживаемой территории. В местах с повышенной плотностью абонентов создаются пикосоты с радиусом до 100 м, а в районах наиболее интенсивной застройки и с высокой плотностью населения организуются микросоты (0,1-0,5 км).

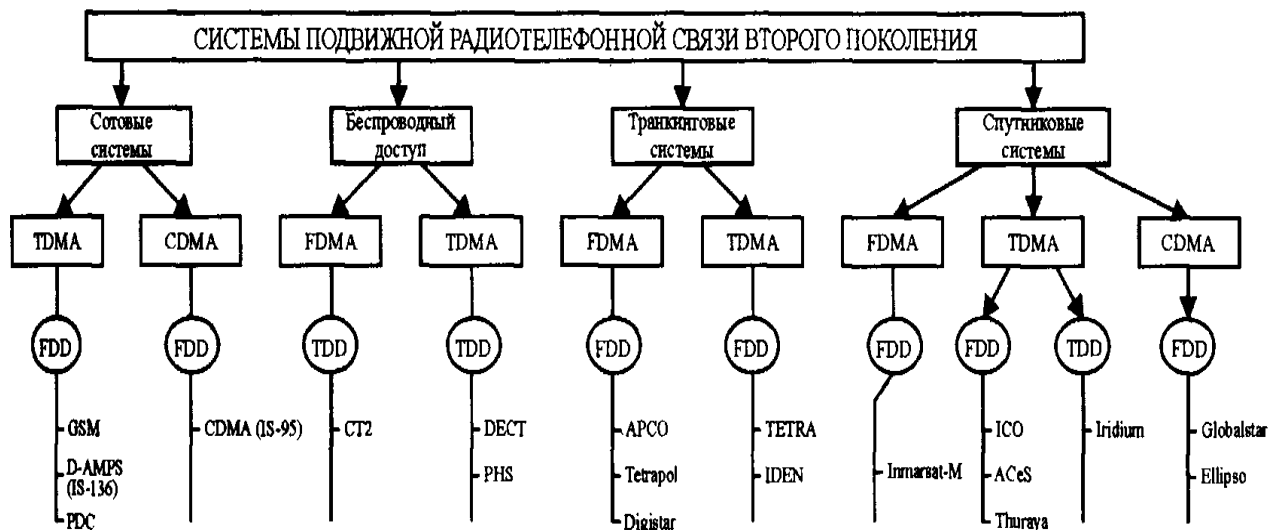


Рисунок 1- Классификация систем подвижной связи второго поколения

Радиус действия макросотовых зон, которые охватывают город и пригородные зоны, не превышает 30-35 км. Что же касается обслуживания абонентов в сельской местности, удаленных и труднодоступных районах, то оно может осуществляться как с использованием наземных сотовых, так и спутниковых систем.

Сотовые сети и системы беспроводного доступа могут обслуживать районы с большой плотностью абонентов до 10 000 Эрланг на квадратный километр. Транкинговые сети более эффективны, когда объем трафика не превышает 1-2 Эрл/кв. км. Для повышения спектральной эффективности в сотовых системах используется широкополосная TDMA или CDMA, в то время как в транкинговых сетях в основном применяются узкополосная TDMA или FDMA[7].

Другое различие заключается в схеме организации связи. В сотовых системах и системах беспроводного доступа осуществляются индивидуальные вызовы между абонентами. Средняя длительность разговора может достигать нескольких минут. Типовой режим работы транкинговых систем основан на передаче коротких вызовов (менее 1 мин), которые могут организовываться как индивидуально, так и через диспетчера. Время установления связи в транкинговых системах небольшое и, как правило, не превышает 0,3 с.

По способу использования частотного ресурса системы подвижной связи разделяются на два класса:

- системы связи с жестко закрепленными за абонентами каналами;
- системы с предоставлением канала по требованию при нахождении абонентов в общей зоне обслуживания.

В системах с фиксированным закреплением каналов обеспечивается высокая оперативность связи. Принцип фиксированного закрепления каналов получил широкое распространение в системах конвенциональной радиосвязи и ряде транкинговых систем. Транкинговые системы второго поколения относятся к системам со свободным доступом. Они позволяют работать на любом канале в пределах выбранной группы частот, причем конкретный канал закрепляется за выделенным ресурсом. В сотовых сетях и системах беспроводного доступа обеспечивается предоставление канала по требованию при нахождении абонентов в одной зоне обслуживания.

Сравнительные характеристики для систем наземной подвижной связи 2-го поколения приведены в таблице 2. Хотя перечень приведенных систем не является достаточно полным, тем не менее он позволяет оценить различия при построении той или иной системы.

Использование в системах 2-го поколения новых системных и технических решений позволило улучшить отношение сигнал/шум (E_b/N_0). Если в аналоговых системах 1-го поколения, отношение E_b/N_0 было равно 17-18 дБ, то в системах 2-го поколения этот показатель уже равен 7-9 дБ.

Системы подвижной связи второго поколения имеют ограниченные возможности по наращиванию пропускной способности и видов услуг в рамках выделенного частотного диапазона.

Таблица 2 – Системы 2-го поколения

Характеристика	Сотовые системы			Беспроводный доступ			Транкинговые системы		
	GSM	TDMA (IS-136)	CDMA (IS-95)	PDC	CT2	DECT	TETRA	APCO	Tetrapol
Диапазон частот, МГц	890-915/ 1710-1785 935-960/1 805- 1880	824-849 869-894	824-849 869-894	810-826 940-956 1429-1453 1477-1501	864-868	1880-1900	380-400 410-430 (450-470)	138-174 406-512 746-869	70-520
Ширина полосы, МГц	25	25	25	25	24	20	20	-	5
Дуплексный разнос, МГц	45/95	45	45	48(130)	Нет	Нет	10	-	10
Канальный разнос, кГц	200	30	1250	25 (50)	100	1728	25	12,5/6,25	12,5/10
Число дупл. каналов	124	832	20	640	40	10	-	-	400
Метод доступа	TDMA	TDMA	CDMA	TDMA	FDM A	TDM A	TDMA	FDMA	FDM A
Метод дупл. каналов	FDD	FDD	FDD	FDD	TDD	TDD	FDD	FDD	FDD
Число кан. на несущую	8 или 16	3(6)	55	3(6)	1	12	4	1	1
Метод модуляции	GMSK	$\pi/4$ DQPSK	QPSK	$\pi/4$ DQPSK	GFSK	GFSK	$\pi/4$ DQPSK	C4FM CQPSK	GMSK
Скорость передачи, кбит/с	270,8	48,6	1288	42	72	1152	36	9,6	8
Тип реч. кодека	RPE-LTP	VSELP	QCELP	VSELP	ADPCM	ADPCM	ACELP	IMBE	RPCELP
Скорость кодека, кбит/с	13 или 6,5	7,95	13 или 8,5	6,7	32	32	4,5	4,4	6
Длина кадра, мс	4,6	40	20	20	2	10	57	180	20
Мощность МС, Вт средняя (пиковая)	GSM-900: 2 (0,25), 0,1 (0,8) GSM-1800: 1(0,125), 0,25 (0,03)	3,0(9), 1,6(4,8), 1,6 (1,8)	0,6 (6,3) 2,5 1,0	0,66(2)	0,005 (0,01)	0,01 (0,25)	2.5 (10) 0,75(3) 1 (0,25)	-	10 (авт.)
Отношение Eb/No	9	16	6-7	17	20	12	19	-	-

Рост их емкости возможен лишь за счет перехода на полускоростные каналы (GSM), использования более эффективных методов модуляции и применения секторных антенн. Секторизация сот в сочетании с использованием спектрально-эффективных методов модуляции позволяет увеличить их пропускную способность, но не более чем в 10 раз.

1.3 Технологии разделения каналов

Принципы построения системы и организации связи определяют два ключевых понятия: многостанционный доступ и дуплексный разнос. Многостанционный доступ характеризует способность базовой станции одновременно принимать и передавать сигналы нескольких мобильных станций. Системы 2-го поколения строятся на базе трех конкурирующих технологий: методов многостанционного доступа с частотным (FDMA), временным (TDMA) и кодовым (CDMA) разделением каналов.

Что же касается дуплексного разноса, то он характеризует возможность информационного обмена по одной линии в обоих направлениях. Различают дуплексную передачу с частотным (FDD) и временным (TDD) разделением каналов. В большинстве существующих систем 2-го поколения, кроме DECT, используется частотный дуплексный разнос.

В режиме TDD двусторонняя связь между абонентами обеспечивается на одной несущей с временным уплотнением каналов передачи и приема, что позволяет сделать систему более гибкой в части использования выделенных полос частот. В отличие от FDD в режиме TDD не требуются парные полосы частот, что упрощает процедуру поиска сот и позволяет более эффективно распределять каналы между сотами.

В прямом и обратном каналах трафик в режиме TDD может быть как симметричным, так и асимметричным. Другое преимущество TDD состоит в более простой реализации однорежимного терминала, что обусловлено отсутствием дуплексера.

Метод FDMA широко используется как в традиционных аналоговых системах подвижной связи, так и в цифровых системах 2-го поколения, как правило, в сочетании с другими методами. При частотном разделении каждому абоненту на время разговора из всего доступного диапазона частот выделяется отдельный канал (узкий участок спектра). В случае персональной связи ширина частотного канала составляет 25-30 кГц. Таким образом, не временной фактор, а только лишь различие по частоте используется для разделения абонентов. Подобный подход имеет ряд преимуществ. Вся информация передается в реальном времени. Удобно частотное разделение и с точки зрения организации связи. Основной недостаток FDMA - низкая пропускная способность при обслуживании большого числа абонентов с малой активностью.

Технология TDMA используется в большинстве систем 2-го поколения: GSM, TDMA (IS-136), PDC, DECT, TETRA и др. В отличие от систем с частотным разделением все абоненты работают в одном и том же диапазоне частот, при этом каждому из них выделяется свой временной интервал (канал), в течение которого разрешается передавать информацию. В GSM спектр шириной 200 кГц нарезается на 8 канальных интервалов (слотов), а в полосе 30 кГц (TDMA) организуется 3 канальных интервала.

С точки зрения абонента - график носит пульсирующий характер. Чем больше абонентов, тем реже каждому из них предоставляется возможность передавать свои данные. Чтобы повысить пропускную способность, временное разделение, как правило, используется совместно с частотным разделением.

Технология CDMA используется в cdmaOne (стандарт IS-95). Система cdmaOne построена по методу с прямым расширением спектра (DS-SS) на основе 64 кодовых псевдослучайных последовательностей, являющихся функциями Уолша. Сигнал, сформированный со скоростью 9,6 кбит, затем расширяется по полосе и передается с чиповой скоростью 1,2288 Мбит/с. С технической точки зрения CDMA система характеризуется рядом особенностей, отличающих ее от других систем с частотным и временным разделением каналов. Прежде всего, необходима высокая точность выравнивания уровней принимаемых сигналов, а также обеспечение синхронизации мобильных станций с точностью до абсолютного значения шкалы системного времени.

Жесткие требования предъявляются и к коэффициенту качества формы сигналов, который определяется как нормированный коэффициент корреляции между используемым сигналом и его идеальной моделью. Это означает, что на достоверность приема сигналов влияют не только различного рода помехи и шумы, но и степень соответствия формы принимаемого и опорного сигналов. Согласно стандарту IS-95 коэффициент качества формы сигнала должен составлять величину не менее 0,944 при допустимых отклонениях по частоте 300 Гц и задержке не более ± 1 мс.

Сравнительные характеристики систем GSM, IS-136 (TDMA) и IS-95 (CDMA) приведены в таблице 3.

Таблица 3 - Сравнительные характеристики стандартов GSM, IS-136 и IS-95

Стандарт	GSM		IS-136	IS-95		
	мобил./фикс.		мобил./фикс.	мобильная		фиксир.
Ширина полосы частот, МГц	0,2	0,2	0,03	1,23	1,23	1,23
Скорость вокодера, кбит	13	6,5	8	8	13	8
Число информационных каналов на несущую	8	16	3	23	12	35
Коэффициент использования частот при трехсекторных сотах	4	4	7	1/3	1/3	1/3
Число информационных каналов на соту в полосе 3 МГц	30	60	42	138	72	258
Емкость системы (число каналов на 1 МГц на соту)	10	20	14,3	56,1	29,6	86,2

1.4 Услуги систем 3-го поколения

Принципиальное отличие технологии 3-го поколения от предыдущих – возможность обеспечить весь спектр современных услуг (передачу речи, работу в режиме коммутации каналов и коммутации пакетов, взаимодействие с приложениями Internet, симметричную и асимметричную передачу информации с высоким качеством связи) и в то же время гарантировать совместность с существующими системами.

Говоря о системах 3-го поколения, услуги принято делить на две группы: немультимедийные (узкополосная передача речи, низкоскоростная передача данных, трафик сетей с коммутацией) и мультимедийные (асимметричные и интерактивные). Новым качеством этих систем является также то, что они позволяют компаниям-операторам самостоятельно разрабатывать приложения, функции и услуги, ориентируясь на требования конкретного региона и рост спроса на определенные услуги.

Изучение тенденций развития мультимедийной подвижной связи позволяет прогнозировать значительное увеличение числа ее пользователей. По данным UMTS-форума, из 200 млн. абонентов Европы доля потребителей услуг связи 3-го поколения в 2005 г. составит 16% (32 млн.). Что же касается объема мультимедийного трафика, то он уже в 2005 г. превысит 60%, при условии, что тарифы будут расти существенно медленнее, чем трафик.

Последние достижения в области видеоконференц-связи позволяют утверждать, что она получит широкое распространение в системах 3-го поколения. До недавнего времени этот вид был характерен в основном для сетей ISDN, обеспечивающих скорость передачи 144кбит/с (BRI) или (с использованием трех базовых каналов BRI) до 384 кбит/с.

Стремительный рост популярности Internet и бурное развитие мобильной связи позволяет говорить о слиянии в перспективе этих двух технологий. Сегодня спрос на видеоконференц-связь начинает доминировать. Несмотря на ряд проблем, связанных с реализацией высокосортного доступа к Internet с мобильного терминала, можно прогнозировать, что со временем данная услуга станет одной из основных. Анализ тенденций распределения трафика по регионам, проделанный МСЭ, показывает, что наибольший рост объема услуг спутниковых систем 3-го поколения ожидается в Северной и Южной Америке, Японии и Азии. Что же касается Европы, то здесь наблюдается увеличение объема услуг спутниковой связи.

Услуги 3-го поколения включают сервис, предоставляемый технологией виртуальной домашней среды VNE (Virtual Home Environment). Ее основная идея состоит в переносе индивидуального набора услуг через границы сетей с одного сетевого терминала на другой. Совсем недавно эти услуги могли обеспечить только технологии фиксированной связи. Пользователь получает те же самые возможности, интерфейс и услуги независимо от того, какой сетью он пользуется в данный момент. Благодаря 3G стала возможной передача видеоизображений и мультимедийных данных в режиме реального времени.

Мобильные сети 3-го поколения также обеспечили естественное расширение спектра немультимедийных услуг, предоставляемых в настоящее время с помощью сетей GSM, TDMA, cdmaOne и PDC. Перспективы создания 3G более благоприятные, чем появление систем 2G. Внедрение систем 2G проходило на мировом рынке за непродолжительное время и развивалось исключительно путем «вытеснения» старых технологий, с которыми не предполагались взаимосвязь и преемственность.

С появлением систем 3G начался продолжительный период совместного существования IMT-2000 и систем 2G. Благодаря различиям в наборе и стоимости предоставляемых услуг, новые технологии будут не конкурировать, а гармонически дополнять друг друга. В дальнейшем по мере массового развития услуг 3-го поколения прогнозируется постепенная миграция абонентских сетей 2G в 3G. Динамика изменения числа абонентов в сетях связи разных поколений приведена на рисунке 2.

Говоря о взаимосвязи разных поколений, нельзя не упомянуть и о перспективных технологиях XXI века, которые сейчас принято относить к сетевым инфраструктурам будущего 4GW (4th General Wireless Infrastructures) или поколению 4G. При переходе к 4G потребуются разработка глобальных высокоскоростных магистральных базовых сетей (в 3G предполагается только их модернизация), создание новых радиointерфейсов в диапазонах частот от 5 до 60 ГГц, оснащение практически всех профессиональных и бытовых приборов встроенными средствами радиодоступа, обеспечение мобильного доступа к базам данных (справочно-информационным, географическим, медицинским), а также реализация услуг телерадиовещания в интересах мобильных пользователей. Сравнительные характеристики технологий разных поколений приведены в таблице 4.

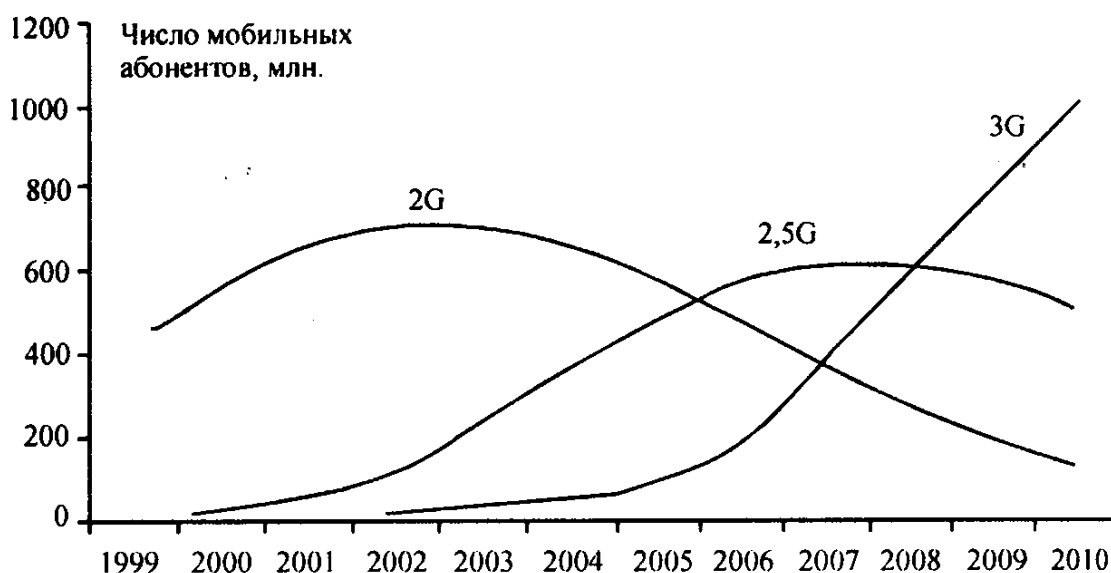


Рисунок 2 - Прогнозируемое количество абонентов в сетях мобильной связи разных поколений

Таблица 4 - Сравнительные характеристики технологий мобильной связи

Технологии	2 G	2,5G	3G	4G
Базовые услуги	Речь	Речь, данные	Речь, данные, видеоданные, мультимедиа	Речь, данные, мультимедиа, мобильное Телерадио-вещание
Скорость передачи, кбит/с	9,6-14,4	115 (фаза1) 384 (фаза 2)	2048 (фаза1) 10000(фаза 2)	(10-44)·10 ³
Тип коммутации	Коммутация каналов	Смешанная (преимущественно каналов)	Смешанная (преимущественно пакетов)	Требования не определены
Базовые технологии радиодоступа	GSM, TDMA, PDC, cdmaOne	GPRS, EDGEIS-136+	Стандарты серии IMT	Стандарты не определены
Сроки эксплуатации	1995-2010	2000-2015	2002-2020	2012-.....

1.4.1 Мультимедийные и немультимедийные услуги

В отличие от технологий предыдущих поколений, где речь была доминирующим видом услуг, в IMT-2000 предполагается обеспечить весь спектр современных услуг, включая передачу речи, работу в режиме коммутации каналов и пакетов, взаимодействие с приложениями Internet, симметричную и асимметричную передачу с высоким качеством - и в то же время гарантировать совместимость с существующими системами.

Третье поколение мобильной связи уже на первом этапе развертывания должно обеспечить высокую пропускную способность, которая может гибко изменяться в зависимости от степени мобильности абонента, т.е. разных скоростей его передвижения в зонах обслуживания:

- до 2,048 Мбит/с для обслуживания стационарных и передвигающихся внутри зданий абонентов (скорость менее 3 км/ч);
- до 384 кбит/с при низкой мобильности (скорость от 3 до 12 км/ч) и локальной зоне покрытия;
- до 144 кбит/с при высокой мобильности (скорость от 12 до 120 км/час) и широкой зоне покрытия;
- до 64 (144) кбит/с при глобальном покрытии (спутниковая связь).

Что же касается набора услуг, то он фактически приближается к тому, который предоставляется в сетях фиксированной связи. Очевидно, что

достижение таких высоких скоростей при ограниченном частотном ресурсе и работе в каналах с замираниями потребует разработки принципиально новых подходов к построению радиоинтерфейса.

Говоря о системах 3-го поколения, услуги принято делить на две группы: немультимедийные (узкополосная речь, низкоскоростная передача данных, график сетей с коммутацией каналов) и мультимедийные (асимметричные и интерактивные).

Новая информационная технология «мультимедиа» зародилась сравнительно недавно, однако она сразу же стала основой для создания новых услуг 3-го поколения - компьютерной видеографики (в том числе трехмерной), видео-, текстовой и графической информации. Путем синтеза частей аудиовизуальной информации и их передачи по радиоканалам пользователь может быть обеспечен всеми видами современных услуг.

Мультимедийные услуги принято разделять по виду графика (асимметричный/симметричный) и способу взаимодействия пользователя с системой (интерактивный/вещательный обмен сообщениями и т.п.). Трафик при передаче мультимедийной информации и данных сети Internet имеет асимметричную структуру. Интересно отметить, что по мере увеличения скорости передачи разница в объеме передаваемой информации в линиях «вверх» и «вниз» имеет тенденцию к увеличению (рисунок 3). В перспективе прогнозируется, что коэффициенты асимметрии графика увеличатся с 1:4 до 1:40 при передаче среднескоростной информации (384 кбит/с) и до 1:200 - для высокоскоростных потоков данных (2,048 Мбит).

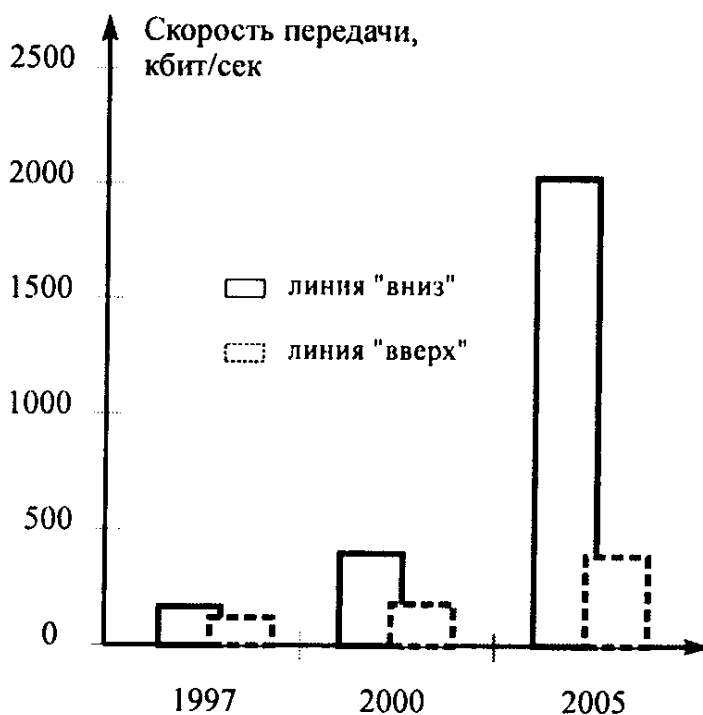


Рисунок 3 - Динамика изменения асимметричности трафика в линиях «вниз» и «вверх»

Широкое распространение в системах 3-го поколения получают интерактивные услуги мультимедиа. Такие услуги предоставляют удаленным абонентам возможности естественного общения в реальном времени, т.е. они могут не только слышать, но и видеть друг друга.

До недавнего времени видеоконференцсвязь (базовая услуга мультимедиа с высокой интерактивностью) использовалась преимущественно в сетях ISDN, где видеоданные передавались со скоростью 144 кбит/с (1 канал BRI) или 384 кбит/с (3 канала BRI). Наиболее высокие требования к качеству мультимедиа предъявляются в телемедицине, где необходимо получать высококачественные изображения (на уровне телевизионной картинки) в реальном времени. Последние достижения в области сжатия видеоданных позволяют утверждать, что эта услуга также получит широкое применение в ИМТ-2000.

Стремительный рост популярности сети Internet и бурное развитие мобильной связи позволяет говорить в перспективе о слиянии этих двух технологий. Сегодня спрос на услуги доступа к ресурсам Internet начинает доминировать над всеми другими. Количество пользователей сети Internet по всему миру выросло с 62 млн. в 1996 г. до 170 млн. в 1999 г., причем темпы роста продолжают увеличиваться и к 2005 г. число пользователей достигнет 1 млрд. абонентов.

Несмотря на ряд трудностей, связанных с реализацией высокоскоростного доступа к Internet с портативного терминала, можно прогнозировать, что со временем эта услуга станет одной из основных в мобильной связи.

1.4.2 Концепция виртуальной домашней среды

Услуги 3-го поколения включают сервис, предоставляемый технологией виртуальной домашней среды VNE (Virtual Home Environment). Концепция VNE базируется на следующих принципиальных отличиях:

- персонализация услуг, т.е. предоставление абоненту таких видов услуг, профиль которых адаптирован под его конкретные требования и не зависит от среды обслуживания;
- прозрачный доступ абонента к услугам связи независимо от используемых технологий радиодоступа и сетевых стандартов;
- переносимость услуг без потери качества связи через границы различных мобильных и стационарных сетей (ТфОП, Internet);
- возможность использования в сети разнотипного абонентского оборудования или, другими словами, переносимость услуг с одного типа терминала на другой.

Совсем недавно эти услуги могли обеспечить только сети фиксированной связи. Сегодня мобильный пользователь может получать те же самые возможности, интерфейс и услуги независимо от того, какой сетью он пользуется в данный момент.

Благодаря IMT-2000 стала возможной передача видеоизображений и мультимедийных данных в режиме реального времени, что позволит создать эффект «присутствия» для абонента, находящегося на большом удалении от места событий, фактически создавая эффект ощущения унифицированной (домашней) среды.

Общая архитектура среды VNE включает три функциональных уровня: мобильную сеть, ТфОП и Internet. Функции VNE, специфичные для мобильной сети, реализуются с использованием технологий CAMEL, INAP, WAP и др. В настоящее время завершен процесс стандартизации среды VNE на региональном уровне (VNE ETSI, 1999), и созданы все предпосылки для проведения аналогичных работ в рамках IMT-2000.

Беспроводные терминалы, в которых реализованы режимы VNE, располагают сходным набором персонализированных услуг, интерфейсных возможностей и характеристик обслуживания, которые не зависят от конкретной сети, типа терминала и местоположения. Однако мобильным абонентам не следует обольщаться - будучи связанной со значительными технологическими трудностями такая услуга на начальном этапе внедрения обойдется недешево.

1.4.3 Определение местоположения

Задача позиционирования мобильных средств связи возникла не сегодня и усилия по ее решению уже предпринимались. Применительно к сотовым телефонам такое решение, в частности, основывалось на попытке определить, в какой соте абонент находится. Именно на этом принципе основан метод Cell ID, базирующийся на простых проверках и несложных геометрических расчетах. Исходя из того, что зоны приема базовых станций сети на местности имеют вид кругов, сначала выясняется, какие из станций могут принять, а в случае использования секторных антенн - и грубо запеленговать, сигналы телефона. После этого определяется территория, в пределах которой находится пользователь. Погрешность нахождения места таким способом может достигать до 30 км [8].

В специализированных же системах, для определения положения радиопередающего устройства могут быть использованы три основных параметра радиосигналов: их амплитуда в месте приема (Signal Strength), направление прихода (Angle of Arrival - AOA) и время задержки при распространении. Пути реализации измерений по каждому из этих параметров хорошо известны в радионавигации.

Возможные технологии

Амплитуда принимаемых сигналов способна характеризовать расстояние между передатчиком и приемником. Однако на практике сила сигналов мобильного телефона в месте приема зависит от столь большого числа причин, что в большинстве случаев не может обеспечить требуемую точность определения места.

Направление прихода сигналов сейчас может автоматически определяться, например, по различию фаз сигналов на элементах антенной решетки, установленной на базовой станции сотовой сети. Пересечение пеленгов из двух (или большего числа) мест обеспечивает однозначное определение положения мобильного телефона. К числу достоинств данного метода относится независимость работы станций, каждая из которых дает информацию об азимуте мобильного телефона. При этом необходимые калибровки приемников для компенсации разброса их параметров, влияния изменений температуры и т. п. локальны для каждой станции и не налагают дополнительных требований на всю сеть. Однако для достижения требуемой точности необходимо определение пеленгов с весьма малой погрешностью. Так, например, при точности определения углов в 1 градус, требования FCC выполняются только на расстояниях до 7 км.

При точно известном моменте времени передачи радиосигналов, время их прихода (Time of Arrival - TOA) в приемник позволяет вычислить расстояние от телефона до антенны базовой станции. Однако условие "известности" времени передачи сигналов каждым из передатчиков налагает очень жесткие требования на необходимость постоянного поддержания чрезвычайно точной (до долей микросекунды) временной синхронизации всех элементов системы. Данный метод измерений реализован в спутниковой навигационной системе GPS, однако применительно к задаче позиционирования многочисленных портативных сотовых телефонов он совершенно нереален.

Несравнимо более простым по реализации является метод определения положения по разности моментов времени прихода сигналов (Time Difference of Arrival - TDOA). Этот способ основан на точном определении времени приема сигналов радиотелефона в трех или более различных станциях сети. По различию времени поступления сигналов в парах мест, вычисляются гиперболические линии положения передатчика. Точка пересечения двух гипербол отображает положение источника сигнала на местности.

Точность, достигаемая при этой технологии, определяется ограничениями ширины полосы частот сигнала, точностью синхронизации элементов системы и средой распространения сигнала - флуктуациями скорости распространения радиоволн в атмосфере в зависимости от изменений температуры, влажности, давления и т. п. Требования FCC при реализации измерений последним методом могут быть достигнуты без модификации мобильных телефонов, но она потребуется для достижения точности определения положения выше 125 метров.

Различие теории и практики

Указанные ранее, достаточно однозначные зависимости между значениями параметров сигналов и положением телефона, имеют место только в теории при распространении радиосигналов в так называемом "свободном пространстве". На практике параметры сигналов в месте приема всегда зависят от очень многих факторов. Так, например, в условиях мегаполиса при плотной

городской застройке всегда имеет место многолучевой прием, при котором как на трубку, так и на базовую станцию может приходиться как прямой радиосигнал, так и отраженный от стен домов и других объектов. В связи с этим амплитуда сигналов, угол их прихода и значение расстояния база-трубка - могут непрерывно "скакать" в очень больших пределах, а определение фактических координат становится делом очень трудным, почти невозможным. В сельской же местности прием сигналов телефона обычно может быть осуществлен всего одной станцией, что исключает возможность нахождения нескольких пеленгов или расстояний.

Несмотря на перечисленные проблемы, анализ требований FCC и всех доступных технологий показал, что необходимые точности во многих случаях могут быть достигнуты с относительно небольшими модификациями существующих беспроводных сетей и даже без модификации терминалов пользователей.

В результате этого, целый ряд компаний начал разработку различных вариантов систем. Сейчас все они находятся на разных стадиях разработки и пока не ясно какая из технологий окажется наилучшей для решения данной задачи в комплексе. Уже имеется более двух десятков проектов систем, использующих угол прихода сигналов, разность времени их прихода, силу сигналов, "интеллектуальные" антенны, систему GPS, и комбинации этих методов. Достигаемые точности определения координат сотового телефона варьируются в пределах от единиц до сотен метров. Большинство разрабатываемых технологий не требует замены пользовательских телефонов.

Технологии определения местоположения

Существуют три основные соперничающие технологии. Каждая из них имеет несколько вариантов, но общие принципы, лежащие в основе этих трех технологий, четко различаются.

а) Метод времени прибытия

Как говорит само его название, метод времени прибытия (Time of Arrival - TOA) основан на измерении интервалов времени, за которые сигнал мобильного телефона доходит до нескольких (не менее 3-х) базовых станций, оснащенных блоками определения местоположения (Location Measurement Unit, LMU).

Компьютер сети может по этим временам прибытия определить время прохождения сигнала до соответствующих базовых станций и затем с помощью алгоритма триангуляции рассчитать местоположение пользователя. Процесс запускается пользователем, включающим свой мобильный телефон. Сеть выполняет необходимые расчеты и передает пользователю на мобильный телефон сведения о его местоположении.

Такая система обладает хорошей точностью, но требует огромных затрат на оснащение блоками LMU почти всех базовых станций. Кроме того, сеть необходимо "понуждать", чтобы она подключала к слушанию телефона, запрашивающего свои координаты, соты, соседствующие с той, которая нормально обслуживает зону его текущего местоположения [2].

Далее, для обеспечения требуемой точности необходимо синхронизировать внутренние часы сети с помощью системы GPS, что также требует больших затрат.

б) Метод разности времен

Метод разности времен (Observed Time Difference, OTD) в значительной степени подобен методу ТОА, хотя в нем мобильный телефон играет более активную роль, что снижает вложения в сеть, необходимые для реализации метода. Принцип метода несложен. Телефон измеряет время прохождения сигнала до него от одной базовой станции, оснащенной блоком LMU, и сравнивает его с соответствующими временами, не менее, чем еще для двух таких станций.

Расстояния между базовыми станциями известны, что позволяет определить и расстояния от каждой из них до сотового телефона, а следовательно, и определить его местоположение.

Все сложные вычисления выполняет имеющийся в сети центр локализации мобильных телефонов (Mobile Location Center, MLC), что освобождает телефон от обработки слишком больших объемов данных, которая может перегрузить его небольшую память и требует значительного потребления энергии от батареи питания.

Преимущество этой системы состоит в том, что она позволяет обойтись меньшим числом LMU (всего примерно лишь для четверти базовых станций), что значительно уменьшает затраты на ее реализацию. Кроме того, эту систему не нужно "понуждать" давать команду базовым станциям слушать мобильные телефоны, не находящиеся непосредственно в их зонах действия. Вместо этого телефон, который и так всегда слушает другие сайты сотовой связи, чтобы не потерять связь при перемещении из одной страны в другую, делает то, что он и должен делать в первую очередь.

Кроме того, в данном случае не нужна и дорогая спутниковая система для синхронизации часов в сети LMU. Поскольку известны расстояния между LMU в сети и времена прохождения сигнала от мобильного телефона до различных LMU и обратно, уравнение для определения местоположения решается однозначно.

Поскольку телефон сам собирает данные и передает их поставщику услуг определения местоположения, освобождая сеть от этой работы, затраты на реализацию системы намного уменьшаются без ущерба для точности.

в) Метод локализации при помощи GPS (Assisted GPS, A-GPS).

Некоторые компании идут по пути развития средств локализации на базе глобальной системы позиционирования (Global Positioning System, GPS). Эта технология уже широко применяется моряками и альпинистами, которым знать свое местоположение нужно для обеспечения безопасности или в навигационных целях.

GPS – это сеть американских военных спутников Navstar, которые предназначены, помимо прочего, для наведения корабельных ракет на цели. Пентагон разрешил использовать эти спутники и для коммерческих целей,

хотя настаивает на том, что коммерческие пользователи должны получать данные существенно меньшей точности, чем военные. Утверждается, что военные способны определять местоположение с точностью до 10 м. Гражданские потребители борются за то, чтобы им было позволено получать данные сравнимой точности.

Многие телекоммуникационные компании встраивают GPS-приемники в мобильные телефоны, чтобы те могли принимать сигналы от ряда спутников, и по этим сигналам вычислять свое местоположение. Преимущества такого подхода очевидны: спутники уже летают, а существенной модернизации беспроводной сети не потребуется.

Однако нахождение трех или более спутников системы GPS, измерение времени прохождения сигналов от каждого из них до телефона, и проведение сложных вычислений требует значительного расхода энергии от батареи. Сложность расчетов обуславливается в данном случае тем, что Земля вращается относительно геостационарных спутников, и это вращение необходимо учитывать.

Еще одним недостатком технологии A-GPS является то, что она может работать лишь тогда, когда в пределах прямой видимости от мобильного телефона находится не менее трех спутников системы GPS. Это значит, что в местах, где нет прямой видимости спутников из-за высоких зданий, система может работать недостаточно четко. Еще труднее телефону будет "увидеть" три спутника, когда он находится в здании, особенно вдали от высокого окна.

Однако в модели A-GPS сеть может оказать мобильному телефону помощь, указав ему, какие именно спутники следует искать. Кроме того, для уменьшения потребления энергии от батареи мобильного телефона можно передавать данные спутниковых измерений в сеть и возложить выполнение необходимых расчетов на нее.

Существующие системы

1) Угломерные системы

Одним из разработчиков подобных систем является компания KSI Inc. Основные решения ее системы TeleSentinel защищены патентом США № 4728959. Для определения направления прихода сигналов сотовых телефонов или радиостанций используются фазированные антенные решетки, устанавливаемые на базовых станциях сети (и подключаемые к существующему оборудованию системы связи) или других фиксированных пунктах. Пеленгование осуществляется как по сигналам канала управления, так и речевым сигналам, без внесения каких-либо модификаций в мобильное оборудование. А так как канал управления телефона активен даже когда он не используется для переговоров, информация о положении может генерироваться независимо от наличия вызовов. Система может применяться и с любым форматом сигнала.

Нахождение местоположения беспроводных устройств связи система TeleSentinel осуществляет при приеме сигналов всего двумя приемниками. В случае, если сигнал получен только одним приемником, для определения

местоположения может использоваться дополнительная информация на основе оценки амплитуды сигнала.

2) *Разностно-дальномерные системы*

Данный метод принят в качестве основы в большинстве разрабатываемых сейчас систем. Одна из них - Cellocate System - разработана Cell-Loc Inc. Система не требует доработки сотовых телефонов или оборудования сети. Система ориентирована на телефоны стандарта CDMA, но может использоваться и в аналоговых системах сотовой связи. На испытаниях была достигнута результирующая точность позиционирования (СКП) - 90 метров, но в большинстве экспериментов достигалась точность лучше 55 метров, а иногда и 15 метров.

Для другой системы - Cursor, разработанной английской компанией Cambridge Positioning Systems (CPS), также практически не требуется установка у оператора дополнительного оборудования, но необходимо обновление программного обеспечения терминалов. Достигнутая погрешность определения местоположения в реальных городских условиях, в помещениях и автомобилях составила примерно 75 метров и компания ведет работы по ее снижению до 50 метров. Система Cursor также может работать и с терминалами, не оснащенными соответствующим ПО, но в этом случае погрешность позиционирования составляет около километра.

Для определения своего положения пользователь совершает обычный звонок. При этом его телефон, до установки речевого соединения, посылает специальное короткое сообщение. Для этого используется SMS, но возможно и просто изменение формата передачи сообщений. Данное SMS включает информацию о сигналах, непрерывно транслируемых базовыми станциями при нормальной работе сети и уже полученных телефоном в неактивном режиме в предшествующий период.

Получив сообщение от телефона, центр расчетов положения (Mobile Location Centre - MLC) запрашивает подобную информацию из ближайших к телефону измерительных модулей системы (Location Measurement Units - LMU) и, сравнивая относительные времена приема сигналов в известных фиксированных пунктах, вычисляет положение телефона. Весь процесс занимает не более нескольких секунд, зависящих, главным образом, от времени ожидания пакета данных.

Модули LMU размещаются в пределах сотовой сети в таких известных фиксированных пунктах, где они могут контролировать соседние базовые станции. Ориентировочно один LMU необходим на каждые четыре станции сети. Модули могут размещаться обособленно или на базовых станциях.

2001.02.22 Nokia представила систему определения местонахождения абонентов мобильной связи под названием Enhanced Observed Time Difference (E-OTD).

2000.09.18 Компания Ericsson приобрела лицензию на технологию Cursor британской компании CPS (Cambridge Positioning system), использующую технологию E-OTD. Ранее аналогичную лицензию приобрел Siemens. Стандарт

E-OTD одобрен ETSI и ANSI. Точность локализации составляет 50 м, что отвечает требованиям Федеральной комиссии связи США. Успешные испытания Cursor проведены в США GSM-оператором VoiceStream.

Еще одна система, разработанная компанией CELLTRAX, Inc., ориентирована на применение в системах AMPS, TDMA (IS-136) и других. Она осуществляет измерения по сигналам канала управления, но может работать и по речевым сигналам.

Приемники CELLTRAX также могут размещаться на базовых станциях или независимо от них. Система способна передавать данные на центральный вычислитель по целому ряду стандартных линий связи. Это позволяет одной независимой системе CELLTRAX контролировать размещение телефонов сразу нескольких операторов.

Вычисления трехмерных гиперболических поверхностей положения выполняются центральным блоком системы. Для снижения влияния многолучевости и других эффектов, в системе используется передача дополнительных тестовых импульсов, а также специальные алгоритмы обработки, создававшиеся компанией в течение ряда лет.

3) Угломерно – разностно - дальномерные системы

На основе многих лет опыта и после проведения обширного моделирования и тестирования, компания SigmaOne Communications Corp. пришла к заключению, что для надежного выполнения требований FCC необходима комбинация технологий. По этой причине компания разработала угломерно – разностно - дальномерную систему позиционирования Sigma-5000. Эта система использует сразу два метода измерений, вместе с запатентованной SigmaOne технологией определения положения PowerBoost, включающей специализированные алгоритмы учета многолучевости.

Такая комплексная система, вместе с дополнительными операциями обработки, устраняет недостатки каждой из входящих в нее технологий определения положения. В итоге система Sigma-5000 обеспечивает определение положения в тех условиях, где другие технологические подходы будут просто терпеть неудачу - система уверенно обеспечивает определение положения даже если только две станции приняли вызов.

Система Sigma-5000 выполняется как независимое дополнение к инфраструктуре сотовой сети. Система не требует никаких модификаций радиоинтерфейса, сотовых телефонов или оборудования сотовой сети. Для реализации угломерной технологии используются специально разработанные антенные фазированные решетки, устанавливаемые на базовых станциях.

Sigma-5000 обеспечивает позиционирование в сотовых сетях стандартов AMPS и TDMA (IS-136). Пропускная способность системы - до 500 определений в секунду. Время получения первого отсчета - в пределах 1 секунды после прихода вызова. Расчетная погрешность определения положения: средняя квадратическая (67%) - менее 90 м, максимальная (95%) - 125 м. Длительные испытания системы Sigma-5000 на реальной сети показали

во всей рабочей зоне результирующую погрешность не хуже 105 м для 67% случаев и точность лучше 150 м для 95% отчетов.

Аналогичная комбинация технологий реализована и в системе Geometrix, разработанной отделением Grayson Wireless компании Allen Telecom Inc. В большинстве случаев Geometrix удовлетворяет требованиям FCC по точности используя только разностно-дальномерные отчеты. Однако при определенных обстоятельствах угломерные отчеты позволяют улучшить покрытие и точность. Один из примеров этого - покрытие загородной дороги, где ячейки сотовой сети часто находятся на одной линии вдоль скоростной трассы. Такая геометрия размещения базовых станций неудобна и для угломерных и для разностно-дальномерных систем. Однако комбинация этих технологий позволяет осуществлять точное определение положения.

Во всех режимах система Geometrix использует алгоритмы пространственной селекции сигналов для снижения ошибок, вызванных многолучевостью. В условиях очень большой многолучевости система может переходить в режим проведения измерений с четырех станций.

Система Geometrix может работать с аналоговыми и цифровыми системами связи стандартов AMPS, TDMA (IS-136), CDMA (IS-95), TDMA/AMPS, CDMA/AMPS и системой iDEN фирмы Motorola. Она может совместно использоваться сразу несколькими операторами услуг беспроводной связи, так как даже в базовой конфигурации Geometrix способна обеспечить выполнение сотен определений в секунду.

4) Позиционирование по "радиоотпечаткам"

Несколько необычную систему RadioCamera, которая может быть отнесена к классу корреляционно-экстремальных, разработала компания U.S. Wireless Corp. В отличие от других технологий позиционирования, данный метод не требует выполнения измерений из нескольких фиксированных пунктов. Здесь вполне достаточно, чтобы только одна базовая станция обработала сигнал вызова.

Система RadioCamera обеспечивает определение как начального положения, так и перемещений телефона, и работает как в условиях плотной городской застройки, где случаи прямой видимости базовой станции весьма редки, так и в сельской местности, где сигнал к базовой станции обычно идет напрямую.

Работа системы RadioCamera по определению места беспроводного телефона основана на использовании технологии анализа параметров радиосигнала и характеристик его многолучевого распространения. Измеряя фазовые, временные и амплитудные параметры фрагментов радиосигнала телефона, принятого базовой станцией, RadioCamera оценивает структуру подобного "радиоотпечатка" ("fingerprint") сигнала и вычисляет его "сигнатуру" ("signature"). Полученная информация сравнивается системой со своей базой образцов таких "сигнатур", соответствующих разным вариантам расположения телефонов на местности.

Для идентификации положения система RadioCamera не требует прямой видимости многочисленных базовых станций, что делает ее работу высокоэффективной в условиях плотной городской застройки, где сейчас постоянно находится более 70% всех радиотелефонов. Система RadioCamera также совместима с существующей сетевой инфраструктурой, легко интегрируется и не требует никаких модификаций базовых станций или абонентских телефонов. Интеллектуальная база данных системы начинает формироваться сразу после начала ее развертывания и становится работоспособной уже через несколько дней.

В апреле 1999 года система RadioCamera успешно прошла испытания по обеспечению позиционирования абонентов с сотовыми телефонами AMPS в реальных условиях и показала превышение требований FCC по точности.

5) Системы на основе GPS

Кроме методов определения положения телефонов по их радиосигналам возможно решение этой задачи и с помощью других средств. Наиболее реальным претендентом на эту роль сейчас является система GPS, что нашло отражение даже в стандарте. В конце октября 1999 г. Ассоциация промышленности связи приняла стандарт на определение местоположения аппаратов беспроводной связи. Первый в мире стандарт IS-801 позиционирования мобильных телефонов позволяет использовать систему GPS для определения их местоположения.

Спутниковая навигационная система GPS (Global Positioning System) использует сеть спутников для обеспечения позиционирования наземных приемников, основанного на оценке времени распространения радиосигналов со спутников. В системе GPS реализованы два канала измерений, обеспечивающих достижение двух разных уровней точности определения координат. В канале, открытом для общего использования, возможно определение места с погрешностью около 100 м, хотя в некоторых случаях может быть достигнута и более высокая точность. [3]

Применительно к использованию GPS для решения задачи позиционирования сотовых телефонов, основные достигаемые при этом преимущества включают: достаточно высокую точность определений и глобальное покрытие. Однако данному методу свойственны и определенные недостатки:

- требуется модификация радиотелефона путем добавления в него GPS приемника и средств передачи координатной информации в сотовую сеть; при этом включение GPS приемника в состав радиотелефона увеличивает его стоимость, вес и сокращает время работы батареи;

- зона определения координат имеет ограничения, связанные с возможностью потери сигналов спутников в закрытых помещениях, низинах, центрах городов или под плотной листвой;

- медленный приход в состояние готовности после включения питания - если приемник был выключен, то может потребоваться 30-90 секунд (а в некоторых случаях и до 15 минут) для получения первого отсчета.

Интегрирование" технологий

Пример системы позиционирования данного типа создала компания SnapTrack, Inc. Ее система объединяет GPS с инфраструктурой сети беспроводной связи и дает точность от 5 до 75 м (в среднем - 10-20 м).

Разработанная архитектура тесно интегрирует возможности "GPS в телефоне" и сотовой сети. Технически система SnapTrack опирается на возможности системы GPS, но с существенным их расширением, путем распределения задачи обработки цифровых данных между запатентованными программными алгоритмами, исполняемыми процессором сотового телефона, и специализированным программным обеспечением, установленным на сервере системы. В итоге, если традиционные приемники GPS постоянно ведут обработку данных, то в системе SnapTrack он работает только непосредственно при определении положения. А конкретно, когда абонент запрашивает услугу определения местоположения, его терминал, оборудованный системой SnapTrack, принимает пакет данных GPS, обрабатывает его и передает полученную информацию на сервер системы. Сервер вычисляет долготу и широту и осуществляет целый ряд процедур для достижения более высокой точности определений путем использования дифференциального режима работы и учета большого числа поправок, снижающих влияние многолучевости и других искажений сигналов.

Созданный SnapTrack режим использования GPS имеет еще несколько существенных преимуществ:

- более высокая надежность: благодаря запатентованному методу получения крайне высокой чувствительности GPS приемника, система SnapTrack может эксплуатироваться фактически всюду, где используются мобильные телефоны, в том числе, и в условиях, где спутниковые сигналы заметно ослабляются; в экспериментах, проведенных в Европе, США и Японии, система SnapTrack точно позиционировала абонентов в небоскребах деловой части города, на местности, покрытой лесом, в "каньонах" современных жилых массивов, внутри зданий и в движущихся автомобилях;

- меньшее время определения местоположения абонента и получения первого отсчета, составляющее всего несколько секунд, а также радикальное снижение потребляемой мощности за счет того, что технология SnapTrack не требует непрерывного отслеживания приемником сигналов спутников - "кадр" GPS-информации берется без предварительной подготовки и непосредственно только при определении положения, в остальное время приемник GPS не используется;

- меньшая стоимость мобильного оборудования - совместное использование схемотехнических и программных решений, реализованных на телефонном процессоре обработки цифровых сигналов (DSP), предъявляет меньшие требования к аппаратным средствам, чем стандартная GPS-технология; стоимость узлов, добавляемых в цифровой радиотелефон, составляет не более \$5-10 и может быть еще снижена при массовом производстве.

SnapTrack обладает и еще одним преимуществом, весьма привлекательным для операторов. Система не требует установки никаких новых станций в сети или модернизации ее оборудования. Но главное, за счет разделения функций, реализующих определение координат, между сотовыми телефонами и сетью, вычислительная мощность и производительность системы автоматически растут по мере подключения к ней новых специализированных телефонов. При других технологиях оператору сразу приходится нести заметные расходы на развертывание полноформатной системы позиционирования.

О намерении совместной разработки своего варианта интегрированной "GPS-телефонной" технологии позиционирования объявили и компании Qualcomm Inc. и Lucent Technologies Inc. Ожидается, что их решение сможет обеспечить позиционирование вне помещений с погрешностью 4,5 м, а в помещениях - около 30 м.

Еще одна компания, работающая в данной области, SiRF Technology Inc., сообщила, что ей удалось полностью реализовать функции GPS-чипа в стандартном процессоре мобильного телефона. Телефоны, изготавливаемые по этой технологии, намерена выпускать компания Ericsson.

Что в итоге даст позиционирование?

а) "Плюсы"

Технология позиционирования уже рассматривается, не только как средство для создания систем обеспечения большей безопасности для абонентов сотовых систем, но и как возможность оказания целого ряда дополнительных услуг, основанных на знании местоположения абонента.

Согласно прогнозу консалтинговой фирмы Renaissance Strategy из Бостона, рынок услуг, связанных с определением местонахождения абонента, будет к 2003 г. приносить операторам сетей доходы в размере до \$500 млн., а эксперты исследовательского центра Ovum оценивают рынок навигационных сервисов даже в \$9,75 млрд. при 376 млн. абонентов к 2005 году.

Наиболее перспективными областями применения информации о местонахождении сегодня признаны направления обеспечения безопасности, создание систем управления автотранспортом, персоналом и информационные сервисы. Навигационные сервисы прекрасно помогут ориентироваться на незнакомой местности, а специальная служба, располагающая информацией о местоположении абонента, поможет добраться до пункта назначения, "на ходу" подправляя действия "подопечного". Незаменимы они и для обеспечения личной безопасности - сигнал тревоги, поступивший с мобильного телефона в соответствующие службы, уже не будет нуждаться в дополнительных комментариях относительно местоположения потерпевшего.

Еще один пример применения результатов новой технологии нашла компания U.S. Wireless, реализовавшая его в своей системе RadioCamera. Знание текущего местоположения позволяет отслеживать перемещения мобильных телефонов и, как надеются изобретатели, это позволит оперативно находить места пробок автомобилей. Позиционируя каждый отдельный

телефон оператор может определить место, скорость и направление движения. Если скорость "потока" составляет 5-10 километров в час - значит, там пробка, а если же телефон стоит на месте - возможно, там авария. Таким образом, оператор получает возможность оповестить желающих о том, что у них на пути возможен затор.

Информация о местоположении абонентов может быть основой для оказания целого ряда услуг для получения пользователем ответов на вопросы типа "Где я?", "Где ближайший?", "Как добраться до места назначения на машине, общественном транспорте или пешком?". Это могут быть и информационные службы для корпоративных клиентов, нацеленные на управление перемещениями ремонтных бригад, транспорта и т. п.

Симбиоз услуг мобильной связи и определения места открывает массу возможностей для маркетинга и рекламы: телефон может сообщать пользователю о ближайших ресторанах, заправочных станциях, гостиницах и пр., быть незаменимым для родителей, которые с его помощью всегда будут знать, где находятся их дети, и даже помогать отслеживать украденные автомашины или портативные компьютеры.

Другими словами, приход в индустрию мобильной связи новой экономичной технологии под названием "wireless geolocation" ("беспроводное геопозиционирование") ведет не просто к получению новой информации, а создает основу для перехода на качественно другой уровень обслуживания пользователей радиотелефонов.

б) "Минусы"

Позиционирование телефонов развивается такими темпами, что это уже начинает вызывать тревогу всех, кому небезразлична "тайна личной жизни". Эксперты отмечают возможность двойного назначения подобных технологий, ведь теоретически можно отследить необходимого владельца мобильного терминала, а это уже начало вторжения в личную жизнь. Тем более, что способы определения положения, основанные на использовании только оборудования сети, могут выдавать данные непрерывно и без всякого уведомления абонента или его разрешения. Многие "силовые структуры" могли только мечтать о столь удобном способе наблюдения за перемещениями владельцев мобильных телефонов - раньше подобные средства стоили довольно дорого и не поддерживались в качестве стандартных функций.

Беспокойство пользователей по поводу возможного отслеживания их перемещений привело к тому, что CPS уже ввела в свою систему позиционирования Cursor опцию отключения системы по желанию клиента. Аналогичная возможность предусмотрена и у Cellpoint Systems. В системе SnapTrack также реализована защита "персональной секретности" при определении положения - пользователь может инициировать этот процесс только набором номера "911" или по специальному требованию. Без такого прямого запроса пользователя никакая информация о расположении телефоном вообще не генерируется.

Интеграция сотовой/спутниковой связи с автономной или глобальной системой спутниковой навигации, такой, как GPS - одно из наиболее перспективных направлений развития мобильной связи. Привлекательность технологии глобального позиционирования для пользователей - это возможность в любом месте Земли в любой момент времени определить свои координаты и параметры движения. И, самое главное, платить за такие услуги не надо. Единственные расходы - затраты на покупку навигационного приемника и антенны. В случае если навигационная плата встраивается в сотовый телефон или спутниковый терминал, то расходы еще меньше, причем стоимость такой услуги несоизмеримо ниже, чем, например, доступ в Internet. Оператор, зная координаты абонента, может ввести тарификацию звонков с дифференцированием их оплаты в зависимости от расстояния, а также оказывать абоненту информационно-справочные услуги конкретно в той местности, где в данный момент он находится.

Интегрированная технология мобильной связи и навигации получила широкое распространение при создании систем защиты от угона автомобилей. Выпущены сотовые телефоны, совмещенные с GPS приемником, позволяющие автоматически передавать данные о местоположении его владельца. Уже сегодня потерпевший с сотового телефона может автоматически извещать полицию о своем местоположении — достаточно нажать специальную кнопку. Сотовые телефоны с «электронным компасом» вскоре станут незаменимыми помощниками автомобилистов и других категорий лиц, которым требуются подобного рода услуги. В системах будущего абонентский терминал будет совмещен с электронной картой, что позволит ориентироваться в городе или незнакомой местности.

Во многих регионах мира уже начали действовать диспетчерские центры, обеспечивающие автоматический мониторинг подвижных объектов с отображением их передвижения на электронной карте в реальном времени. Появились средства автоматического протоколирования маршрутов передвижения транспортных средств, в том числе рейсовых автобусов.

1.4.4 Распознавание речи и управление голосом

Общеизвестно, что одним из барьеров, стоящих на пути массового внедрения услуг передачи данных в мобильных системах, является сложность человеко-машинного интерфейса. Адаптеры громкоговорящей связи обеспечивают возможность ведения телефонной связи во время движения автотранспорта. Однако в случае передачи данных громкоговорящая связь не решает всех проблем и необходимы новые революционные технологии, основанные на распознавании речи. В этом направлении есть уже определенные сдвиги. Так, Motorola разработала специальный язык «речевых пометок» (VoxML) и предлагает его в качестве стандартного способа ведения речевого управления в движении. Водитель может получать доступ к услугам с помощью устных команд.

Распознавание речи позволит также идентифицировать звонящего по

голосу на основании его речевых особенностей, т.е. использовать своего рода голосовой определитель. Возможны и другие приложения этой новой услуги.

Слияние мобильной связи с другими технологиями станет одной из ключевых тенденций развития услуг 3-го поколения. Наибольших успехов следует ожидать в области электронной коммерции. Будет значительно расширен объем банковских услуг, получаемых непосредственно с помощью мобильного телефона. В их число войдут платные информационно-справочные услуги, различные виды электронных платежей (оплата авиабилетов, парковок) и, в перспективе, совершение всех видов банковских операций с портативных или мобильных сотовых телефонов, что превратит их фактически в «карманные банкоматы».

Новым качеством этих систем является также то, что они позволят компаниям-операторам самостоятельно разрабатывать приложения, функции и услуги, ориентируясь на рыночные требования в конкретном регионе и тенденции роста спроса на конкретные услуги.

Большинство из перечисленных услуг являются, действительно, принципиально новыми по сравнению с традиционной телефонной связью или даже мобильной связью 2-го поколения. Революционные преобразования в области связи и технологиях доступа к информации произойдут в 2005-2010 годах, когда эти новые услуги станут массовыми и повсеместно используемыми в бизнесе, быту, учебе и медицине.

1.5 Структура перехода к системам 3-го поколения

В рамках концепции ИМТ-2000 рассматриваются две стратегии перехода к услугам 3-го поколения: постепенное (эволюционное) и «одномоментное» (революционное). Эти подходы получили обозначение N (Narrowband) и W (Wideband) стратегии (рисунок 4).

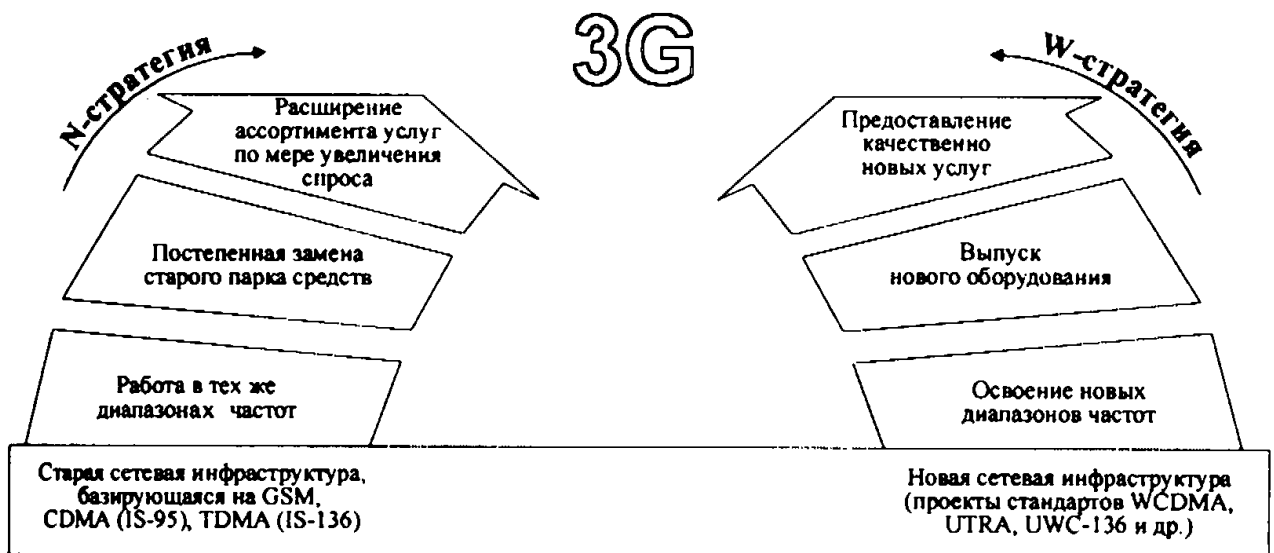


Рисунок 4 - Две стратегии перехода к системам 3-го поколения

Рассмотрим те преимущества и недостатки, которые таит каждая из стратегий. Революция предполагает внедрение всех новейших технологий и новых интерфейсов, однако предусматривает полную замену существующего оборудования и программного обеспечения, что сопряжено с большими капитальными затратами и определенным коммерческим риском. Для отработки данной стратегии в разных районах мира уже развертываются экспериментальные сети.

Один из важнейших признаков, принципиально разделяющих два подхода, - способ освоения частотного ресурса. При революционном сценарии требуется новый частотный ресурс. Япония и Европа намерены пойти по этому пути и выделить для систем 3-го поколения «индивидуальные» полосы радиочастот. Подход США абсолютно иной - там спектр, выделенный IMT-2000, уже занят службой PCS, и системы 3-го поколения будут работать в старых полосах частот вместе с сетями стандартов TDMA/AMPS.

Приверженцы двух наиболее массовых технологий 2-го поколения - TDMA/AMPS и GSM встали на эволюционный путь развития. Сегодня эти системы имеют ограниченные возможности по наращиванию пропускной способности и видам услуг в рамках выделенного частотного диапазона. Рост их емкости без дополнительного расширения спектра возможен лишь за счет перехода на полускоростные каналы (GSM), введения многосекторных антенн или использования спектрально-эффективных методов модуляции.

Эволюционное внедрение требует меньших капитальных затрат и предполагает плавную замену оборудования в зависимости от уровня спроса на конкретные виды услуг. Такой подход позволяет максимально использовать существующую инфраструктуру сети связи, внедряя новые сетевые элементы в процессе последовательной модернизации. Основным недостатком эволюционного подхода - отсутствие возможности использования всех преимуществ новых технологий и организации глобального роуминга (таблица 5).

Массивность и инерционность общемирового рынка не позволит осуществить в короткие сроки переход всех сетей мобильной связи к новым техническим стандартам и режимам обслуживания абонентов. Естественно ожидать, что в некоторых регионах или отраслях народного хозяйства создание сетей 3-го поколения будет начато «с нуля».

В начале мая 2003 года в мире, в коммерческой эксплуатации было 49 3G сетей в 25-ти странах (рисунок 5). Общее количество абонентов этих сетей превысило 44.5 миллионов[9].

Увеличение эксплуатации 3G сетей идет огромными шагами, так как в конце 2002 года всего было 21 3G сетей в 9-ти странах и общее количество не превышало 16,7 миллионов.

Из всего семейства стандартов IMT-2000 наиболее перспективным является CDMA2000 (IMT-MC), на втором месте- WCDMA, он же UMTS (IMT-DS) (рисунок 6).

Технология CDMA2000 1xEV-DO позволяет операторам мобильной связи предложить широкополосный доступ в интернет в любое время, в любом

месте, быстрее любой другой технологии доступа. Компания Monet Mobile Networks, провайдер услуг беспроводного доступа в интернет в г. Сиэтл, запустила в коммерческую эксплуатацию первый высокоскоростной сервис мобильного доступа в интернет в сети стандарта CDMA2000 1xEV-DO в Северной Америке.

Отмечая новую веху в развертывании услуг третьего поколения (3G), группа CDMA-разработок (CDMA Development Group (CDG) – некоммерческая торговая ассоциация, сформированная с целью развития, внедрения и использования cdmaOne и CDMA2000) сообщила, что технология CDMA2000 1xEV-DO теперь коммерчески доступна в США. Членами CDG являются более 100 компаний, включая многих крупнейших беспроводных операторов и изготовителей оборудования.

Таблица 5 -Две стратегии освоения рынка мобильной связи

Стратегия Признак	Эволюционный подход	Революционный подход
Метод использования частотного ресурса	Работа в старых диапазонах	Освоение новых диапазонов
Принцип предоставления услуг	Постепенно расширяемый ассортимент услуг	Новые услуги с начала развертывания
Пропускная способность	Постепенно наращивается	Изначально высокая
Стратегия создания сетевой инфраструктуры	Медленный и постепенный переход от 2G к 3G по мере появления спроса на услуги	Создание опытных районов («островков») с полным набором услуг
Технологический уровень	Новые технологии, внедряемые в отдельных элементах	Все технологии новейшие
Архитектура сети	Максимальное использование существующей инфраструктуры	Новая
Коммерческий риск	Низкий	Высокий
Состав операторов	В основном тот же, что и в 2G	Операторы, купившие лицензии на услуги 3G
Глобальный роуминг	С ограничениями	Без ограничений
Капитальные затраты	Незначительные	Значительные

OPERATOR

- > SK TELECOM (S. KOREA)
- > KTF (S. KOREA)
- > LG TELECOM (S. KOREA)
- > NTT DOCOMO (JAPAN)
- > MONET MOBILE (USA)
- > ZAPP MOBILE (TELEMOBIL, ROMANIA)
- > LEAP WIRELESS (CRICKET, USA)
- > VIVO (BRASILCEL, BRAZIL)*
- > VERIZON WIRELESS (USA)
- > SK TELECOM (S. KOREA)
- > METRO PCS (USA)
- > BELL MOBILITY (CANADA)
- > KDDI (JAPAN)
- > CENTENNIAL WIRELESS (PUERTO RICO)
- > KTF (S. KOREA)
- > TELUS MOBILITY (CANADA)
- > TELECOM NEW ZEALAND
- > SMARTCOM PCS (CHILE)
- > SPRINT PCS (USA)
- > CELLULAR SOUTH (USA)
- > PELEPHONE (ISRAEL)
- > INTERDNESTRCOM (MOLDOVA)
- > EPM BOGOTA (COLOMBIA)
- > MONET MOBILE (USA)
- > TATA TELESERVICES (INDIA)
- > US CELLULAR (USA)
- > TELCEL (VENEZUELA)
- > KIWI PCS (COMSCAPE, USA)
- > MOVILNET (CANTV, VENEZUELA)
- > ALIANT MOBILITY (CANADA)
- > MTS (CANADA)
- > TELSTRA (AUSTRALIA)
- > BELLSOUTH ECUADOR (ECUADOR)
- > BELLSOUTH PANAMA (PANAMA)
- > DELTA TELECOM (RUSSIA)
- > VODAFONE (J-PHONE - JAPAN)
- > IUSACELL (MEXICO)
- > VERIZON WIRELESS (PUERTO RICO)
- > BELCEL (BELARUS)
- > HUTCH (HUTCHISON CAT, THAILAND)
- > 3 (HUTCHISON, UK)
- > 3 (HUTCHISON, ITALY)
- > BELLSOUTH NICARAGUA (NICARAGUA)
- > CHINA UNICOM
- > 3 (HUTCHISON, AUSTRALIA)
- > RELIANCE INFOCOMM (INDIA)

2001	2002	2003	2004
OCT 1, 2000			
	MAY 1, 2001		
	MAY 1, 2001		
	OCT 1, 2001		
	OCT 24, 2001		
	DEC 7, 2001		
	DEC 10, 2001		
	DEC 12, 2001		
	JAN 28, 2002		
	JAN 28, 2002		
	FEB 1, 2002		
	FEB 12, 2002		
	APR 1, 2002		
	APR 4, 2002		
	MAY 8, 2002		
	JUN 3, 2002		
	JUL 22, 2002		
	JUL 26, 2002		
	AUG 12, 2002		
	SEP 9, 2002		
	SEP 30, 2002		
	SEP 30, 2002		
	OCT 2, 2002		
	OCT 29, 2002		
	NOV 7, 2002		
	NOV 12, 2002		
	NOV 13, 2002		
	NOV 14, 2002		
	NOV 20, 2002		
	NOV 25, 2002		
	NOV 27, 2002		
	DEC 2, 2002		
	DEC 4, 2002		
	DEC 4, 2002		
	DEC 16, 2002		
	DEC 20, 2002		
	JAN 24, 2003		
	FEB 4, 2003		
	FEB 10, 2003		
	FEB 27, 2003		
	MAR 3, 2003		
	MAR 3, 2003		
	MAR 26, 2003		
	MAR 28, 2003		
	1 APR 15, 2003		
	MAY 1, 2003		

Рисунок 5- Действующие 3G сети по состоянию на май 2003 года

Технология CDMA2000 1xEV-DO, официально признанная Международным Союзом Электросвязи как 3G-стандарт в августе 2001 года, оптимизирована для услуг передачи данных и обеспечивает пиковую скорость передачи данных до 2,4 Мбит/с в пределах одного частотного канала в 1,25

МГц. Это позволяет получить постоянный доступ в Интернет и интранет на скоростях, сопоставимых с решениями на основе кабельных и DSL-линий.

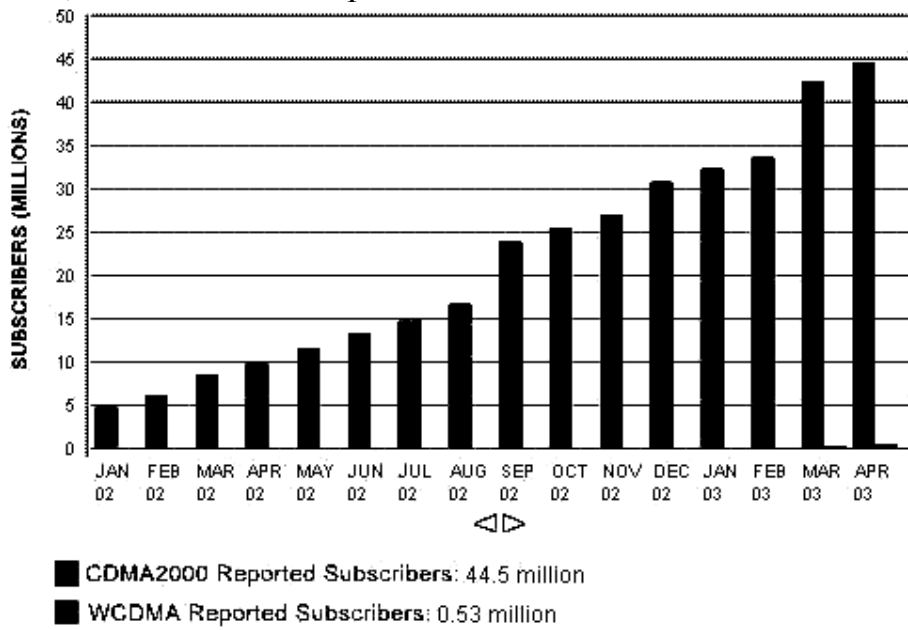


Рисунок 6 – Прирост численности абонентов 3G сетей

Первая сеть на основе технологии CDMA2000 1xEV-DO была развернута корейским оператором SK Telecom в январе 2002 года. KT Freetel представил свои CDMA2000 1xEV-DO-сервисы четыре месяца спустя, во время футбольных матчей чемпионата мира в Корее. В технологии CDMA2000 1xEV-DO достигаются скорости передачи данных до 600 Кбит/с в мобильных и до 1,2 Мбит/с в фиксированных сетях.

Примеры исполнения моделей CDMA2000 1xEV-DO-устройств представлены на рисунке 7. Технология CDMA2000 1xEV-DO обратна совместима с CDMA2000 1X и поэтому явилась естественным развитием для операторов SK Telecom и KT Freetel – от них потребовалась только незначительная модернизация сетей и небольшие капитальные затраты. Технология CDMA2000 1xEV-DO также выбрана провайдером Monet Mobile Networks, специализирующимся на предоставлении услуг по высокоскоростной передаче данных.



Рисунок 7- Мобильные телефоны для 3G сетей

2 Расширение спектра в телекоммуникационных радиосистемах

2.1 Преимущества расширения спектра

Термин *расширение спектра* был использован в многочисленных военных и коммерческих системах связи. В системах с расширенным спектром каждый сигнал-переносчик сообщений требует значительно более широкой полосы радиочастот по сравнению с обычным модулированным сигналом. Более широкая полоса частот позволяет получить некоторые полезные свойства и характеристики, которые трудно достичь другими средствами.

Расширение спектра представляет собой метод формирования сигнала с расширенным спектром с помощью дополнительной ступени модуляции, обеспечивающей не только расширение спектра сигнала, но и ослабление его влияния на другие сигналы. Дополнительная модуляция никак не связана с передаваемым сообщением.

Широкополосные системы находят применение благодаря следующим потенциальным преимуществам:

- а) повышенной помехоустойчивости;
- б) возможности обеспечения кодового разделения каналов для многостанционного доступа на его основе в системах, использующих технологию CDMA;
- в) энергетической скрытности благодаря низкому уровню спектральной плотности;
- г) высокой разрешающей способности при измерениях расстояния;
- д) защищенности связи;
- ж) способности противостоять воздействию преднамеренных помех;
- з) повышенной пропускной способности и спектральной эффективности в некоторых сотовых системах персональной связи;
- и) постепенному снижению качества связи при увеличении числа пользователей, одновременно занимающих один и тот же ВЧ канал;
- к) низкой стоимости при реализации;
- 1) наличию современной элементной базы (интегральных микросхем).

В соответствии с архитектурой и используемыми видами модуляции системы с расширенным спектром могут быть разделены на следующие основные группы.

2.1.1 Системы с прямым расширением спектра на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП), включая системы МДКРК.

2.1.2 Системы с перестройкой рабочей частоты (с «прыгающей» частотой), включая системы МДКРК с медленной и быстрой перестройкой рабочей частоты.

2.1.3 Системы множественного доступа с расширенным спектром и контролем несущей (CSMA).

2.1.4 Системы с перестройкой временного положения сигналов.

2.1.5 Системы с линейной частотной модуляцией сигналов (chir modulation).

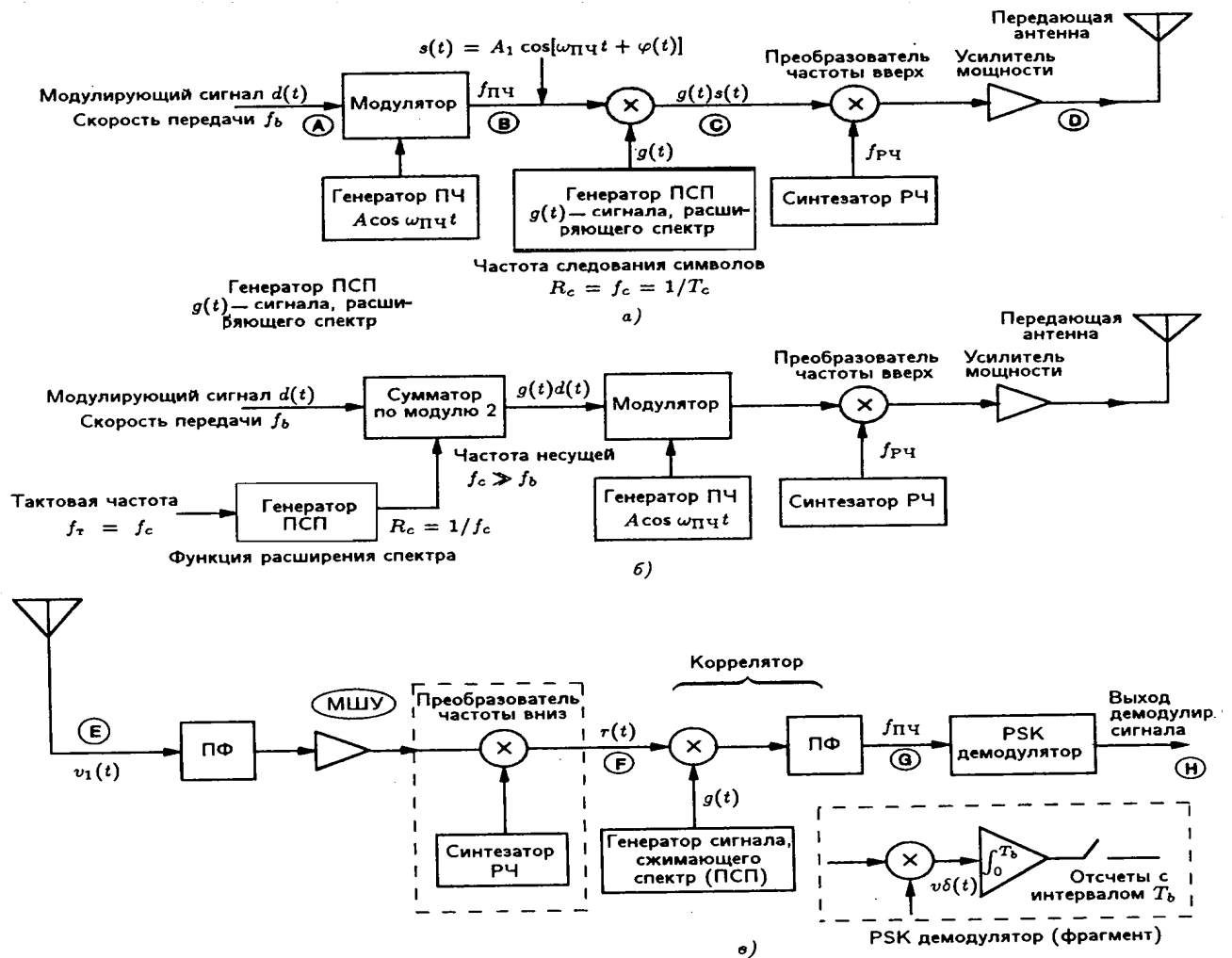
2.1.6 Системы со смешанными методами расширения спектра.

В подвижных системах радиосвязи применяются методы прямого расширения спектра, перестройки рабочей частоты и расширения спектра с контролем несущей. Эти методы рассматриваются далее более подробно.

2.2 Основные концепции систем с расширенным спектром

2.2.1 Прямое расширение спектра с помощью псевдослучайных последовательностей

На рисунке 8 приведена схема системы с прямым расширением спектра на основе псевдослучайных последовательностей. В первом модуляторе осуществляется фазовая манипуляция (PSK) сигнала промежуточной частоты двоичным цифровым сигналом передаваемого сообщения $d(t)$ в формате без возвращения к нулю (NRZ) с частотой следования символов $f_b = 1/T_b$.



а - передатчик сигналов с PSK и с последующим расширением спектра, б - передатчик с расширением спектра в полосе модулирующих частот, в - приемник.

Рисунок 8-Структурная схема системы с прямым расширением спектра

Для иллюстрации основных концепций будем полагать, что осуществляется простая без предмодуляционной фильтрации двоичная PSK с постоянной огибающей. PSK сигнал определяется следующим выражением [10]:

$$s(t) = \sqrt{2P_s} d(t) \cos \omega_{пч} t, \quad (1)$$

где $d(t)$ — нефильтрованный двухуровневый сигнал, имеющий два состояния: +1 и -1;

$\omega_{пч}$ — промежуточная частота,

P_s — мощность сигнала.

В качестве сигнала расширения спектра $g(t)$ используется сигнал псевдослучайной последовательности (ПСП) с частотой следования символов $f_0 = 1/T_c$.

В результате повторной модуляции формируется PSK сигнал с расширенным спектром

$$v(t) = g(t)s(t)\sqrt{2P_s}g(t)d(t)\cos\omega_0 t. \quad (2)$$

Этот сигнал промежуточной частоты затем переносится вверх на необходимую частоту с помощью синтезатора радиочастоты (РЧ). Здесь ω_0 обозначает либо промежуточную $\omega_{пч}$, либо радиочастоту $\omega_{рч}$.

В пределах одной соты системы подвижной радиосвязи, как правило, есть несколько абонентов, одновременно пользующихся связью, причем каждый из них использует одну и ту же несущую частоту $f_{рч}$ и занимает одну и ту же полосу частот $B_{рч}$.

Процесс формирования сигналов с расширенным спектром в системах с многостанционным доступом происходит в два этапа: модуляция и расширение спектра (или вторичная модуляция посредством псевдослучайной последовательности). Вторичная модуляция осуществляется с помощью идеальной операции перемножения $g(t)s(t)$. При таком перемножении формируется амплитудно-модулированный двухполосный сигнал с подавленной несущей. Первый и второй модуляторы можно поменять местами без изменения потенциальных характеристик системы.

Сигнал $g(t)s(t)$ с расширенным спектром преобразуется вверх до нужной радиочастоты. Хотя преобразование частоты вверх и вниз является для большинства систем практически необходимым процессом, все же этот этап не является определяющим. Поэтому в дальнейшем будем считать, что сигнал $g(t)s(t)$ передается и принимается на промежуточной частоте, исключив из рассмотрения подсистемы преобразования частот вверх и вниз.

Таким образом, на вход приемника поступает сумма M независимых сигналов с расширенным спектром, занимающих одну и ту же полосу РЧ

$$r(t) = \sum_{i=1}^M g_i(t)s_i(t) + I(t) + n(t), \quad (3)$$

где M — число одновременно передающих (активных) пользователей;
 $g_i(t)$ — ПСП i -й пары передатчик-приемник;

$s_i(t)$ — модулированный сигнал;
 $I(t)$ — помеха (преднамеренная или собственная);
 $n(t)$ — АБГШ.

В приемнике пользователя, которому предназначено сообщение, имеется синхронизированный во времени сигнал $g_i(t)$, обеспечивающий сжатие спектра и представляющий точную копию сигнала ПСП соответствующего передатчика. Полученный после сжатия спектра узкополосный PSK сигнал демодулируется. Для изучения основ построения систем с расширенным спектром допустим, что используется двоичная фазовая модуляция.

Если выбран ансамбль некоррелированных сигналов ПСП, то после операции сжатия спектра сохраняется лишь модулированный полезный сигнал. Все другие сигналы, являясь некоррелированными, сохраняют широкополосность и имеют ширину спектра, превышающую граничную полосу пропускания фильтра демодулятора. На рисунках 9 и 10 приведены упрощенные временные и спектральные диаграммы, качественно иллюстрирующие процессы расширения и сжатия спектра сигналов. В частности, в них отсутствует сигнал несущей.

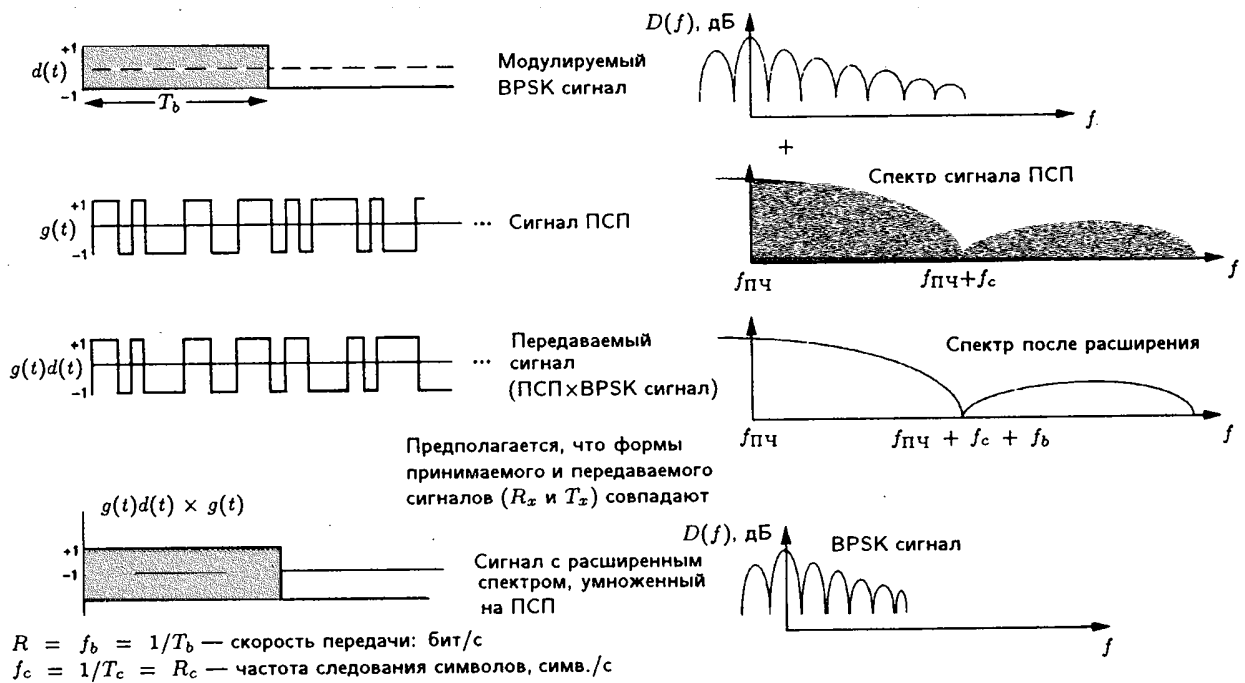


Рисунок 9 - Временные и спектральные диаграммы при расширении спектра

Выигрыш при корреляционной обработке G_r или просто выигрыш при обработке — это коэффициент, показывающий, во сколько раз отношение сигнал/шум (S/N) или отношение сигнал/помеха (S/I) на выходе увеличивается по сравнению с аналогичными величинами на входе. Например, если $(S/N)_{вх}$ или $(S/I)_{вх}$ в точке F на рисунке 8, в равно 5 дБ, а после сжатия спектра

полезного сигнала с помощью согласованного с ним сигнала опорной ПСП отношение $(S/N)_{\text{вых}}$ в точке G оказывается равным 27 дБ, то выигрыш при обработке равен 22 дБ.

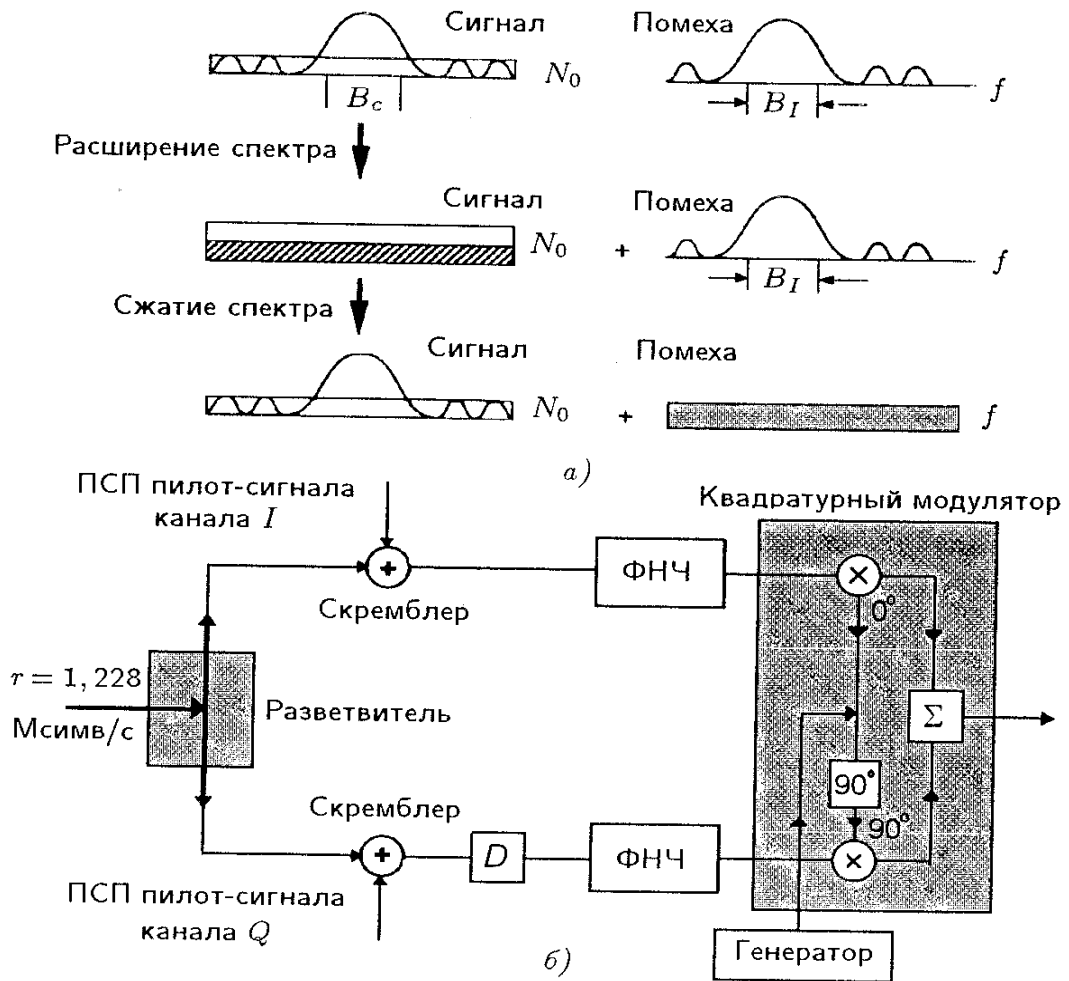


Рисунок 10 - Иллюстрация процесса расширения и сжатия спектра

Таким образом, выигрыш при обработке G_p может быть определен следующим образом

$$G_p = (S/N)_{\text{вых}} / (S/N)_{\text{вх}} \quad (4)$$

Имеющийся выигрыш при обработке часто оценивают с помощью соотношения

$$G_p = \frac{BW_{\text{рч}}}{BW_{\text{мод}}} = \frac{BW_{\text{рч}}}{R_{\text{инф}}} = \frac{BW_{\text{рч}}}{f_b}, \quad (5)$$

где $BW_{\text{рч}}$ — ширина РЧ полосы;

$BW_{\text{мод}}$ — ширина полосы модулирующего сигнала.

Ширина полосы модулирующего сигнала равна $R_{\text{инф}} = f_b$, т.е. скорости передачи модулирующего сигнала, если его спектральная эффективность равна 1 бит/(с·Гц).

Коэффициент помехозащищенности M_j учитывает требуемое значение

отношения сигнал/шум (S/N)вых и возможные энергетические потери при реализации системы (Lсист) и определяется следующим образом

$$M_j = G_p - [L_{сист} + (S/N)_0]. \quad (6)$$

Пример. Пусть в системе МДКРК с прямым расширением спектра скорость передачи данных $f_b = 10$ кбит/с, а частота следования двоичных символов ПСП, используемой для расширения спектра, равна $f_0 = 10$ Мбит/с. Определим коэффициент помехозащищенности M_j , если необходимое отношение, сигнал/шум (S/N)вых на выходе при вероятности ошибки $P_b = 10^{-6}$ равно 12 дБ.

Согласно (5) выигрыш при обработке

$$G_p = \frac{BW_{рч}}{R_{инф}} = \frac{20 \text{ МГц}}{10 \text{ кбит/с}} = 2000 \text{ или } 33 \text{ дБ}.$$

Здесь ширина РЧ полосы определялась по первым нулям спектра BPSK сигнала, поэтому при частоте следования двоичных символов $f_0 = 10$ Мбит/с она равна 20 МГц. Такое упрощенное определение ширины РЧ полосы часто используется при анализе простых систем с расширенным спектром. Если энергетические потери при реализации системы, обусловленные неидеальностью процессов формирования, слежения и демодуляции сигналов принять равным $L_{сист} = 2$ дБ, то коэффициент помехозащищенности

$$M_j = G_p - [L_{сист} + (S/N)_0] = 33 \text{ дБ} - [2 \text{ дБ} + 12 \text{ дБ}] = 19 \text{ дБ}.$$

2.2.2 Расширение спектра путем программной перестройки частоты

Концепция систем с расширенным спектром путем программной перестройки рабочей частоты во многом схожа с концепцией систем с прямым расширением спектра. Структурные схемы передающей и приемной частей системы изображены на рисунке 11. Здесь генератор двоичной ПСП управляет синтезатором частот, с помощью которого осуществляется переход («перескок») с одной частоты на другую из множества доступных частот. Таким образом, здесь эффект расширения спектра достигается за счет псевдослучайной перестройки частоты несущей, значение которой выбирается из имеющихся частот f_1, \dots, f_N , где N может достигать значений несколько тысяч и более. Если скорость перестройки сообщений (скорость смены частот) превышает скорость передачи сообщений, то имеем систему с быстрой перестройкой частоты. Если скорость перестройки меньше скорости передачи сообщений, так что в интервале перестройки передается несколько битов, то имеем систему с медленной перестройкой частоты.

Если Δf — частотный интервал между соседними дискретными частотами и N — общее количество имеющихся частот, т.е. частотных каналов, то выигрыш при обработке в системе с перестройкой частоты

$$G_p = \frac{BW_{рч}}{BW_{инф}} = \frac{N\Delta f}{\Delta f} = N. \quad (7)$$

В наиболее часто используемых методах расширения спектра (с прямым расширением или с перестройкой частоты) необходимо иметь ПСП, с

помощью которых решаются задачи расширения/сжатия спектра и синхронизация. Различные виды ПСП и их свойства рассматриваются далее.

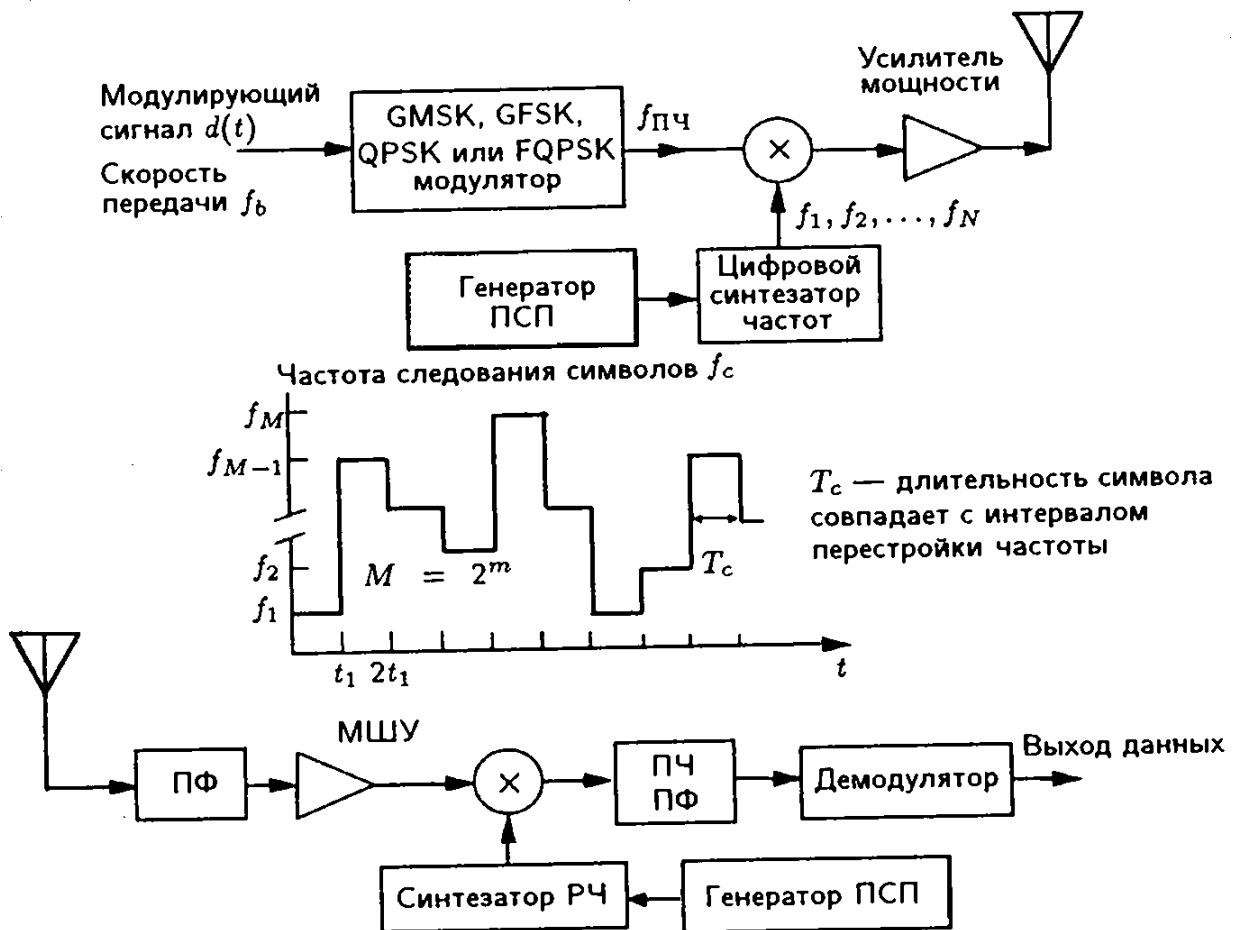


Рисунок 11-Структурные схемы передатчика и приемника системы с расширением спектра путем перестройки частоты

2.3 Псевдослучайные последовательности

2.3.1 Определения и системные требования

В цифровых или персональных системах радиосвязи, использующих МДКРК и расширение спектра, с помощью псевдослучайных последовательностей решаются следующие основные задачи:

- а) Расширение спектра модулированного сигнала с целью увеличения ширины полосы частот при передаче.
- б) Разделение сигналов различных пользователей, использующих при передаче одну и ту же полосу в режиме многостанционного доступа.

Для решения указанных задач последовательности должны обладать специальными корреляционными свойствами.

Автокорреляционная функция $R_a(\tau)$ в общем виде определяется интегралом [11]

$$R_a(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t-t)dt . \quad (8)$$

Она является мерой соответствия между сигналом $f(t)$ и его копией, сдвинутой во времени на t .

Взаимокорреляционная функция $R_{B3}(\tau)$ является мерой соответствия двух различных сигналов $f(t)$ и $g(t)$ при их сдвиге во времени на t и определяется интегралом

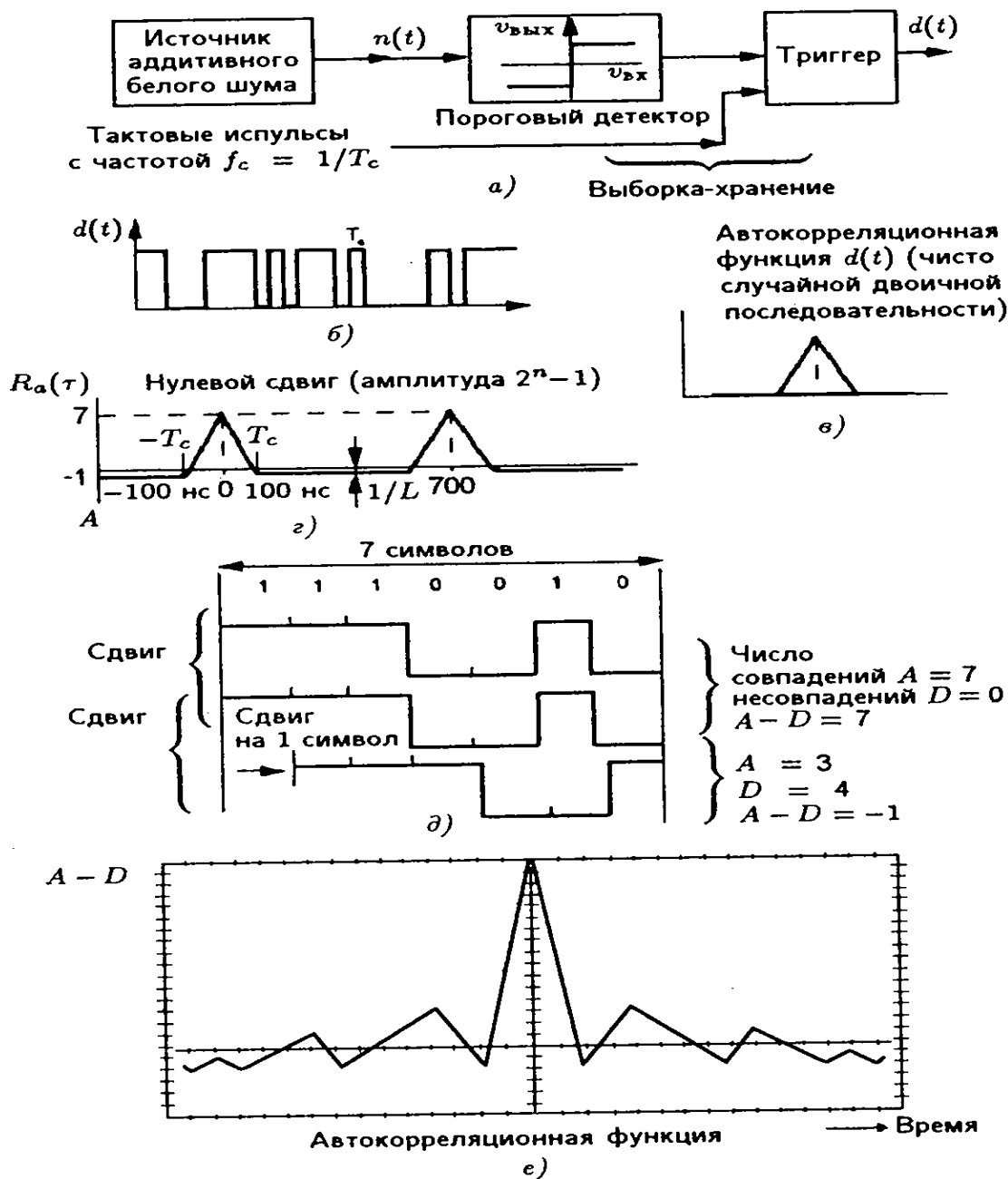
$$R_{B3}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t-t)dt . \quad (9)$$

В известных системах радиосвязи в качестве сигналов расширения спектра используются двоичные цифровые ПСП. Авто- и взаимокорреляционные функции этих последовательностей при дискретных сдвигах, кратных длительности символа, в интересующей области вычисляются подсчетом количества совпадений (A) и несовпадений (D) при посимвольном (побитовом) сравнении (рисунок 12,е).

Для расширения спектра и равномерной загрузки полосы передачи спектральная плотность одиночной последовательности должна быть равномерной, как у АБГШ. Такая последовательность может быть получена с помощью схемы, изображенной на рисунке 12,а, где шумоподобная структура цифровой последовательности формируется путем ограничения аналогового сигнала АБГШ в сочетании с операцией «выборка-запоминание». Частота выборок (дискретизации) равна частоте следования символов: $f_0 = 1/T_c$. Автокорреляционная функция сигнала случайной последовательности изображена на рисунке 12,в.

Наличие единственного узкого выброса автокорреляционной функции при $\tau = 0$ является очень важным свойством и упрощает синхронизацию приемника. Если последовательность длиной N символов периодически повторяется, то получается псевдошумовая или псевдослучайная последовательность. Для псевдослучайных последовательностей автокорреляционная функция имеет периодический характер (рисунок 12,г).

Второй и наиболее трудной задачей, решаемой с помощью ПСП в системе МДКРК со многими пользователями, является разделение сигналов различных пользователей, использующих одну и ту же полосу передачи. Сигнал ПСП выполняет функцию «ключа» для каждого пользователя и позволяет в приемнике выделить предназначенный ему сигнал. Поэтому полный ансамбль ПСП должен быть выбран таким, чтобы взаимная корреляция между любой парой последовательностей была достаточно мала. Это позволяет минимизировать уровень помехи по соседним каналам (ACI). Теоретически нулевое значение взаимной корреляции имеют ансамбли ортогональных сигналов расширения спектра (например, базисные функции рядов Фурье и функции Уолша).



а - генератор синхронной случайной последовательности, б - временная диаграмма случайной последовательности, в - автокорреляционная функция, г - автокорреляционная функция короткой последовательности длиной 7 символов, д - число совпадений и несовпадений, е - вычисленная как разность автокорреляционная функция

Рисунок 12 - Автокорреляционные свойства случайной последовательности

Однако в реальных системах радиосвязи требуется, чтобы обеспечивалась простота когерентного формирования ПСП на передающей и приемной сторонах. К числу наиболее известных и хорошо изученных ПСП относятся последовательности максимальной длины (m-последовательности).

Они очень привлекательны для систем с расширенным спектром, ориентированных на одного пользователя, и широко использовались в приложениях военного характера. С точки зрения требований к взаимокорреляционным свойствам, предъявляемым в МДКРК системах сотовой или персональной связи, более интересными являются последовательности Голда, Касами и Уолша. В некоторых случаях они комбинируются с τ -последовательностями. Ниже рассматриваются некоторые из указанных последовательностей и их основные свойства.

2.3.2 m -последовательности

Рассмотрим сначала линейные коды максимальной длины, или последовательности с максимальной длиной регистра сдвига (τ -последовательности), которые играют важную роль в цифровых системах, системах с расширенным спектром и системах измерения дальности. На рисунке 13 приведена аппаратная реализация генератора τ -последовательности [12] и соответствующего коррелятора, или фильтра совпадающих данных, используемого в приемнике. Генератор содержит цепочку последовательно включенных D-триггеров, выходы Q которых соединены со входами D последующих триггеров, за исключением входа D_0 первого триггера.

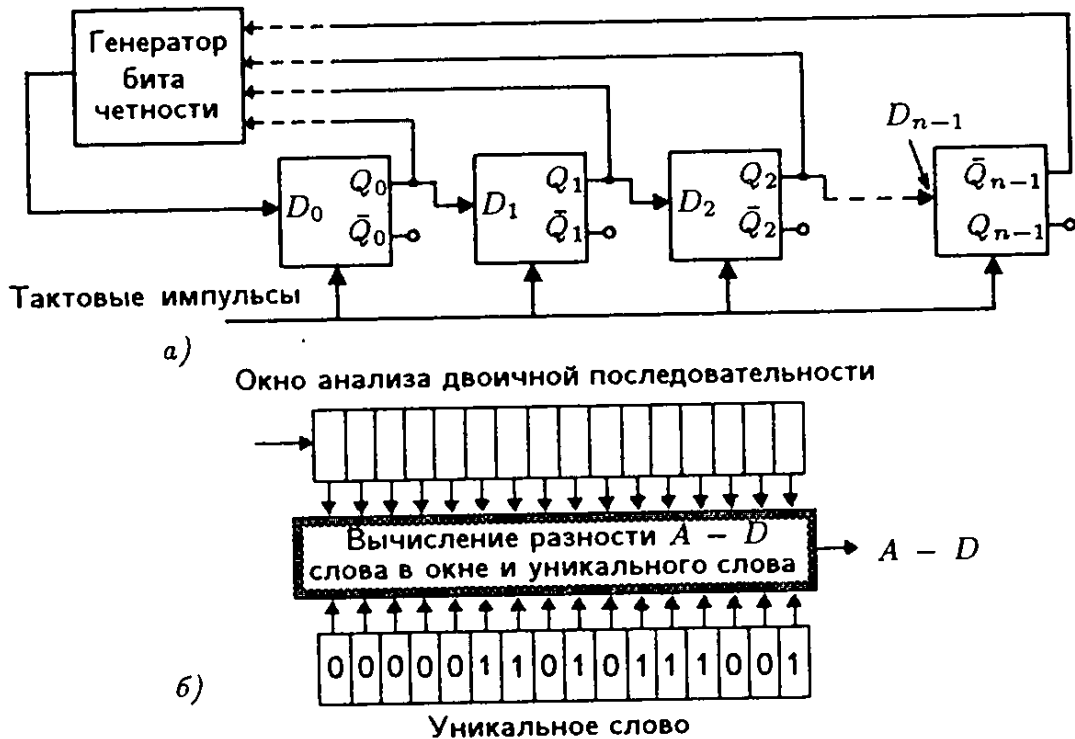


Рисунок 13 – Схемы генератора ПСП (а) и соответствующего коррелятора – фильтра совпадающих данных (б).

Некоторые из выходов Q триггеров не соединены с генератором бита четности, что отмечено на рисунке пунктирными линиями. Общее число триггеров n и число триггеров, соединенных с генератором бита четности,

определяют соответственно длину и свойства формируемой ПСП. На выходе генератора бита четности формируется логический 0 при наличии четного числа логических 0 на входах и логическая 1 при наличии нечетного числа логических 1 на входах. Для линейных кодов максимальной длины всегда можно найти такой порядок подключения выходов триггеров к генератору бита четности, при котором формируется последовательность максимальной длины с периодом

$$L = 2n - 1 \text{ символов,} \quad (10)$$

где n — число триггеров.

В таблице 6 приведена логика подключения выходов триггеров к входам генератора бита четности в схеме на рисунке 13,а, а для значений n от 3 до 15. Длина получаемых при этом m -последовательностей может быть от 7 до 32767 бит.

Таблица 6 - Длина L и число S ПСП максимальной длины m при заданном числе разрядов (триггеров) регистра сдвига n

Число разрядов (триггеров) n	Длина последовательности, $L = 2^n - 1$	Число m -последовательностей S	D_0 для $L = 2^n - 1$ в схеме
3	7	2	$Q_1 \oplus Q_2$
4	15	2	$Q_2 \oplus Q_3$
5	31	6	$Q_3 \oplus Q_4$
6	63	6	$Q_4 \oplus Q_5$
7	127	18	$Q_5 \oplus Q_6$
8	255	16	$Q_1 \oplus Q_2 \oplus Q_3 \oplus Q_7$
9	511	48	$Q_4 \oplus Q_8$
10	1023	60	$Q_6 \oplus Q_9$
11	2047	176	$Q_8 \oplus Q_{10}$
12	4095	144	$Q_1 \oplus Q_9 \oplus Q_{10} \oplus Q_{11}$
13	8191	630	$Q_0 \oplus Q_{10} \oplus Q_{11} \oplus Q_{12}$
14	16383	756	$Q_1 \oplus Q_{11} \oplus Q_{12} \oplus Q_{13}$
15	32767	1800	$Q_{13} \oplus Q_{14}$

Количество различных последовательностей. В таблице 6 приведен один из возможных вариантов соединений выходов триггеров регистра сдвига с генератором бита четности. Существуют и другие варианты, которые приводят к различным m -последовательностям с малым уровнем взаимной корреляции. Верхняя граница для количества различных m -последовательностей определяется выражением

$$S \leq (L - 1)/n. \quad (11)$$

Значения S приведены в таблице 6.

В одном периоде m -последовательности содержится $2n-1 - 1$ нулей и $2n-1$ единиц.

Сумма по mod 2 m-последовательности и ее произвольного циклического сдвига представляет собой другой циклический сдвиг исходной m-последовательности.

Если в исходной m-последовательности, состоящей из символов (0,1) произвести замену символов 0 на +1 и 1 на -1 и получить последовательность символов (-1,+1), то периодическая автокорреляционная функция определяется выражением

$$R_x(\tau) = L = \begin{cases} 2^m - 1, & r = 0; \\ -1, & r \neq 0. \end{cases}$$

И является наилучшей в том смысле, что не существует какой-либо другой двоичной последовательности с минимальным значением автокорреляционной функции при $\tau \neq 0$. Это свойство m-последовательностей имеет важное значение при их использовании в качестве синхропреамбул для обеспечения символьной и цикловой синхронизации.

Так как m-последовательность является периодической последовательностью, то она не может считаться случайной. Но для нее все же могут быть определены статистические свойства серий единиц и нулей. Действительно, в каждом периоде половина серий имеет длину 1, четверть серий — длину 2, восьмая часть серий — длину 3 и т.д.

Пример. Составить таблицу и построить автокорреляционную функцию m-последовательности длиной $2^3 - 1 = 7$ символов, полагая, что частота следования символов равна $f_0 = 10$ Мсимв./с, а опорная последовательность имеет структуру 1110010.

Решение примера. В результате подсчета количества совпадений A и несовпадений D опорной последовательности и ее циклических сдвигов на один символ получаем следующие данные, приведенные в таблице 7.

Таблица 7- Результат подсчета примера

Номер сдвига	Последовательность	Число совпадений (A)	Число несовпадений (D)	A-D
0	1110010	7	0	7
1	0111001	3	4	-1
2	1011100	3	4	-1
3	0101110	3	4	-1
4	0010111	3	4	-1
5	1001011	3	4	-1
6	1100101	3	4	-1

Результирующая автокорреляционная функция сигнала m-последовательности изображена на рисунке 12,г. Обратите внимание, что значения автокорреляционной функции для всех сдвигов, за исключением

сдвигов с номерами 0, 7, 14 и т.д., равны -1. Для этих номеров сдвигов значения автокорреляционной функции максимальны и равны 7.

Максимальное значение автокорреляционной функции принято называть максимальным выбросом автокорреляционной функции. Этот выброс используется для кодовой или цикловой синхронизации. Для промежуточных значений временного сдвига, лежащих между 0 и +1 или -1, автокорреляционная функция является линейно убывающей. Поэтому автокорреляционная функция m -последовательности имеет треугольную форму, как показано на рисунке 12.

Два или более независимых сигналов могут быть переданы одновременно в одной и той же полосе и затем успешно выделены, если их кодовые последовательности представляют собой циклические сдвиги m -последовательностей более, чем на один символ. В системах измерения дальности может быть обеспечена точность измерения в пределах длительности одного символа, если в качестве маркера использовать максимальный выброс автокорреляционной функции.

2.3.3 Последовательности Голда

По сравнению с обычными m -последовательностями последовательности Голда более привлекательны для МДКРК систем со многими пользователями. Для этих систем необходимо значительно большее число последовательностей с хорошими взаимокорреляционными свойствами между ними [13].

Этот метод состоит в сложении по $\text{mod } 2$ двух различных m -последовательностей, тактируемых единым тактовым генератором (рисунок 14). Наиболее существенный момент при формировании последовательностей Голда с «хорошими» корреляционными свойствами заключается в том, что могут быть использованы только особые пары m -последовательностей, называемые предпочтительными.

Так как обе m -последовательности имеют одну и ту же длину L и тактируются единым генератором, то формируемая последовательность Голда имеет длину L , но не является последовательностью максимальной длины. Пусть n — количество разрядов регистра сдвига в генераторе m -последовательностей, тогда длина последовательности Голда $L = 2n - 1$.

Подсчитаем число различных последовательностей Голда, формируемых с помощью двух генераторов m -последовательностей при различных начальных условиях. Напомним, что при любом новом циклическом сдвиге начальных условий генераторов m -последовательностей формируется новая последовательность Голда.

Так как каждая m -последовательность имеет длину L , то число различных сдвигов между ними также равно L . Поэтому генератор последовательностей Голда на основе двух различных m -последовательностей может формировать $L = 2n - 1$ последовательностей Голда. При выборе соответствующей пары m -последовательностей можно получить ансамбль последовательностей Голда с «хорошими» корреляционными свойствами.

2.4 Характеристики системы с прямым расширением спектра

Одним из преимуществ систем с расширенным спектром является способность противостоять воздействию помех, которые в других системах могут полностью нарушить связь. В этом разделе рассматриваются характеристики систем с прямым расширением спектра в условиях воздействия относительно узкополосной помехи и теплового, т.е. АБГШ.

2.4.1 Свойство расширения спектра по отношению к тепловому шуму

Обратимся к схемам, изображенным на рисунках 8 и 9, и отметим, что расширение спектра сигнала обеспечивается во втором модуляторе с помощью сигнала расширения спектра $g(t)$ в виде ПСП с частотой следования символов $R_c = f_0 = 1/T_c$. Сигнал расширения спектра не зависит от сигнала сообщения с частотой следования информационных символов $f_b = 1/T_b$.

Рассмотрим самый простой случай BPSK без фильтрации, когда смена сигнальных состояний +1 и -1 происходит со скоростью $f_b = 1/T_b$. Смена же состояний +1 и -1 сигнала ПСП происходит со скоростью $f_0 = 1/T_c$ (рисунок 9). Если рассмотреть систему с расширением спектра в целом, то можно заметить, что сигнал передаваемого сообщения $d(t)$ умножается дважды на сигнал расширения/сжатия спектра $g(t)$ в виде ПСП. Так как $g^2(t) = 1$, поскольку $1^2 = 1$ и $(-1)^2 = 1$, то влияние сигнала $d(t)$ никаким образом не проявляется в выходном сжатом по спектру сигнале приемника. Тепловой шум или АБГШ вносится в приемной части канала связи подсистемами малошумящего усилителя (МШУ) и преобразователя частоты вниз. АБГШ по своей природе является широкополосным и имеет примерно гауссовскую функцию плотности распределения вероятности. Шумовая полоса МШУ и преобразователя частоты вниз, как правило, превышает ширину полосы сигнала с расширенным спектром.

В процессе сжатия спектра осуществляется умножение шума на псевдослучайный сигнал, в результате которого происходит изменение полярности шумовой реализации в номинально случайные моменты времени, кратные длительности $T_c = 1/f_0$ символов ПСП. Изменение полярности не оказывает влияния на спектральную плотность и функцию плотности распределения вероятности АБГШ. Поэтому P_e для системы с расширенным спектром в условиях воздействия АБГШ сохраняется такой же как в системе без расширения спектра при соответствующем выборе методов модуляции/демодуляции: $P_e = f(E_b/N_0)$. Например, $P_e = f(E_b/N_0)$ для системы с расширенным спектром и когерентной демодуляцией BPSK сигналов определяется выражением [14]

$$P_e = (1/2) \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}), \quad (12)$$

где $E_b = CT_b$ — удельные энергетические затраты, средняя энергия принимаемого сигнала на бит сообщения;

C — средняя мощность принимаемой несущей;

N_0 — спектральная плотность шума, т.е. мощность шума на 1 Гц полосы;

$T_b = 1/f_b$ — длительность бита сообщения;

f_b — скорость передачи, бит/с.

Аналогичные выводы можно сделать относительно эквивалентности характеристик вероятности ошибки для других видов модуляции.

2.4.2 Ослабление влияния узкополосной помехи

Будем предполагать, что мощность АБГШ в полосе пропускания существенно меньше мощности узкополосной помехи. В показано, что гармоническая помеха является «наихудшей» из класса узкополосных помех. Воспользуемся обозначениями и методикой анализа, принятыми в. Входной сигнал приемника определяется следующим выражением

$$v_{np}(t) = \sqrt{2P_c} d(t)g(t)\cos w_0 t + \sqrt{2P_j} \cos(w_0 t + q), \quad (13)$$

где $d(t)$ — сигнал передаваемого сообщения на входе передатчика и выходе приемника;

$g(t)$ — сигнал ПСП с частотой следования символов $f_0 = 1/T_c$;

ω_0 — частота несущей или промежуточная после преобразования частоты вниз;

P_j — мощность помехи на входе приемника;

P_s — мощность полезного сигнала на входе приемника;

θ —случайная фаза, равномерно распределенная в интервале $[0, \pi]$.

При сжатии спектра входной сигнал умножается на синхронный сигнал ПСП $g(t)$. При наличии упрощающих предположений $g^2(t) = 1$, поэтому входной сигнал интегратора

$$v'_0(t) = \sqrt{P_c} d(t) + \sqrt{P_j} g(t)\cos(q). \quad (14)$$

Если длительность бита T_b намного превышает период несущей частоты $T_0 = 1/f_0 = 2\pi/\omega_0$ и/или она кратна полупериоду несущей, то на входе интегратора спектральная плотность демодулированной помехи $G_j(f)$ определяется следующим выражением

$$G_j(f) = \frac{P_j \overline{\cos^2 q}}{2f_0} = \frac{\sin pf/f_0}{pf/f_0}. \quad (15)$$

Демодулированная помеха оказывается широкополосной, причем первые нули спектральной плотности имеют место при $f = f_0$. На рисунке 9 изображена эквивалентная спектральная плотность помехи, расположенная в окрестности частоты $f_{рч}$; ее первые нули имеют место на частотах $f_{рч} \pm f_0$. После интегрирующего фильтра со сбросом, имеющего эквивалентную полосу пропускания $f_b = 1/T_b$, имеем

$$G_j(f) = \frac{P_j \overline{\cos^2 q}}{2f_0}, \quad |f| \leq f_b. \quad (16)$$

Так как фаза θ относительно узкополосной помехи является случайной величиной с равномерным распределением и независимой от фазы несущей полезного сигнала, то $\overline{\cos^2 \theta} = 1/2$ и спектральная плотность узкополосной помехи на выходе демодулятора будет определяться следующим выражением

$$G_J(f) = \frac{P_J}{4f_0}, \quad |f| \leq f_b. \quad (17)$$

Из (15) и (17) следует, что гармоническая узкополосная помеха, имеющая мощность P_J на частоте $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi f_{рч}$ преобразуется в широкополосный сигнал, имеющий практически равномерную спектральную плотность $G_J(f) = P_J / 4f_0$. Таким образом, спектральная плотность помехи на выходе демодулятора обратно пропорциональна частоте следования символов ПСП (f_0). Спектральная плотность помехи $G_J(f)$ определена для положительных и отрицательных частот $-f_b \leq f \leq f_b$. Практическое значение имеют только положительные частоты, поэтому введем спектральную плотность, определенную только для положительных частот $0 \leq f \leq f_b$

$$I(f) = 2G_J(f), \quad 0 \leq f \leq f_b. \quad (18)$$

Выражение для вероятности ошибки (12) можно использовать также и в случае узкополосных помех, предполагая что демодулированная помеха I в полосе модулирующих частот на входе решающего устройства обладает свойствами АБГШ. В случае когерентной демодуляции PSK сигналов имеем

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{I(f)}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2P_J/(4f_0)}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_s f_0}{P_J f_b}} \right), \quad (19)$$

Величину

$$P'_J = \frac{P_J}{2(f_0/f_b)} \quad (20)$$

можно рассматривать как эффективную мощность помехи. Поэтому отношение мощности сигнала P_s к эффективной мощности определяет вероятность ошибки в системе с расширенным спектром.

Из (19) следует, что отношение частоты следования символов к скорости передачи (f_0/f_b) определяет степень ослабления узкополосной помехи. Поэтому выигрыш при обработке может быть определен как

$$G_p = \frac{f_0}{f_b}. \quad (21)$$

В подразделе 2.2 согласно выражениям (4) и (5) выигрыш при обработке формально определен как

$$G_p = \frac{(S/I)_{\text{вых}}}{(S/I)_{\text{вх}}} = \frac{BW_{рч}}{f_b}. \quad (22)$$

Здесь $(S/I)_{\text{вых}}$ представляет собой отношение сигнал/помеха на выходе демодулятора, $(S/I)_{\text{вх}}$ — отношение сигнал/помеха на входе приемника, т.е. здесь произведена замена величины N (мощности шума) на величину I (мощность помехи), которая адекватно характеризует ситуацию при воздействии узкополосной помехи.

2.4.3 Экспериментальная проверка степени подавления узкополосной помехи

Для подтверждения возможности подавления узкополосной помехи в системе с расширением спектра была разработана структурная схема, в соответствии с рисунком 8. В экспериментальном макете были выбраны: промежуточная частота $f_{пч} = 70$ МГц, скорость передачи сообщений $f_b = 10$ кбит/с и частота следования символов ПСП $f_c = 2$ Мсимв./с. Соотношение скорости передачи и частоты следования символов примерно соответствовали принятому в системе с прямым расширением спектра, предложенной фирмой Qualcomm. При формировании BPSK сигналов какая-либо фильтрация отсутствовала, т.е. передавались BPSK сигналы с бесконечной полосой. В демодуляторе использовался простой постмодуляционный селективный фильтр, позволяющий выделить модулирующий сигнал и подавить составляющие несущей частоты второго и более высоких порядков. При экспериментах роль такого фильтра выполнял фильтр нижних частот Баттерворта четвертого порядка с полосой пропускания $f_3 \text{ дБ} = 30$ кГц. Заметим, что при скорости передачи 10 кбит/с минимальная полоса по Найквисту составляет 5 кГц.

2.4.4 Подавление широкополосной помехи

Принципиально механизм подавления узкополосной помехи, описанный в пункте 2.4.2, оказывается справедливым и для широкополосных мешающих сигналов.

Суммарная мощность широкополосных мешающих сигналов, например, внутрисистемной помехи, создаваемой в системе с прямым расширением спектра, имеющей различные псевдослучайные последовательности (расширяющие спектр функции) $g_1(t), g_2(t), \dots, g_N(t)$ уменьшается в результате выполнения операции сжатия спектра. Причем уменьшение мощности широкополосной помехи происходит во столько же раз, во сколько уменьшается мощность узкополосной помехи, рассмотренной в предыдущих разделах.

Физический механизм ослабления широкополосной помехи во многом схож с механизмом ослабления узкополосной помехи. В результате выполнения операции сжатия спектра энергия полезного сигнала оказывается сосредоточенной в полосе модулирующих частот.

Сжатие спектра касается лишь полезного сигнала, поскольку передаваемая ПСП $g_k(t)$ оказывается при перемножении коррелированной с аналогичной последовательностью $g_L(t)$, формируемой в приемнике. Широкополосная помеха перемножается с некоррелированным опорным сигналом $g_L(f)$, поэтому их произведение имеет широкий спектр. При фильтрации относительно узкополосным фильтром лишь небольшая часть энергии широкополосной помехи, пропорциональная отношению будет проходить на выход демодулятора.

3 Многостанционный доступ на основе кодового разделения каналов (МДКРК): системы с прямым расширением спектра и перестройкой рабочей частоты

3.1 МДКРК: принципы функционирования

Системы с многостанционным доступом на основе кодового разделения каналов представляют собой развитие систем с прямым расширением спектра с помощью псевдослучайных последовательностей и систем с расширением спектра путем перестройки рабочей частоты. В системе МДКРК каждому пользователю выделена отдельная, отличающаяся от других ПСП. Если эти ПСП взаимно некоррелированы, то в пределах одной соты K независимых абонентов могут передавать сообщения одновременно, занимая одну и ту же полосу радиочастот. В приемниках осуществляется корреляционная обработка сигналов (сжатие спектра), в результате чего происходит восстановление переданных сообщений $d_i(t) = 1, \dots, K$. На рисунке 14 показана концепция совместного использования спектра в системе МДКРК с $K = 10$ несущих. Если предположить, что $K = 10$ мобильных передатчиков осуществляют передачу одновременно, то на входе приемника базовой станции будут присутствовать 10 перекрывающихся во времени и по частоте сигналов.

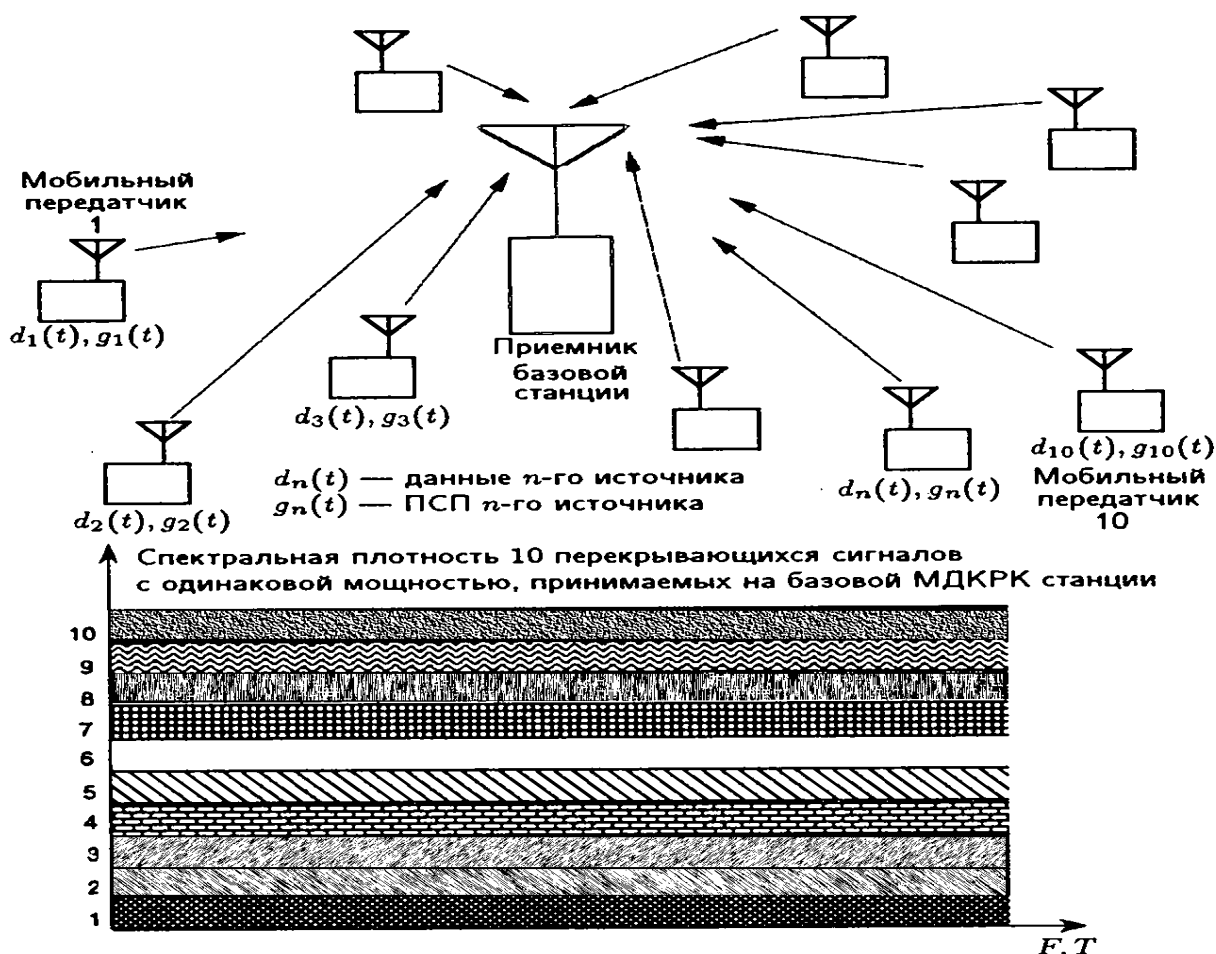


Рисунок 14 – Совместное использование спектра в МДКРК

То же самое можно сказать о приемнике мобильной станции. Если мощности всех принимаемых сигналов считать равны P_s и только один полезный сигнал интерферирует с остальными девятью МДКРК сигналами равной мощности, то отношение сигнал/помеха (C/I) на РЧ входе приемника будет равно $1/9$ или $(C/I) = -9,54$ дБ. Такое отрицательное значение отношения сигнал/помеха обусловлено внутрисистемной помехой, создаваемой девятью другими несущими с прямым расширением спектра, одновременно занимающими ту же самую полосу частот, что и несущая полезного сигнала. В результате корреляционной обработки (сжатие спектра) это отрицательное значение отношения несущая/помеха (C/I) в широкой полосе радиочастот преобразуется в положительное значение отношения сигнал/помеха (S/I) в узкой полосе модулирующих частот. Отношение сигнал/помеха в полосе модулирующих частот должно быть достаточно высоким, чтобы гарантировать достижение относительно низких значений P_e . Значение отношения сигнал/помеха (S/I) в полосе модулирующих частот выбирается на несколько децибелов выше по сравнению с отношением сигнал/шум (S/N).

В дальнейшем при вычислении мощности внутрисистемной помехи в полосе модулирующих частот, создаваемой другими несущими системы МДКРК и определении соответствующей P_e будем пренебрегать влиянием теплового шума и считать, что все ПСП являются некоррелированными.

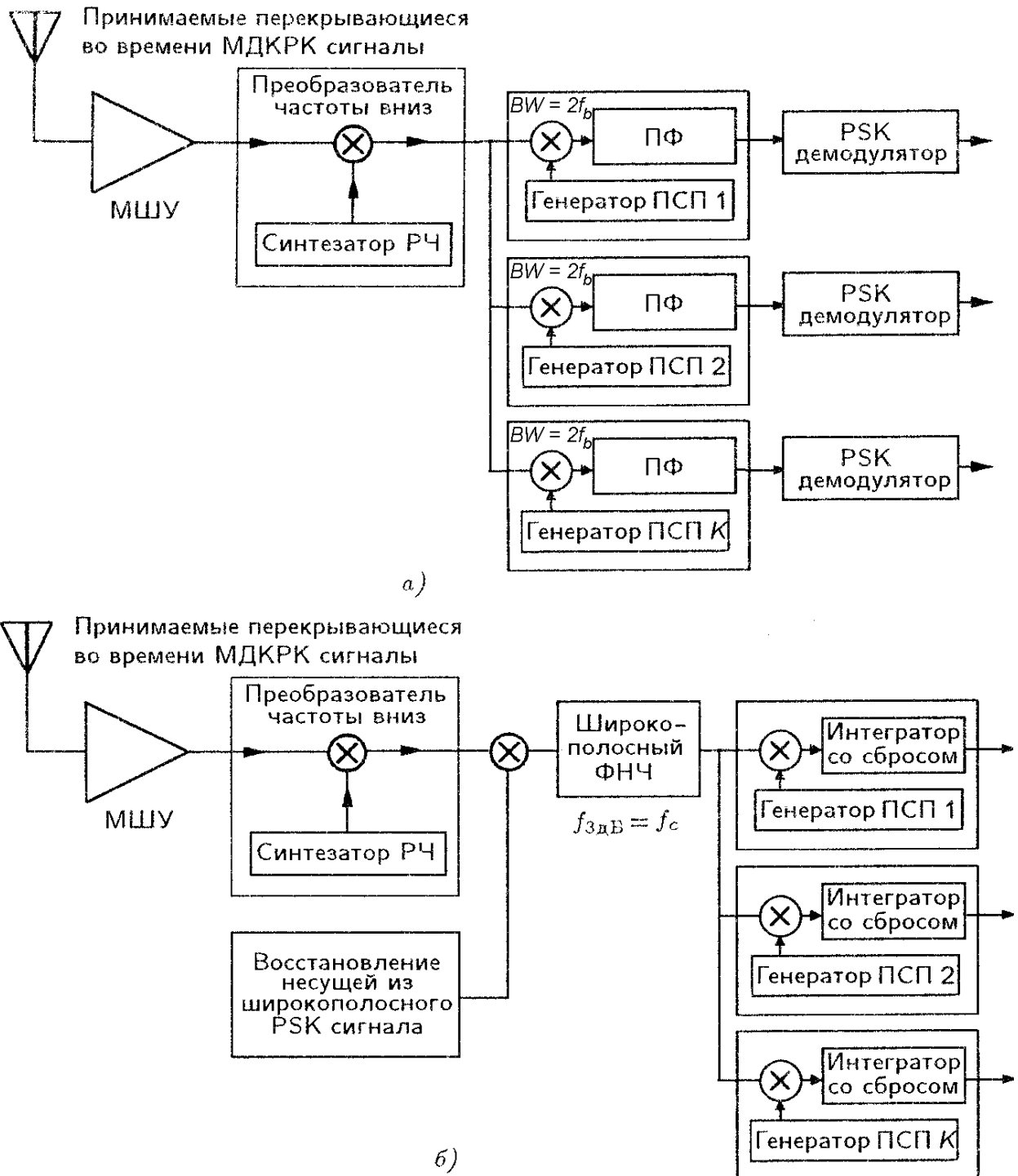
В течение одного и того же временного интервала одновременно K пользователей передают сигналы с прямым расширением спектра, занимающие одну и ту же полосу радиочастот с центральной частотой f_0 и имеющие случайные фазы ϕ_i , статистически независимые от фаз других пользователей. Каждый мобильный передатчик имеет уникальную ПСП расширения спектра $g_i(t)$. Если предположить наличие идеальной адаптивной регулировки мощности, на входе базовой станции присутствует K радиосигналов с равной мощностью P_s [15].

Каждый пользователь передает сообщение с примерно одинаковой скоростью f_b , и частота следования символов ПСП поддерживается примерно постоянной. На входе приемника базовой станции присутствует суммарный РЧ сигнал, определяемый выражением

$$v(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_s} g_i(t) d_i(t) \cos(\omega_0 t + q_i). \quad (23)$$

В приемнике базовой станции необходимо осуществить сжатие спектра сигнала и демодулировать K независимых сигналов с прямым расширением спектра. Для этого используется K корреляторов, как показано на рисунке 15. По существу МДКРК приемник, содержащий набор корреляторов и представленный на рисунке 15,а, является расширенной версией приемника, изображенного на рисунке 8. В этом варианте сжатие спектра осуществляется на промежуточной частоте (ПЧ). Другой вариант приемника приведен на рисунке 15,б. Суммарный РЧ сигнал преобразуется по частоте вниз на удобную промежуточную частоту, равную, например, 70 МГц, и демодулируется одним

общим когерентным широкополосным демодулятором. Полоса пропускания фильтра нижних частот этого демодулятора выбирается достаточно широкой и согласованной с частотой следования символов f_0 .



а - сначала осуществляется корреляционная обработка, а затем узкополосная демодуляция;

б - сначала осуществляется широкополосная демодуляция, а затем сжатие спектра сигнала

Рисунок 15- Построение МДКРК приемников

Приведенные ниже уравнения справедливы для обоих вариантов реализации приемника, изображенных на рисунке 15. Сигнал на выходе демодулятора приемника, изображенного на рисунке 15,а, с учетом эффекта низкочастотной фильтрации интегратора, встроенного в PSK демодулятор, определяется следующими выражениями

$$v' = \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_s} g_1(t) g_i(t) d_i(t) \cos(q_i - q_1), \quad (24)$$

$$v' = \sqrt{P_s} d_1(t) + \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_s} g_1(t) g_i(t) d_i(t) \cos(q_i - q_1). \quad (25)$$

Эти выражения аналогичны выражению (14), определяющему выходной сигнал приемника с прямым расширением спектра в полосе модулирующих частот, за исключением дополнительных $(K - 1)$ составляющих помехи. Следуя методике, используемой в подразделе 2.4, можно доказать, что суммарная спектральная плотность $K - 1$ составляющих помехи будет определяться следующим выражением

$$G_J(f) \approx (K - 1) \frac{P_c}{4f_0}, \quad |f| \leq f_b. \quad (26)$$

Если суммарную мощность помехи принять равной

$$P_J = (K - 1)P_s, \quad (27)$$

то вероятность ошибки P_e при воздействии «внутрисистемной помехи», создаваемой $K-1$ одновременно принимаемыми сигналами с равной мощностью, будет определяться выражением

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2 \frac{1}{K-1} \frac{f_0}{f_b}} \right), \quad (28)$$

где f_b – скорость передачи;

f_0 – частота следования символов.

Из приведенного результата следует, что для обеспечения заданного значения P_e при фиксированном количестве пользователей K необходимо тщательно согласовывать значения скорости передачи f_b и частоты следования символов ПСП f_0 .

Что касается выражения (28), то необходимо отметить следующие допущения, которые были приняты при его выводе:

а) Принимаемые сигналы с прямым расширением спектра имеют равные мощности и формируются с помощью некоррелированных ПСП. Равные мощности предполагают идеальную адаптивную регулировку мощности.

б) Учитывалось влияние только внутрисистемной помехи и не учитывалось влияние теплового шума.

3.2 Проблемы помех, создаваемых близкорасположенными и удаленными пользователями в системах с прямым расширением спектра

В системах с прямым расширением спектра все каналы передачи сообщений (каналы трафика) в пределах одной соты одновременно совместно

используют одну и ту же полосу радиочастот, т.е. радиоканал. Соседние соты могут использовать либо те же самые, либо соседние частотные каналы. Некоторые из подвижных объектов могут располагаться близко к базовой станции, а другие далеко от нее. Сильный сигнал, принимаемый базовой станцией от близкорасположенного подвижного объекта, будет маскировать слабый сигнал, принимаемый от удаленного подвижного объекта. Например, предположим, что все 10 подвижных объектов, изображенных на рисунке 14,а, передают сигналы с одной и той же РЧ мощностью $P_s = +30$ дБмВт, потери при распространении радиоволн от удаленного подвижного объекта № 10 составляют 95 дБ, а аналогичные потери от близкорасположенного объекта № 4 составляют лишь 35 дБ. В этом случае мощность принимаемого а базовой станции сигнала подвижного объекта № 4 будет равна $P_{пр4} = +30$ дБмВт — 30 дБ = -5 дБмВт, а мощность принимаемого сигнала удаленного подвижного объекта № 10 будет равна $P_{пр10} = 30$ дБмВт — 95 дБ = -65 дБмВт. Таким образом, мощность внутрисполосной помехи, создаваемой близкорасположенным объектом, будет на 60 дБ превышать мощность принимаемого сигнала от удаленного подвижного объекта. Помеха этого вида представляет серьезную проблему при проектировании и применении МДКРК систем.

Выражение (26) устанавливает математическую зависимость между частотой следования символов f_0 , скоростью передачи f_b и заданным значением P_e для K одновременно работающих пользователей. При выводе этого выражения предполагалось, что все сигналы, принимаемые на базовой станции, имеют одну и ту же мощность. Требование равенства мощностей по существу максимизирует емкость МДКРК систем. В ходе рассмотрения проблемы близкорасположенного и удаленного пользователей отметим, что в реальных сотовых подвижных системах это допущение не выполняется без адаптивного управления мощностью.

3.3 Адаптивное управление мощностью в МДКРК системах с расширенным спектром

Управление мощностью позволяет снизить уровень помехи «ближний-дальний». Идеальная схема управления мощностью обеспечивает равенство мощностей всех принимаемых базовой станцией сигналов подвижных объектов, расположенных в данной соте, независимо от перемещений, потерь при распространении радиоволн и/или расположения подвижного объекта.

Прямая линия в МДКРК системе — это линия связи между базовой станцией и приемником подвижного объекта. Обратная линия — это линия связи между подвижным объектом и приемником базовой станции. В случае разомкнутой петли управления передаваемой мощностью (TxPC) передаются аналоговые или цифровые пилот-сигналы по прямой линии. Измеренный уровень принимаемого пилот-сигнала на подвижном объекте позволяет оценить потери при распространении радиоволн от передатчика базовой станции до приемника подвижного объекта. По результатам оценки потерь на

подвижном объекте формируется сигнал управления передаваемой мощностью и устанавливается необходимая мощность передатчика. Эта процедура повторяется с необходимой скважностью и благодаря этому достигается адаптивное управление с разомкнутой петлей. Здесь предполагается, что потери при распространении в прямой и обратной радиоперелиниях одинаковы. Однако регулирование с разомкнутой петлей не всегда может обеспечивать достаточную точность и качество. Лучшими характеристиками обладает схема с замкнутой петлей управления ТхРС (рисунок 16, 17,б). Здесь адаптивное управление мощностью осуществляется в следующей последовательности:

а) в приемнике базовой станции производится (с помощью обратной радиоперелинии 1) оценка мощности РЧ, принимаемой со стороны подвижного объекта (рисунок 17);

б) со стороны базовой станции по прямой линии 2 на подвижный объект передаются команды управления, обеспечивающие установку необходимого уровня передаваемой мощности подвижного объекта (рисунок 17).

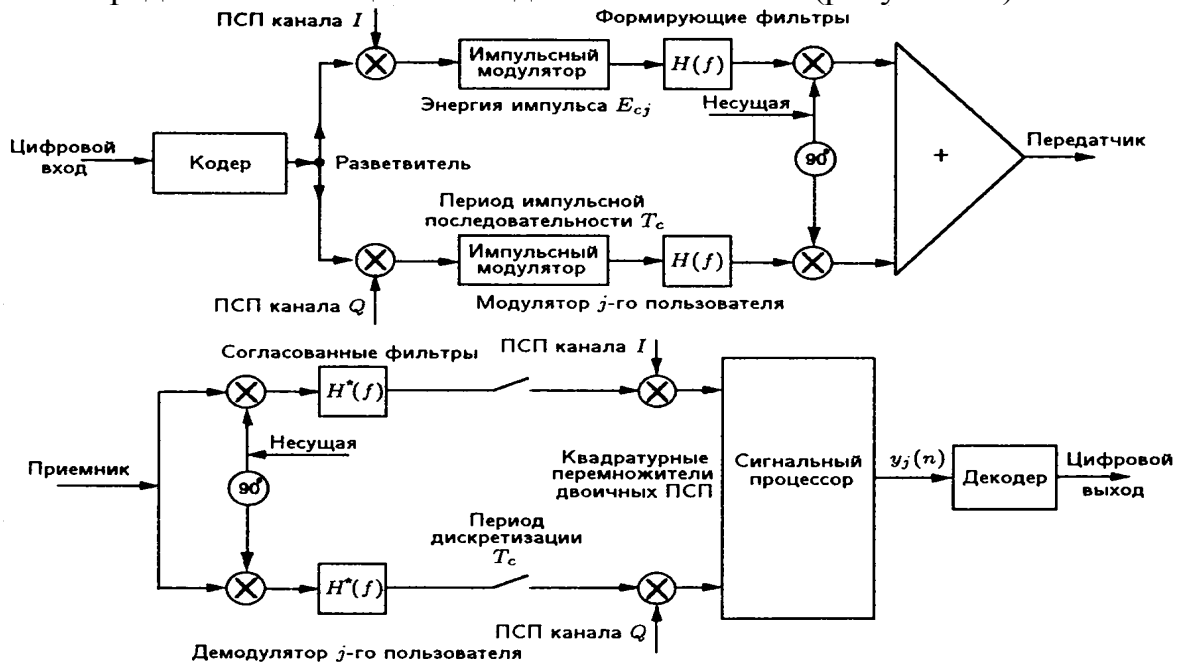


Рисунок 16- Структурная схема МДКРК системы по стандарту сотовой связи IS-95

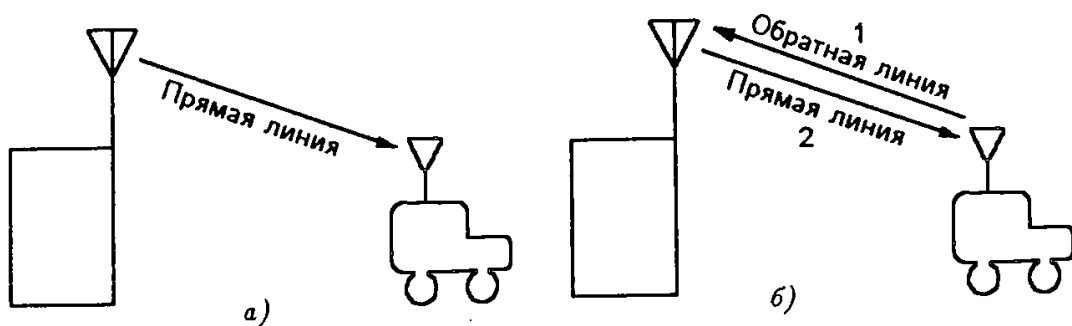


Рисунок 17- Управление передаваемой мощностью с помощью разомкнутой (а) и замкнутой (б)

Реальная точность управления мощностью с помощью замкнутой ТхРС петли равна 1,5 дБ. В идеальном случае она должна быть равна 0 дБ. Это означает, что все переданные сигналы от различных подвижных объектов должны быть приняты с одинаковой мощностью, т.е. разность их уровней равна 0 дБ. Это позволяет разрешить проблему близкорасположенного и удаленного пользователей и оптимизировать (максимизировать) емкость сотовых МДКРК систем.

4 Системы с расширением спектра путем перестройки рабочей частоты

4.1 Системы с медленной перестройкой рабочей частоты

В системах с расширенным спектром путем перестройки рабочей частоты последняя сохраняется постоянной в течение каждого интервала перестройки, но изменяется скачком от интервала к интервалу (рисунок 11). Частоты передачи формируются цифровым синтезатором частот, управляемым кодом («словами»), поступающим в последовательном либо параллельном виде и содержащим m двоичных символов (битов). Каждому m -битовому слову или его части соответствует одна из $M = 2^m$ частот. Хотя для осуществления перестройки частот имеется $M = 2^m$, ($m = 2, 3, \dots$) частот, но не все из них обязательно используются в конкретной системе. Скорость перестройки частот передачи f_h определяется числом скачков частоты в единицу времени и измеряется в скачках на секунду (ск/с), киоскачках на секунду (кск/с), мегаскачках на секунду (Мск/с). Системы с расширением спектра путем программной перестройки рабочей частоты подразделяются на следующие категории:

- а) системы с медленной перестройкой;
- б) системы с быстрой перестройкой;
- в) системы со средней скоростью перестройки.

В системах с медленной перестройкой скорость перестройки f_h , меньше скорости передачи сообщений f_b . Таким образом в интервале перестройки, прежде, чем осуществится переход на другую частоту, могут быть переданы два бита сообщения или более (в некоторых системах свыше 1000). Длительность интервала перестройки T_h связана с длительностью бита T_b соотношением [16]

$$T_h = kT_b, \quad k = 1, 2, 3, \dots; \quad f_0 = f_h = 1/T_h \quad (29)$$

В системе с быстрой перестройкой рабочей частоты f_h больше скорости передачи сообщений f_b . В этом случае за время передачи одного бита частота сначала может измениться два раза и больше. Здесь длительность интервала перестройки связана с длительностью бита T_b соотношением

$$T_c = T_h = T_b/k, \quad k = 1, 2, 3, \dots; \quad f_h = 1/T_h; \quad f_0 = f_h = 1/T_c. \quad (30)$$

В системах со средней скоростью перестройки скорость перестройки равна скорости передачи. Наибольшее распространение получили системы с быстрой и медленной перестройкой рабочей частоты.

На рисунке 18 изображены структурные схемы передающей и приемной частей системы с перестройкой частоты, содержащие кроме основных блоков, приведенных на рисунке 11, блоки кодирования/декодирования с исправлением ошибок и временной синхронизации. Необходимость введения блока кодирования/декодирования с исправлением ошибок обусловлена следующими причинами. Если одна рабочая частота или более оказываются пораженными помехой большой мощности, то один или несколько битов сообщения, передаваемых на этих частотах, могут быть с большой вероятностью приняты с ошибками. Кодирование с исправлением ошибок, которое рассматривается в следующей главе, позволяет эффективно бороться с ошибками.

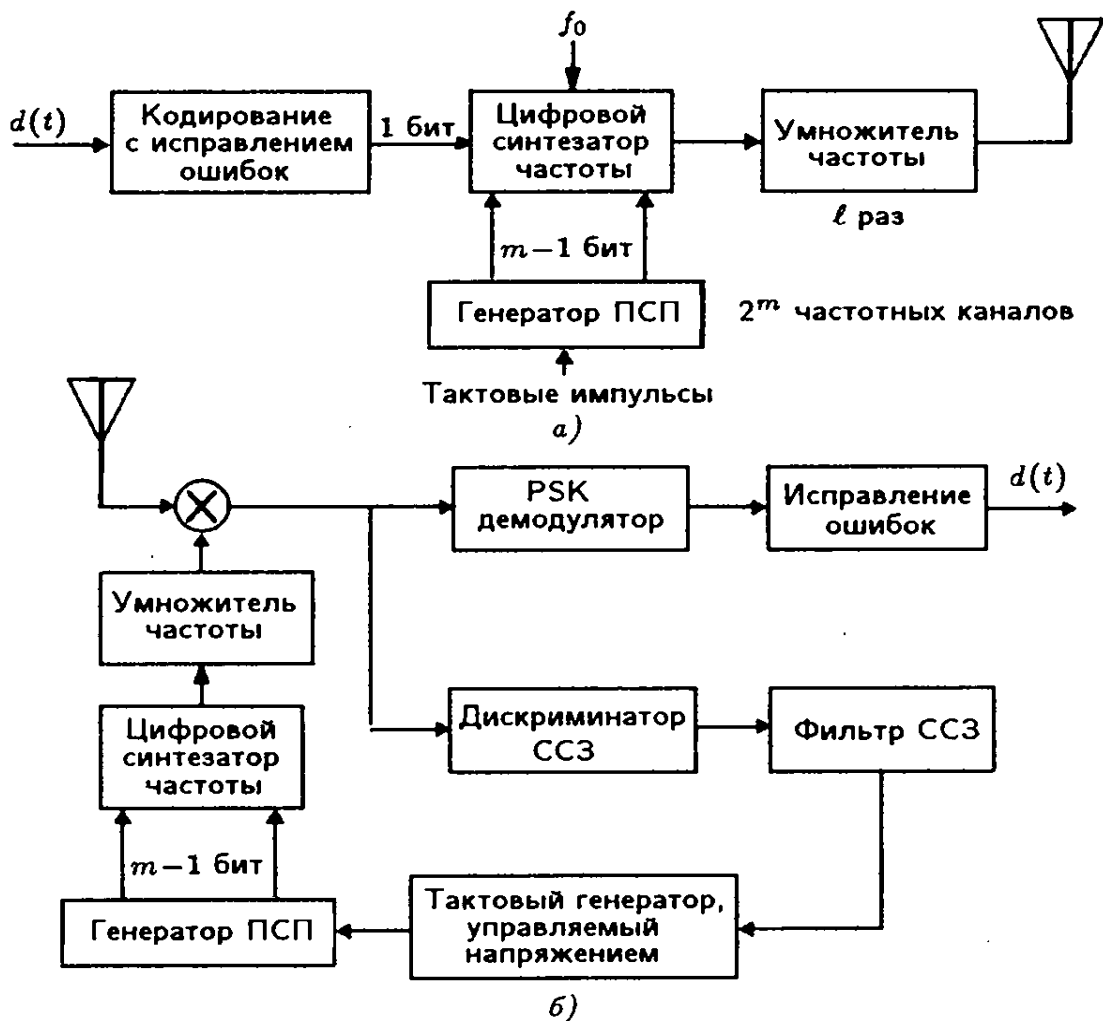


Рисунок 18- Структурные схемы передатчика (а) и приемника (б) системы с программной перестройкой частоты

Управляющее слово цифрового синтезатора частот состоит из m битов, один из них может быть информационным, а другие $(m - 1)$ бит формируются

генератором ПСП. Цифровые синтезаторы из соображений простоты очень часто формируют сетку частот в диапазоне ПЧ и поэтому имеют ограниченные пределы перестройки. Включение умножителя частоты вслед за синтезатором ПЧ позволяет в несколько раз увеличить значения каждой из имеющихся дискретных частот и перейти в диапазон РЧ, увеличивая при этом выигрыш при обработке сигналов.

Пусть частотный разнос между соседними дискретными частотами цифрового синтезатора частот равен Δf . Минимальное значение частотного разноса должно быть больше ширины полосы РЧ несущей, модулированной только сигналом передаваемого сообщения со скоростью f_b . Например, при скорости передачи $f_b = 300$ кбит/с минимальное значение ширины полосы QPSK сигналов при ограничении полосы и линейном усилении равно $\Delta f_{\min} = f_b/2 = 150$ кГц (пример построения модема QPSK сигналов приведен в гл. 4), что соответствует теоретическому значению показателя спектральной эффективности, равному 2 бит/(с·Гц). Для некоторых простейших видов FSK сигналов, допускающих нелинейное усиление, значение показателя спектральной эффективности лежит в пределах от $0,25$ до $0,5$ бит/(с·Гц). В этом случае $\Delta f_{\min} = f_b/(0,24...0,5) = (2...4)f_b$. Поэтому для FSK сигналов минимальный частотный разнос увеличивается до $600... 1000$ кГц.

Ширина полосы РЧ сигнала с перестройкой рабочей частоты в результате умножения частоты увеличивается в K раз (при умножении частоты увеличивается также частотный разнос) и становится равной

$$BW_{PЧ} = lM\Delta f, \quad (31)$$

где l — коэффициент умножения частоты,

$M = 2m$ — число частот, формируемых синтезатором.

Выигрыш при обработке (G_p) для систем с программной перестройкой рабочей частоты определяется выражением

$$G_p = BW_{PЧ} / BW_{\text{мод}}, \quad (32)$$

где $BW_{\text{мод}}$ — ширина полосы РЧ, модулированной сигналом передаваемого сообщения с целью расширения спектра. Следует отметить, что выражения (32) и (5) совпадают. Это означает, что выигрыш при обработке в системах с прямым расширением спектра и расширением спектра путем перестройки частоты один и тот же.

4.2 Система с быстрой перестройкой частоты

В системах с быстрой перестройкой частоты в течение длительности одного бита происходит k скачков частоты, так как $T_b = kT_h$ или $f_b = k/f_h$. В связи с этим согласно (31) ширина полосы РЧ

$$BW_{PЧ} = klM\Delta f. \quad (33)$$

Если показатель эффективности системы (без перестройки частоты) равен 1 бит/(с·Гц), то

$$BW_{PЧ} = f_b = 1/T_b = \Delta f, \quad (34)$$

и в этом случае выигрыш при обработке

$$G_p = \frac{BW_{PЧ}}{BW_{mod}} = \frac{kIM\Delta f}{\Delta f} kIM . \quad (35)$$

Таким образом, выигрыш при обработке в системе с быстрой перестройкой частоты зависит от количества используемых различных частот (М), количества скачков частоты в пределах одного бита (к) и коэффициента умножения частоты (I).

В приемнике сигналов с перестройкой рабочей частоты, изображенном на рисунке 18(б), принимаемый сигнал перемножается с опорным, формируемым с помощью последовательно включенных генератора ПСП, цифрового синтезатора частот и умножителя частоты. Здесь программа смены частот определяется генератором ПСП, которая идентична ПСП соответствующего передатчика. Если временные параметры принимаемой и опорной ПСП согласованы, т.е. имеет место точная временная синхронизация, то в перемножителе происходит сжатие спектра принимаемого РЧ сигнала (точно так же, как для сигналов с прямым расширением спектра) до пределов, определяемых шириной полосы сигнала, модулированного только передаваемым сообщением. Наиболее часто используется FSK, для которой демодуляторы реализуются достаточно простыми средствами. Можно использовать и другие методы модуляции/демодуляции, например PSK.

Демодулированный сигнал данных поступает на вход декодера с функцией исправления ошибок. На выходе декодера получается оценка сигнала источника сообщения $d^*(t)$, переданного по каналу связи. Дискриминатор схемы слежения за задержкой (ССЗ), содержащий два ключа, переключаемых с опережением и запаздыванием, сглаживающий петлевой фильтр ССЗ и перестраиваемый генератор тактовых импульсов входят в подсистему синхронизации. До тех пор, пока синхронизация не будет установлена, т.е. не определено начало передаваемого пакета (если МДКРК приемопередатчик работает в пакетном режиме), не будет происходить сжатие спектра входного сигнала и его трансформация в пределы полосы пропускания демодулятора FSK сигналов. В течение процедуры синхронизации на вход демодулятора будет поступать широкополосный шумоподобный сигнал, из которого невозможно выделить полезный сигнал передаваемого сообщения $d(t)$.

4.3 Характеристики систем с перестройкой рабочей частоты при воздействии помех

Приведем вывод выражения для вероятности ошибки P_e , вытекающий из понимания принципов и возможностей ослабления помех, присущих этим системам. Будем полагать, что уровень помехи существенно превышает уровень теплового шума, так что появление ошибок обусловлено воздействием «сильной» помехи. При такой модели воздействия помех на систему ошибки появятся с вероятностью 0,5 всякий раз, когда мощность помехи в пределах ширины полосы некоторого частотного канала превысит мощность несущей

(ширина полосы демодулятора приемника примерно равна минимальному частотному разнесу соседних частот).

Для системы с перестройкой рабочей частоты и без какой-либо информационной избыточности, например за счет кодирования/ декодирования с исправлением ошибок, среднее значение вероятности ошибки равно [17]

$$P_e = J/M, \quad (36)$$

где J — число источников помехи, мощность которых не меньше мощности несущей полезного сигнала;

M — общее число имеющихся частот в системе.

В тех случаях, когда имеется избыточность за счет кодирования с исправлением ошибок или за счет многократной передачи одного и того же бита на различных частотах, среднее значение вероятности ошибки P_e может быть определено с помощью приближенного выражения

$$P_e = \sum_{x=r}^c \binom{c}{x} p^x q^{c-x}, \quad (37)$$

где $p = J/M$ — вероятность ошибки при демодуляции одного символа;

J — количество источников помехи, мощность которой не меньше мощности несущей полезного сигнала;

M — количество имеющихся частот в системе;

$q = 1 - p$ — вероятность правильной демодуляции одного символа;

c — количество различных частот, используемых при передаче каждого бита сообщения;

r — количество ошибочных решений, необходимых для возникновения ошибки в бите при декодировании;

$\binom{c}{r}$ — биномиальные коэффициенты.

Если три или более частот (частотные скачки) используются для передачи каждого бита сообщения, а в приемнике при декодировании применяется мажоритарное правило (голосование по большинству), то характеристика вероятности ошибки может быть значительно улучшена.

Пример. Вычислим среднее значение вероятности ошибки P_e в системе с расширением спектра путем перестройки рабочей частоты. В системе имеется 1000 частот, а мощность гармонической помехи, измеренная в приемнике, превышает мощность несущей полезного сигнала на 4 дБ.

Будем предполагать, что:

а) один бит сообщения передается на каждой частоте;

б) один бит сообщения передается на трех различных частотах.

В приемнике используется мажоритарный алгоритм декодирования в варианте б, согласно которому выносится правильное окончательное решение, если два из трех предварительных решений были правильными.

Решение примера.

а) При передаче одного бита на каждой частоте на основании выражения (36) имеем

$$P_e = J/M = 1/1000 = 10^{-3}.$$

Для многих применений это значение оказывается недопустимо высоким.

б) В случае передачи одного бита на трех различных частотах среднее значение вероятности ошибки определяется выражением (37), в котором следует считать $c = 3$ (число частот, используемых для передачи одного бита), $r = 2$ (число ошибочных решений относительно значения двоичного символа, передаваемого на трех различных частотах), $p = 10^{-3}$ (вероятность ошибки при демодуляции символа сообщения, передаваемого на одной из трех частот, вычисленная в варианте а);

$$q = 1 - p = 1 - 10^{-3} = 0,999 - \text{вероятность отсутствия ошибки.}$$

В результате

$$P_e = \sum_{x=2}^3 \binom{3}{x} (10^{-3})^x (1-10^{-3})^{c-x} = 3 \cdot 10^{-3} (1-10^{-3})^1 + 3 \cdot 10^{-9} (1-10^{-3})^0 \approx 3 \cdot 10^{-3}.$$

Из приведенного примера следует, что значение усредненной вероятности ошибки благодаря введению трехкратной избыточности в сочетании с мажоритарным правилом декодирования снижается в 333 раз. Однако количество рабочих частот и скорость их перестройки при этом увеличивается в три раза. Если минимальный разнос частот Δf считать фиксированным (поскольку он определяется шириной полосы частот модулированного сигнала до расширения его спектра), то необходимая РЧ полоса также увеличивается пропорционально скорости перестройки частот.

4.4 Временное рассеяние: устойчивость систем с перестройкой рабочей частоты к воздействию помех из-за многолучевости

Временное рассеяние сигналов из-за многолучевости в канале подвижной радиосвязи показано на рисунке 19. Здесь на прямом (кратчайший) пути распространения от базовой станции к приемнику подвижного объекта встречается препятствие в виде возвышенности. Время запаздывания при прохождении по прямому пути равно t_0 , и уровень принимаемого сигнала соизмерим с уровнем переотраженного сигнала, который имеет запаздывание $t_1 + t_2$. Запаздывающий сигнал будет интерферировать с основным сигналом, создавая сильную внутрисполосную помеху, если только переход на другую частоту в синтезаторе будет происходить не раньше момента его прихода. Если же скорость перестройки частоты f_h будет превышать величину, обратную разности задержек между переотраженным и прямым сигналами, т.е.

$$f_h > \frac{1}{t_1 + t_2 - t_0}, \quad (38)$$

синтезатор частот приемника перестроится на другую частоту приема раньше, чем на вход приемника поступит переотраженный сигнал. Таким образом, при относительно высокой скорости перестройки частоты влияние временного рассеяния на ухудшение характеристики системы может быть минимизировано.

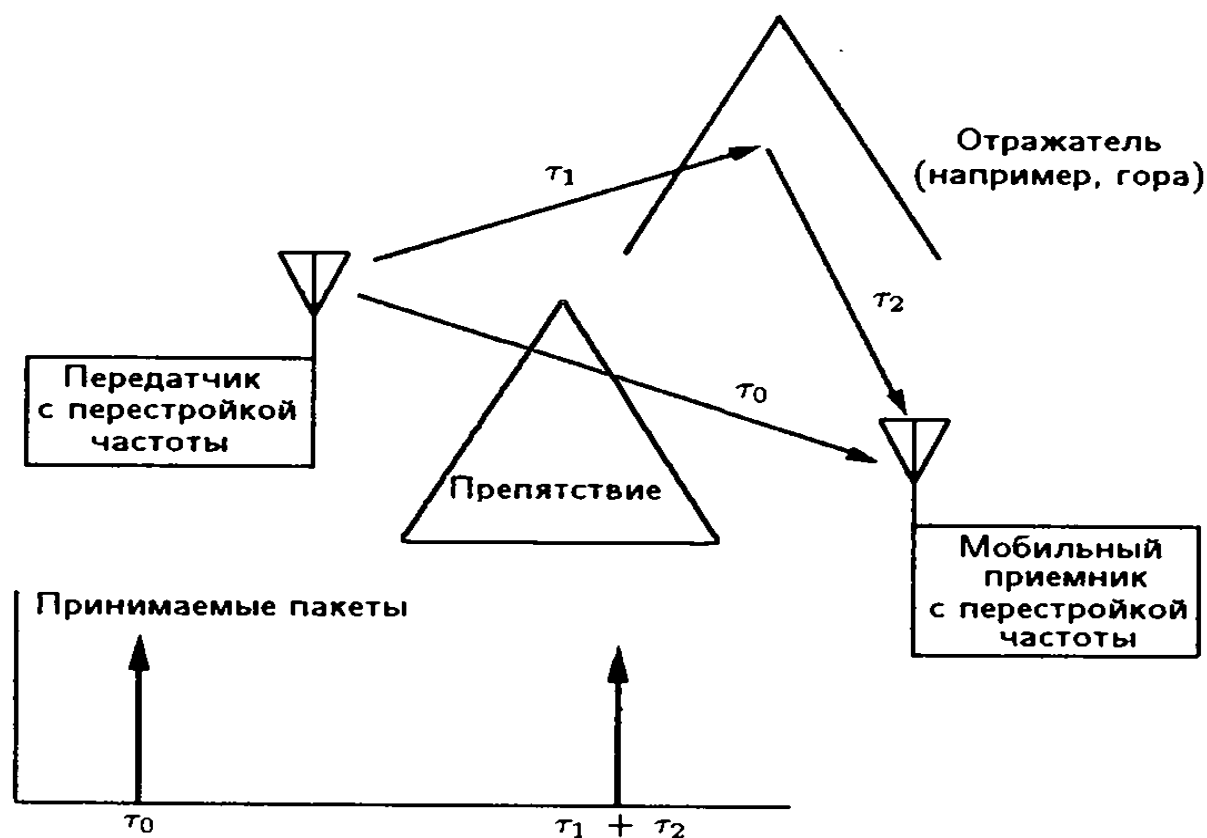


Рисунок 19 - Временное рассеяние сигналов из-за многолучевости

Пример. В цифровой сухопутной системе подвижной радиосвязи, используется радиомодем QPSK сигналов со скоростью $f_b = 4,8$ кбит/с. Определим минимальную скорость перестройки частоты, если в эту систему с многостанционным доступом на основе временного разделения каналов (TDMA) ввести режим расширения спектра путем перестройки рабочей частоты для предотвращения временного рассеяния сигнала с запаздыванием, превышающим $\tau = 300$ мкс.

Решение примера. Полагаем $\tau_0 = 0$ и $\tau_1 + \tau_2 = 300$ мкс. Из (38) имеем

$$f_h > \frac{1}{300 \text{ мкс} - 0} = 3,33 \text{ кбит/с}$$

Для некоторых применений введение относительно медленной перестройки частоты оказывается более простым техническим решением по сравнению со сложными адаптивными корреляторами, необходимыми для коррекции сигнала в случае большого временного рассеяния. В частности, разработка адаптивных корректоров при некогерентной демодуляции сигналов может представлять сложную задачу.

4.5 Сравнение МДКРК систем с прямым расширением спектра и перестройкой рабочей частоты

Рассмотрим архитектуры систем, дадим краткое сравнение двух методов расширения спектра: прямого — путем дополнительной модуляции сигналом псевдослучайной последовательности и косвенного — путем перестройки

рабочей частоты. Генератор ПСП во втором случае должен иметь тактовую частоту $k(m-1)f_b$, где $f_b = 1/T_b$ — скорость передачи сообщений, бит/с, k — число битов в интервале перестройки частоты (29), (30) и m — длина генератора ПСП (длина регистра). Таким образом, тактовая частота генератора ПСП оказывается ниже, чем в варианте прямого расширения спектра. Это — одно из преимуществ метода расширения спектра путем перестройки рабочей частоты. Другими преимуществами являются быстрая синхронизация и более простое решение проблемы помехи «близкий-удаленный», что предполагает управление передаваемой мощностью с меньшей точностью. К числу недостатков косвенного метода расширения спектра путем перестройки рабочей частоты по сравнению с прямым методом относится необходимость использования сложных быстродействующих синтезаторов частот с низким уровнем фазового шума. Кроме того, метод расширения спектра сигнала путем перестройки рабочей частоты малоприменим для измерения дальности и скорости изменения дальности.

5 Синхронизация систем с расширенным спектром

Для синхронизации приемников при приеме сигналов с расширенным спектром может потребоваться три устройства синхронизации:

- а) устройство фазовой синхронизации несущей (восстановления несущей);
- б) устройство символьной синхронизации (восстановления тактовой частоты);
- в) устройство временной синхронизации генераторов, формирующих кодовые или псевдослучайные последовательности.

В случае реализации некогерентных алгоритмов демодуляции FSK и DPSK сигналов устройство фазовой синхронизации не требуется, поскольку демодуляция осуществляется с помощью частотного дискриминатора или автокорреляционного демодулятора. Для когерентных алгоритмов демодуляции требуются три устройства синхронизации.

Временная синхронизация обеспечивается в два этапа, в течение которых выполняются:

- а) поиск (первоначальная, грубая синхронизация);
- б) слежение (точная синхронизация).

Далее приводится описание некоторых методов синхронизации, используемых в системах с прямым расширением спектра и перестройкой рабочей частоты.

5.1 Поиск и отслеживание сигналов с прямым расширением спектра

В целях упрощения процедуры и сокращения времени синхронизации, т.е. поиска сигналов с прямым расширением спектра, модуляцию сигналом передаваемого сообщения $d(t)$ исключают, полагая $d(t) = 1$.

Немодулированный сигнал с прямым расширением спектра (без модуляции передаваемым сообщением) носит название пилот-сигнала, который определяется следующим образом

$$v_{ax} = \sqrt{2P_s} g(t) \cos(\omega_0 t + q). \quad (39)$$

Такой сигнал поступает на вход приемника в течение процедуры поиска.

Простейшая процедура поиска может быть проиллюстрирована с помощью схемы, изображенной на рисунке 20. Первоначально ключ находится в положении 1, и один из входов схемы «И» соединен с источником положительного напряжения. Перестраиваемый генератор тактовых импульсов в автономном режиме управляет генератором ПСП приемника. Генератор ПСП имеет частоту следования символов f_0 , симв./с, примерно равную частоте следования символов ПСП соответствующего передатчика.

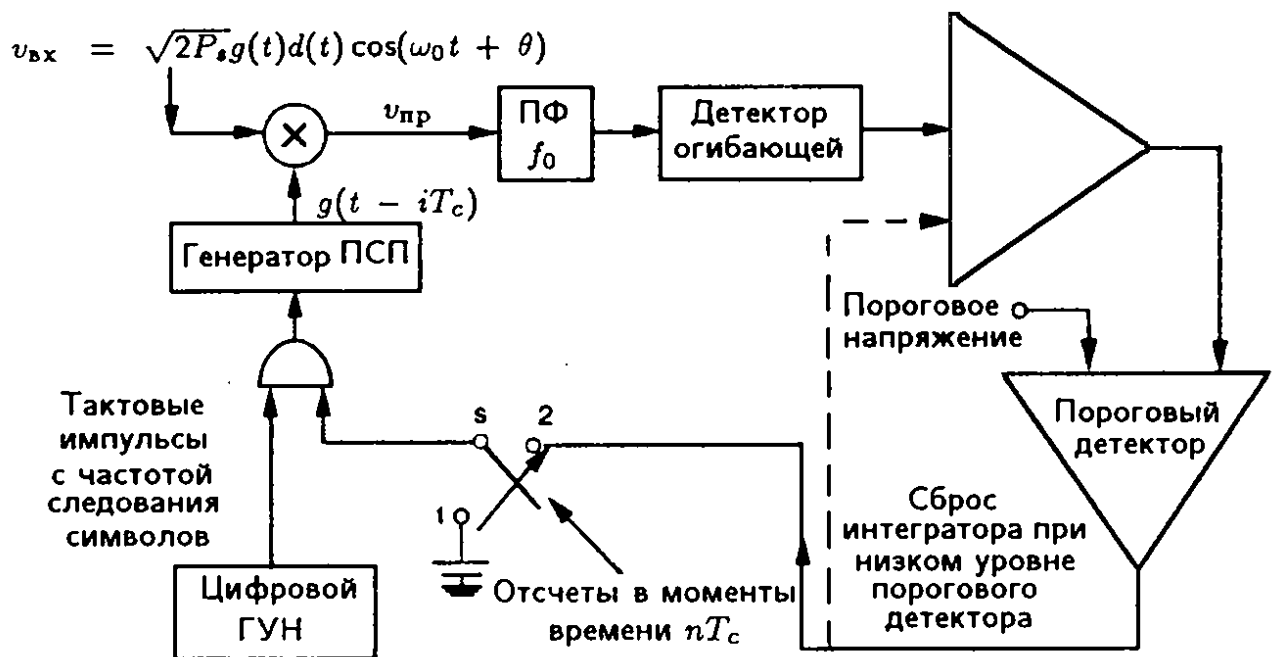


Рисунок 20 - Схема поиска сигналов с прямым расширением спектров в системе МДКРК

Перед началом процедуры поиска синхронизация передающего и приемного генераторов ПСП отсутствует, т.е. временное положение формируемых ПСП не согласовано. Выходной сигнал перемножителя в этом случае определяется выражением

$$v_{np} = v_{ax} g(t - iT_c) = \sqrt{2P_s} g(t) \cos(\omega_0 t + q) \cdot g(t - iT_c), \quad (40)$$

где $i = 0, 1, 2, 3, \dots$;

T_c — длительность символа ПСП.

В этом выражении iT_c определяет первоначальный временной сдвиг принимаемого сигнала с прямым расширением спектра и опорной ПСП приемника. Произведение сигналов $v_{np}(t)$ при $i \neq 0$ представляет собой сигнал с прямым расширением спектра. Этот сигнал имеет достаточно широкий

спектр и низкий уровень спектральной плотности. Поэтому после относительно узкополосной фильтрации и выделения огибающей уровень сигнала будет достаточно низким. Выходные сигналы интегратора и компаратора будут иметь низкий уровень. Ключ каждые nT_c секунд переводится в положение 2. Если выходной уровень компаратора в момент времени nT_c , когда ключ находится в положении 2, оказывается низким, то в схеме «И» происходит запрет поступления тактовых импульсов с выхода перестраиваемого генератора тактовых импульсов на генератор ПСП.

Из-за отсутствия поступления тактовых импульсов в этом интервале времени на генератор ПСП в нем принудительно задерживается формирование ПСП относительно ПСП передатчика. Затем производится сброс интегратора, ключ вновь переводится в положение 1, и поиск продолжается. Это происходит каждые nT_c секунд. Процедура проб и ошибок в конце концов приводит к временному согласованию принимаемого и опорного сигналов, которое означает, что $iT_c = 0$. После завершения поиска имеем

$$g(t)g(t - iT_c) = g(t)g(t - 0 \cdot T_c) = g^2(t) = 1. \quad (41)$$

При этом происходит сжатие спектра принимаемого пилот-сигнала, и выражение (40) принимает следующий вид

$$v_{\text{ex}} = \sqrt{2P_s} g(t) \cos(w_0 t + q). \quad (42)$$

т.е. получается немодулированный «пилот-тон». Через узкополосный полосовой фильтр, настроенный на частоту f_0 , проходит вся мощность принимаемого сигнала на вход детектора огибающей. В результате интегрирования огибающей в течение времени nT_c формируется высокий уровень сигнала на выходе компаратора, что свидетельствует о завершении этапа поиска или грубой синхронизации. После него начинается следующий этап полной процедуры синхронизации-слежения или точная синхронизация.

Слежение или точная синхронизация сигналов с прямым расширением спектра осуществляется с помощью схемы слежения за задержкой (ССЗ), изображенной на рисунке 21. Включение ССЗ производится сразу же после завершения поиска или грубой синхронизации. На этом этапе временное рассогласование генераторов ПСП лежит в пределах длительности одного символа, однако опорная ПСП может формироваться с опережением (А) или запаздыванием (D) относительно принимаемой ПСП. Поэтому выходной сигнал генератора ПСП приемника может быть записан как $g(t - \tau)$, где $-T_c < \tau < T_c$. Сигналы в различных точках схемы, изображенной на рисунке 21, могут быть выражены следующим образом

$$v_D = \sqrt{2P_s} g(t)g(t + t - T_c/2)d(t) \cos(w_0 t + q), \quad (43)$$

$$v_A = \sqrt{2P_s} g(t)g(t + t + T_c/2)d(t) \cos(w_0 t + q), \quad (44)$$

$$v_{DF} = \sqrt{2P_s} [g(t)g(t + t - T_c/2)]d(t) \cos(w_0 t + q), \quad (45)$$

$$v_{AF} = \sqrt{2P_s} [g(t)g(t + t + T_c/2)]d(t) \cos(w_0 t + q). \quad (46)$$

Полоса пропускания фильтров выбирается гораздо уже по сравнению с шириной спектра ПСП, поэтому при прохождении произведений сигналов через полосовые фильтры происходит усреднение огибающих.

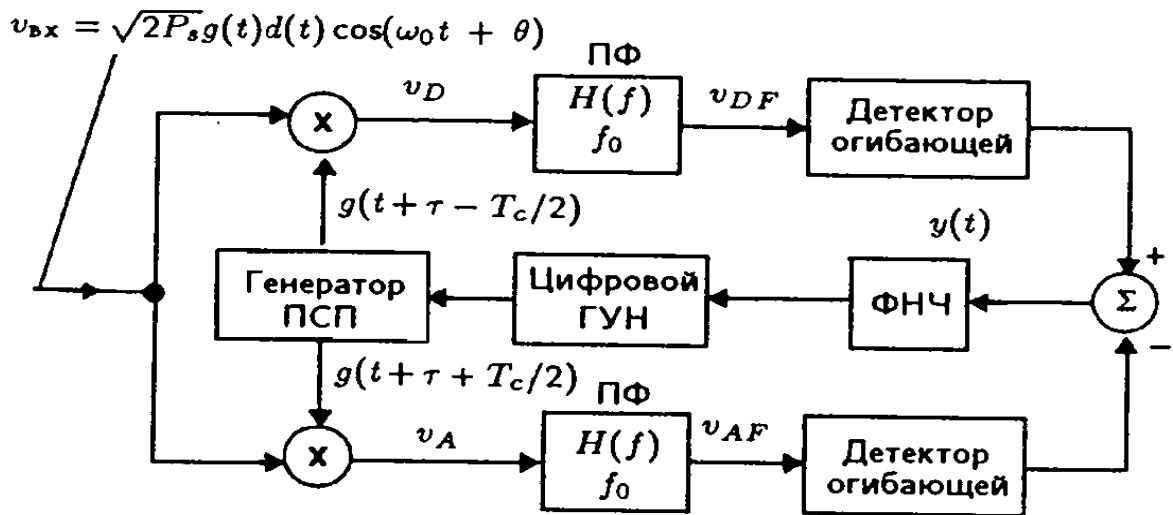


Рисунок 21- Схема слежения за задержкой с прямым расширением спектра

Среднее значение произведений $g(t)g(t + \tau \pm T_c/2)$ представляет собой автокорреляционные функции ПСП

$$R_a(r \pm T_c/2) = \overline{g(t)g(t - r \pm T_c/2)}. \quad (47)$$

Детекторы огибающей выделяют огибающую сигналов $v_{DF}(t)$ и $v_{AF}(t)$, в связи с чем исключается модуляция сигналом передаваемого сообщения $d(t)$. Поэтому получаем

$$|V_{DF}(t)| = |R_a(r - T_c/2)|, \quad (48)$$

$$|V_{AF}(t)| = |R_a(r + T_c/2)|. \quad (49)$$

Управляющий сигнал перестраиваемого генератора $y(t)$ определяется разностью

$$y(t) = |R_a(r - T_c/2)| - |R_a(r + T_c/2)|. \quad (50)$$

Если r принимает положительные значения, то формируется управляющий сигнал с положительным знаком, и частота перестраиваемого генератора возрастает. Это приводит к уменьшению r . При отрицательных значениях r формируется управляющий сигнал с отрицательным знаком, и частота перестраиваемого генератора уменьшается. Это приводит к увеличению r . Зависимость управляющего сигнала от задержки r (дискриминационная характеристика) изображена на рисунке 22.

Структурная схема когерентного приемника сигналов с прямым расширением спектра, включая подсистемы поиска и слежения приведена на рисунке 23.

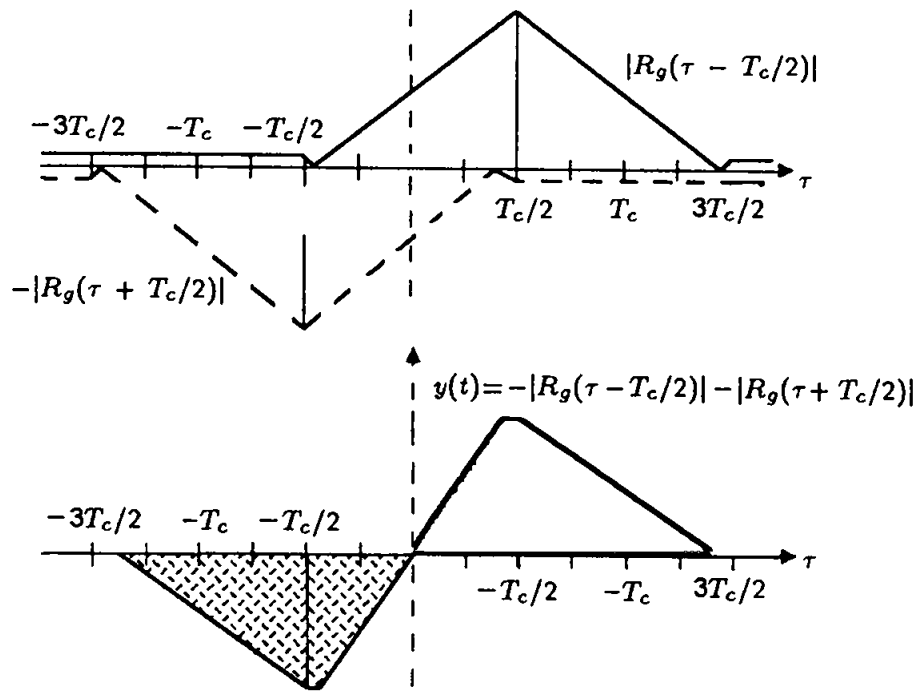


Рисунок 22 - Управляющий сигнал

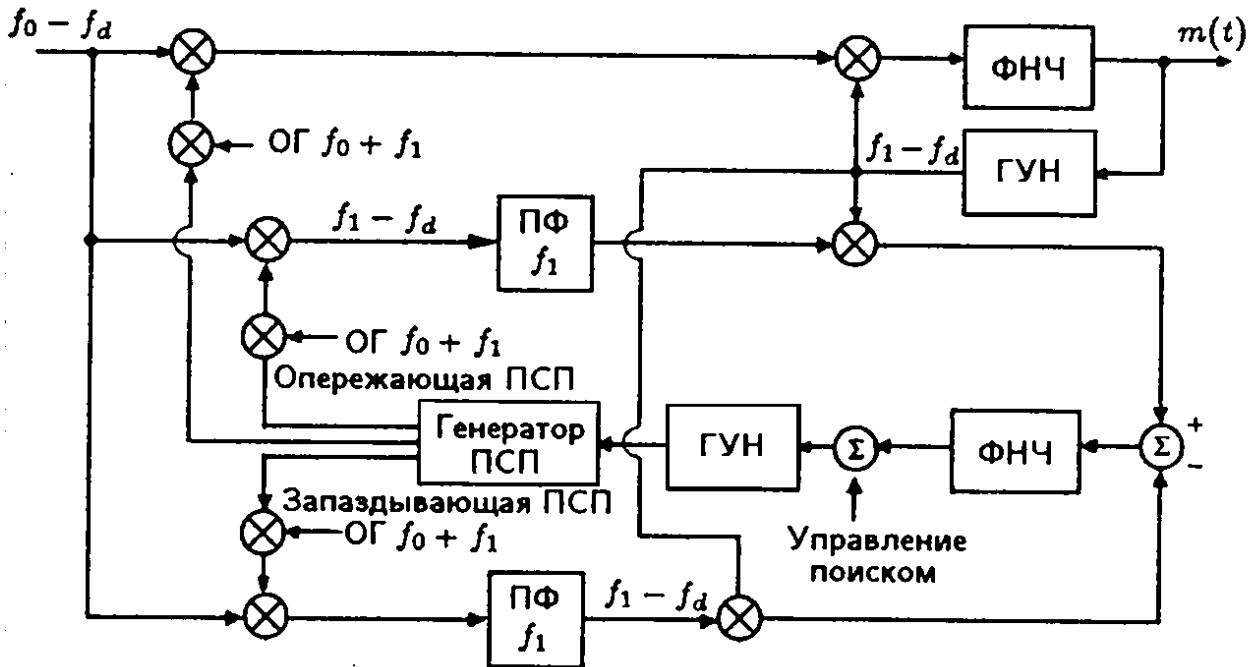


Рисунок 23 - Когерентный приемник с прямым расширением спектра

5.2 Поиск и отслеживание сигналов с перестройкой рабочей частоты

Структурная схема, реализующая один из возможных методов поиска сигналов с перестройкой рабочей частоты, изображена на рисунке 24. Если в передатчике таких сигналов используется m рабочих частот, например $m = 1000$, то схема поиска (коррелятор) содержит 1000 перемножителей, полосовых

фильтров, квадратичных детекторов огибающей и элементов задержки. Элементы задержки производят выравнивание задержек, поэтому для совпадающей последовательности частотных элементов сложение сигналов v_1, v_2, \dots, v_m в сумматоре будет происходить в один и тот же момент времени. Поэтому с высокой вероятностью пороговый уровень будет превышен, что указывает на то, что синхронизация приемника с принимаемым сигналом достигнута. При этом формируется основной выброс корреляционной функции, указывающий начало формирования ПСП [18].

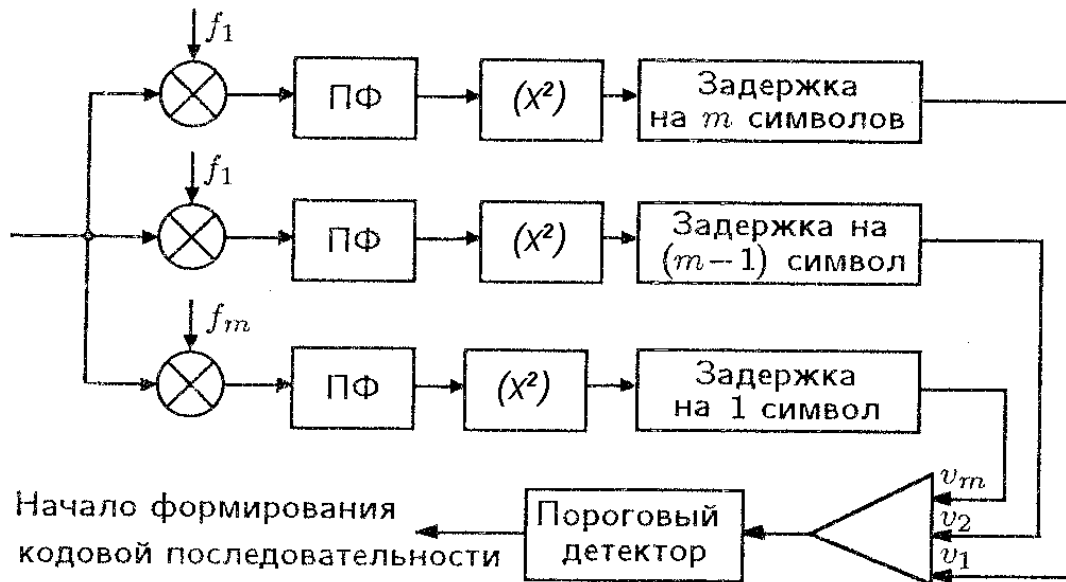


Рисунок 24 - Схема параллельного поиска

Хотя и рассмотренный метод поиска с помощью набора корреляторов или согласованного фильтра позволяет осуществить быстрый поиск, все-таки существенно сократить сложность, размеры и стоимость приемника можно при использовании одного коррелятора, реализуя циклический поиск. Однако это сопровождается существенным увеличением времени поиска, поскольку в этом случае он осуществляется последовательно, а не параллельно.

Идея последовательного поиска иллюстрируется структурной схемой, изображенной на рисунке 25. Генератор тактовых импульсов с частотой f_h , генератор ПСП и синтезатор частот образуют перестраиваемый генератор опорных сигналов. Генератор ПСП формирует псевдослучайную последовательность, аналогичную последовательности соответствующего передатчика. В зависимости от состояния управляющего сигнала на выходе компаратора генератор тактовых импульсов находится в состоянии либо «включено», либо «выключено». Частота синтезатора частот задается цифровым сигналом генератора ПСП. По мере смены состояний генератора ПСП частота синтезатора частот «пробегает» весь набор значений от f_1 до f_M , возвращаясь затем к f_1 и т.д. Скорость перестройки частоты равна $f_h = 1/T_h$.

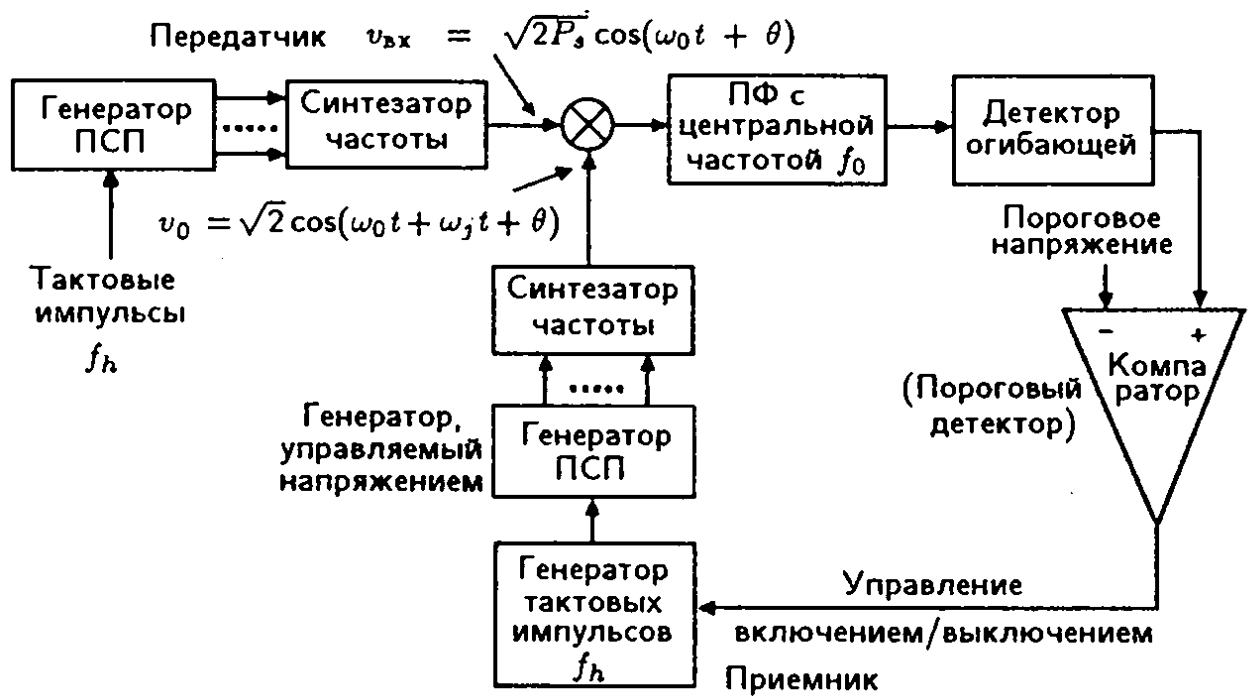


Рисунок 25 - Схема последовательного поиска

В начале процедуры поиска частота принимаемого и опорного сигналов не совпадают, т.е. $f_i \neq f_j$. В этом случае сжатие спектра принимаемого сигнала не происходит из-за отсутствия корреляции, и спектр сигнала на входе полосового фильтра сохраняется широким. Через полосовой фильтр с относительно узкой полосой пропускания, равной примерно $2f_h$, на вход детектора огибающей пройдет лишь небольшая часть мощности входного сигнала. На выходе компаратора сигнал будет иметь низкий уровень, соответствующий состоянию «выключено» генератора тактовых импульсов. Генератор ПСП не перейдет к очередному состоянию, а в синтезаторе частот приемника сохранится предыдущая частота $f_0 + f_j$, т.е. он останется в позиции ожидания. Когда наконец частота принимаемого сигнала станет равной f_j , разностная частота совпадает с частотой настройки полосового фильтра и на его выходе появится сигнал.

На выходе детектора огибающей сигнал будет иметь уровень выше порогового, и выходной сигнал компаратора будет иметь высокий уровень, соответствующий состоянию «включено» генератора тактовых импульсов. Генератор ПСП приемника входит в синхронизм с аналогичным генератором передатчика, т.е. этап грубой синхронизации заканчивается.

После завершения этого этапа сохраняется относительная задержка (частотно-временное рассогласование) принимаемого и опорного сигналов, равная τ .

На втором этапе, этапе точной синхронизации, это рассогласование устраняется. Достигается это с помощью следящей системы, изображенной на рисунке 26. Временные диаграммы, поясняющие работу системы, изображены

на рисунке 27. Здесь полосовой фильтр имеет полосу пропускания частот, достаточную для прохождения сигнала промежуточной частоты, содержащейся в произведении $v_p(t) = v_1(t)v_2(t)$ при совпадении частот и недостаточную для прохождения сигнала разностной частоты, содержащейся в произведении при несовпадении частот. Поэтому на выходе детектора огибающей сигнал $v_d(t)$ имеет положительный уровень, когда частоты сигналов $v_1(t)$ и $v_2(t)$ совпадают, и близкий к нулю, когда частоты этих сигналов не совпадают.

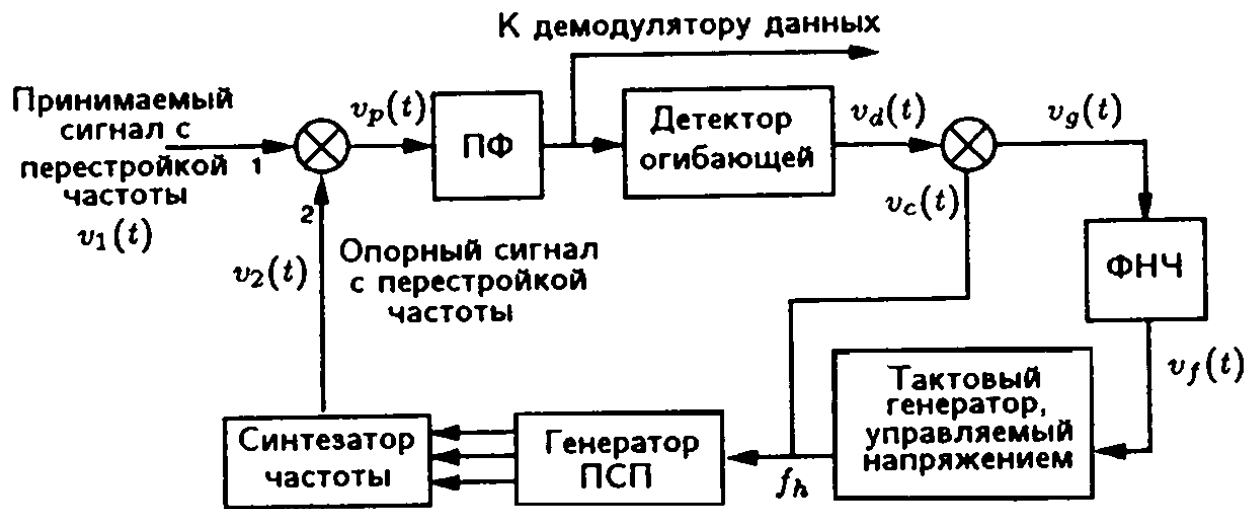


Рисунок 26 - Схема слежения за задержкой сигналов с перестройкой

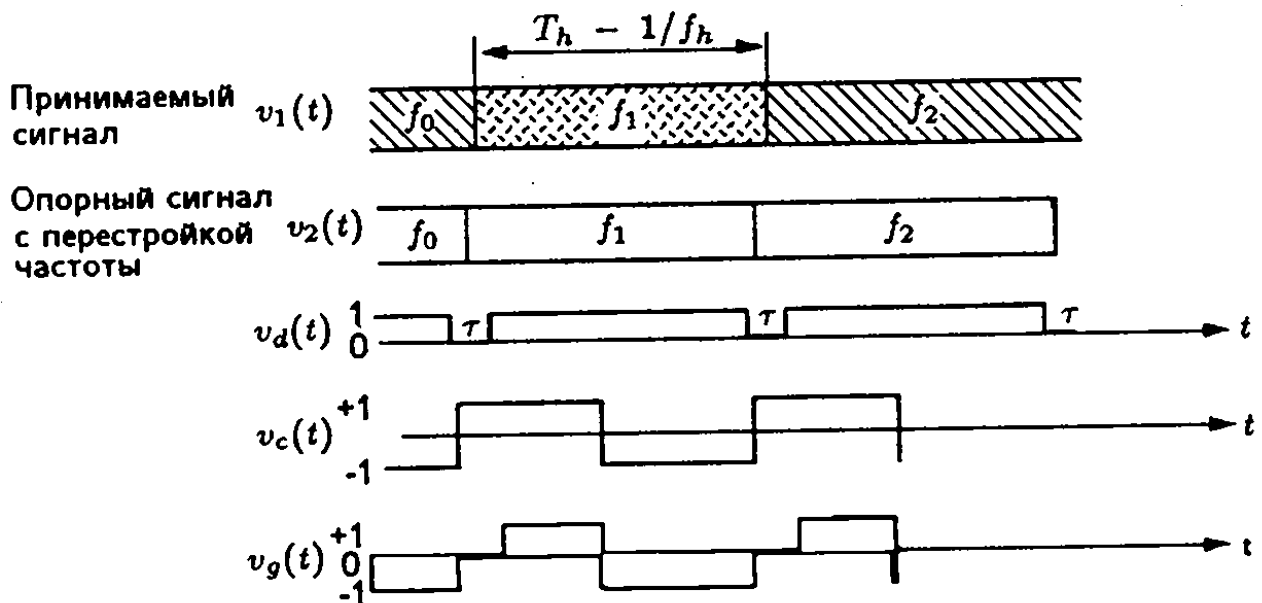


Рисунок 27 - Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схем слежения

Выходной сигнал детектора огибающей $vd(t)$ перемножается с сигналом меандра $vc(t)$ тактовой частоты f_h . Произведение $vd(t)vc(t)$ представляет собой трехуровневый сигнал с соотношением площадей положительных и отрицательных фрагментов, зависящим от значения и знака временного рассогласования. В результате усреднения этого сигнала фильтром нижних частот формируется управляющий сигнал для перестраиваемого генератора тактовых импульсов, который будет отрицательным, если опорный сигнал «опережает» принимаемый, и положительным, в противном случае. Под воздействием управляющего напряжения будет изменяться в соответствующую сторону частота перестраиваемого генератора тактовых импульсов и первоначальное рассогласование сведено к минимуму. На этом этап точной синхронизации системы с перестройкой рабочей частоты заканчивается.

Системы с расширенным спектром, использующие прямое расширение спектра и перестройку рабочей частоты, а также технологию МДКРК, широко используются в системах сотовой, персональной, сухопутной, подвижной, спутниковой подвижной связи. Исследования и разработки действующей аппаратуры, проведенные в конце 80-х и начале 90-х годов фирмой Qalcomm, вывели технологию МДКРК на уровень коммерческого применения. Для сотовых систем эта фирма совместно с Ассоциацией телекоммуникационной промышленности (ТИА) и Ассоциацией сотовой телекоммуникационной промышленности (СТИА) разработали национальные и международные стандарты систем с расширенным спектром, основанные на технологии МДКРК.

Для диапазонов частот 902...928 МГц, 2,4...2,48 ГГц и 5,4...5,6 Гц, выделенных Федеральной комиссией по связи США, разработаны различные системы и их элементы, использующие технологию МДКРК и программную перестройку рабочей частоты. Исследования, выполненные в AT&T Bell Laboratories показали, что системы с медленной перестройкой рабочей частоты и многостанционным доступом на основе временного разделения каналов (SFH-TDMA) по сравнению с обычными сотовыми МДВРК системами обладают большей емкостью и улучшенными характеристиками. Преимущества этих систем заключаются в наличии разнесения, высокой помехоустойчивости, нечувствительности к временному рассеянию сигналов.

Список литературы

1. Ю.Б. Зубарев, Основные подходы к внедрению систем подвижной связи 3-го поколения// Вестник связи. – 2000. – № 7. – С 23-24.
2. Невдяев Л.М. Мобильная связь 3-го поколения.-М.: Связь и бизнес, 2000.-208с.
3. Пышкин И.М. и др. Системы подвижной радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1986. – 328 с.
4. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Эко-Трендз Ко, 1997. – 238 с.
5. Тамаркин В.М., Громов В.Б., Сергеев С.И. Системы и стандарты транкинговой связи. – М.: ИТЦМК, 1998. – 198 с.
6. Тамаркин В.М., Невдяев Л.М., Сергеев С.И. Современные системы связи. – М.: ЦНТИ. – Информсвязь, 1994. – 118 с.
7. Тамаркин В.М., Невдяев Л.М., Сергеев С.И. Транкинговые системы связи // Сети и системы связи. – 1996. – №9.
8. Андрианов В. Соколов А. Средства мобильной связи. – СПб.: ВНУ-Санкт-Петербург, 1998. – 256 с.
9. Сайт. <http://www.3gtoday.com>
10. Феер К. Беспроводная цифровая связь / Пер. с англ.; Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
11. Фрэнз И., Голубев А., Белянко Е. Вам нужна радиосвязь? – М.: МЦНТИ, 1997. – 183 с.
12. Жельников В. Криптография от папируса до компьютера. – М.: АБФ, 1997. – 336 с.
13. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. – М.: Мир, 1986. – 576 с.
14. Ламекин В.Ф. Сотовая связь. – Ростов на Дону: Феникс, 1997. – 172 с.
15. Токбаева Г.А., Сабдыкеева Г.Г., Коньшин С.В. Влияние отраженных сигналов на перемещающихся сотовых абонентов // Сб. трудов 4-ой Междунар. науч. техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов стран СНГ. – // Техника и технология связи. – 2002. – № – С. 245 - 247.
16. Mehrotra A. Cellular Radio: Analog and Digital Systems // Artech House Inc., 1994. – 460 p.
17. Кларк Дж. Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. – М.: Радио и связь, 1987. – 391 с.
18. Горностаев Ю.М. Мобильные системы 3-го поколения. – М.: МЦНТИ, 1998. – 186 с.

Сергей Владимирович Коньшин

ПОДВИЖНЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ

Учебное пособие

Редактор В.В.Шилина
Св.тем. план 2003 г., поз. 17

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 учебно-методической
работе

_____ Э.А.Сериков
“ _____ ” _____ 2003г.

ПОДВИЖНЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ

Учебное пособие

Согласовано:

Начальник УМО

_____ О.З.Рутгайзер
“ _____ ” _____ 2003

Редактор

_____ В.В.Шилина
“ _____ ” _____ 2003

Рассмотрено и одобрено

на заседании кафедры

“Телекоммуникационные системы”

протокол № 8 от 07. 04. 03.

Заведующий кафедрой

_____ С.В. Коньшин

“ 17 ” _____ 07 _____ 2003

Составитель (разработчик)

_____ С.В.Коньшин

Алматы 2003