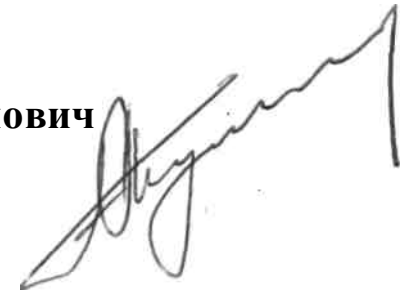
МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ

На правах рукописи

Туляков Юрий Михайлович



РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Специальность 05.12.04. - Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант
доктор технических наук,
профессор М.Д. Венедиктов

Москва 2015 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение 4

ГЛАВА 1. **Анализ развития передачи данных в системах и сетях подвижной наземной связи** 25

1.1. Обобщенная структурная схема (модель) передачи данных в подвижной наземной связи (ПНС) и ее обоснование 25

1.2. Передача данных в системах персонального радиовызова (в пейджинге) 27

1.3. Передача данных в транкинговых системах связи 33

1.4. Передача данных в сотовых системах связи стандарта GSM 38

1.5. Передача данных в системах с CDMA и ее развитие в сотовой связи при переходе к системам третьего поколения (3G) 50

1.6. Высокоскоростной радио доступ (Перспективы перехода к системам 4G и NGN технологий) 58

1.7. Обобщение результатов оценки передачи данных в подвижной наземной связи 64

1.8. Выводы 66

ГЛАВА 2**. Исследование методов радиовызова в подвижной наземной связи** 68

2.1. Эволюция методов и систем радиовызова 68

2.2. Оценка взаимодействия систем радиовызова с городской телефонной сетью 85

2.3. Анализ сигналов радиовызова 93

2.4. Метод квитирования (подтверждения) приема радиовызова 139

2.5. Определение способов передачи многоадресного и широковещательного радиовызова 148

2.6. Оценка методов практической организации городских, региональных, многорегиональных, федеральных и межгосударственных систем и сетей радиовызова 150

2.7. Выводы 160

ГЛАВА 3**. Статистический анализ передачи данных, определение и оценка методов повышения скорости передачи данных и размеров зоны действия БС в системах подвижной наземной связи** 164

3.1. Статистический анализ передачи данных в системах адресного радиовызова 164

3.2. Статистический анализ передачи данных в системах сотовой связи 170

3.3. Оценка способов повышения скорости передачи данных в системах ПНС и метод объединения радиоканалов с долевым распределением передаваемых данных 187

3.4. Оценка способов увеличения размеров зоны действия БС (соты) 190

3.5. Выводы 194

ГЛАВА 4. **Частотно-энергетические аспекты распространения радиосигналов в подвижной наземной связи** 196
4.1. ЭМС в сетях подвижной наземной связи 196
4.2. Результаты исследований по дополнению известных характеристик распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ диапазонов в условиях их использования подвижной наземной связью 197
4.3. Оценка влияния радиопомех на прием радиосигналов подвижной наземной связи в различных условиях города 219
4.4. Выводы 223
ГЛАВА 5**. Обоснование метода многопараметрической оценки надежности связи** 226
5.1. Определение зависимости пространственной (территориальной) надежности связи от расстояния до базовой станции 229
5.2. Средняя пространственная надежность связи в зоне действия базовой станции 238
5.3. Аналитическая оценка взаимосвязи пространственной надежности связи и помехоустойчивости приема радиосигналов 239
5.4. Критерии учета влияния радиопомех на прием радиосигналов в помещениях зданий по заданной пространственной надежности связи 252
5.5. Рекомендации практического использования полученных результатов 256
5.6. Выводы 257
ГЛАВА 6. **Разработка методов повышения территориальной (пространственной) надежности связи за счет комплексного адаптивного взаимодействия систем подвижной связи с различной организацией их радиосетей** 259
6.1. Обоснование и оценка метода повышения пространственной надежности подвижной наземной сотовой связи за счет дополнения ее радиальными системами 261
6.2. Трафиковые характеристики радиальных систем, дополняющих сотовую сеть 271
6.3. Алгоритмы организации взаимодействия радиальной и сотовой систем 276
6.4. Метод «диапазонно – частотного» разнесения радиоканалов радиальной и сотовой систем 280
6.5. Способы и системная оценка взаимодействия пейджинговой и сотовой сетей с использованием режима передачи коротких сообщений 282
6.6. Методы комплексного взаимодействия систем связи для экстренного оповещения населения о чрезвычайных ситуациях 286
6.7. Выводы 300
Заключение 303
Литература 313
Список использованных сокращений 325
Приложения 330

ВВЕДЕНИЕ

Современное развитие средств связи сориентировано на постоянный рост объема и повышение скорости передачи данных. Особенно это наблюдается в подвижной наземной связи (ПНС), чем, главным образом, обуславливается разработка и внедрение радиосистем ПНС третьего (3G) и четвертого (4G) поколений [1].

Особенность передачи данных в системах ПНС в значительной степени определяется требованиями к надежности связи с подвижными абонентами, проблематичность достижения которой обуславливаются сложной многолучевой флуктуирующей структурой распространения радиоволн и случайным характером радиопомех в канале базовая станция (БС) – абонентская станция (АС).

Эти условия должны учитываться при выборе способов передачи данных в ПНС не только в отдельно взятой системе, но и при объединении систем в сети. При всем многообразии принятых стандартов этих способов проблема выбора методов для получения требуемой надежности связи в зоне действия систем ПНС и ее оценки является актуальной, решение которой может осуществляться не только оптимизацией конфигурации построения сети БС, но и рекомендациями к методам передачи радиосигналов.

Другой проблемой ПНС является определение методов повышения надежности передачи данных при взаимодействии систем радиосвязи различного типа. Особая, целенаправленная востребованность решения такой проблемы возникает при применении систем ПНС для оповещения населения о чрезвычайных ситуациях. При этом следует учитывать особенности и задачи организации как адресной, так и широковещательной передачи данных, реализация которой определяется способами формирования сигналов вызова, и в том числе за счет специальных систем радиовызова.

Решение указанных проблем и задач невозможно без тщательного комплексного анализа существующих принципов организации передачи данных в ПНС и их эволюции, методов формирования сигналов, статистики загруженности каналов, частотно-энергетических характеристик распространения радиоволн, определения методов оценки надежности связи и ее изменений в зоне действия системы ПНС и нахождение путей и способов взаимодействия систем связи различных видов и уровней. Несмотря на значительное количество работ в этой области, указанные исследования применительно к передаче данных в ПНС в условиях постоянно развивающейся техники связи требуют особого современного подхода, а, в ряде случаев, и переоценки существующих принципов, необходимых для развития ПНС.

Все это требует проведения дополнительных исследований, основные из которых можно сформулировать следующим образом.

С целью определения тенденций и перспективного развития передачи данных в ПНС необходимо проведение анализа и обобщенной оценки существующих методов и характеристик передачи данных во всевозможных системах ПНС [1, 83]. Для обобщенного такого анализа требуется определение

структурной универсальной (обобщенной) схемы (модели) существующих систем ПНС общего пользования, с учетом сохранения общепринятой 7-ми уровневой организации современных систем связи [170] и основанной на принципах системного и внутрисистемного доступа. Применение такой обобщенной схемы систем подвижной связи позволяет дать сравнительно-аналитическую оценку того, что было, что есть и что можно требовать в передаче данных в ПНС. При этом, анализируя методы передачи данных, необходимо определить динамику потребности в скорости передачи, и тем самым обоснованно, с возможной перспективой подойти к решению указанных выше проблем.

Одной из первых систем передачи данных ПНС общего пользования можно считать пейджинг (систему персонального радиовызова – СПРВ), основное назначение которого - передача вызова с сообщением адресно («персонально») конкретному абоненту [107]. В связи с этим СПРВ можно рассматривать как изначальную «базовую» для указанной выше обобщенной схемы передачи данных в ПНС.

В настоящее время, несмотря на то, что популярность пейджинга, как массового средства связи, снизилась, наметилась его переориентация для использования службами МЧС и, в частности, для экстренного оповещения населения о чрезвычайных ситуациях с возможностью широковещательной передачи вызовов. В связи с этим особый интерес представляет определение методов и их потенциальных возможностей организации групповой рассылки и широковещательной передачи вызовов (всем абонентам, обслуживаемых конкретной СПРВ), не исключая при этом персональную передачу**.** Причем следует учитывать, что эти методы радиовызова могут распространяться на традиционные радиотелефонные системы при современных требованиях, предъявляемым к ним по организации режимов индивидуального, группового и «экстренного» вызовов.(см. например [1,83,174].

Для определения возможных способов реализации СПРВ необходимо проведение сравнительного анализа вариантов построения таких систем, исследование методов формирования сигналов радиовызова и их помехоустойчивости в условиях, когда время их приема конкретному адресату значительно меньше времени ожидания вызова и с учетом того, что вызовы всем абонентам передаются по одному радиоканалу, т.е. когда допустмая вероятность ложного вызова должна быть значительно меньше вероятности пропуска вызова (в отличии от условий для множества радиосистем, для которых требования к этим вероятностям имеют обратный характер).

Исследованиям также подлежат характеристики, методы и критерии взаимодействия систем радиовызова с телефонными сетями общего пользования. Эти исследования должны ориентироваться на четкую классификацию вариантов СПРВ (локальных, городских, региональных и т.д.), определяющих структуру построения таких систем. Создание такой классификации позволяет дифференцированно подойти к анализу и разработке требований и возможностей конкретного вида СПРВ. Необходима разработка алгоритмов и способов межсистемного взаимодействия систем радиовызова в

сетях регионального, многорегионального, федерального и межгосударственного уровней.

Особенностью большинства «традиционных» систем радиовызова является односторонняя передача вызовов, дополненных сообщениями. Такая «односторонность» передачи обуславливает некоторые неудобства в гарантированности приема вызовов и накладывает определенные повышенные требования к надежности передачи радиосигналов. Отдельные варианты СПРВ используют двустороннюю связь – к абоненту и от абонента. Однако, как правило, конкуренция таких систем со значительно развивающейся сотовой связью с SMS (Short Message Service) услугой, которая практически адекватна двустороннему пейджингу, оказывается проигрышной. Кроме того, в таких двусторонних СПРВ теряются такие достоинства одностороннего пейджинга – как низкое потребление энергии источника питания и отсутствие влияния на человека радиоизлучения абонентского терминала (пейджера) из-за радиопередатчика, который приходится вмонтировать в абонентский терминал для связи абонента с центром вызовов.

Для сохранения достоинств «традиционных» СПРВ, достижения гарантированности и повышения надежности приема вызовов без двусторонней связи необходимо усовершенствование систем радиовызова за счет введением режима подтверждения (квитирования) пейджером в центр передачи вызовов о приеме вызова или правильности прима сообщения, дополняющего вызов. При этом требуется разработка таких методов квитирования, чтобы энергия излучения квитирующего устройства в пейджере была предельно минимальной.

Поскольку квитирование в зависимости от вида и режима действия используемого «обратного» радиоканала может повлиять на пропускную способность передачи вызовов, то возникает задача по оценки изменения пропускной (трафиковой) способности системы радиовызова при введении квитирования и определения адаптивных условий квитирования в зависимости от иерархии передаваемых вызовов.

Усовершенствование систем радиовызова за счет введения квитирования позволяет пересмотреть их возможности не только как СПРВ, а также особенно для их применения в системах экстренного оповещения и в том числе при взаимодействии с другими системами ПНС. Причем решение проблемы квитирования для таких условий должно определяться специфичными требованиями действия этих систем.

Одним из важнейших параметров, определяющим организацию и принципы построения систем связи, является величина обслуживаемого ими трафика. Для определения этого параметра в ПНС необходимы статистические исследования объема трафика передачи данных с учетом специфики их передачи для таких практически значимых систем как СПРВ и сотовой связи. Причем результаты этих исследований в отличии от традиционных статистических оценок должны учитывать долгосрочную динамику трафика и, независимо от вида предоставляемых услуг связи, характеризовать их как совокупность передаваемых данных, нормированных на одного активного

абонента, что позволит применить эти результаты для оценки трафиковых характеристик систем с различной абонентской емкостью

Как отмечалось выше, повышение скорости передачи данных является одним из направлений развития средств связи. Несмотря на общеизвестные применяемые методы повышения скорости передачи данных в ПНС, практически полезным является вопрос поиска оригинальных способов повышения скорости передачи, и в частности за счет совместного использования ряда взаимодействующих радиоканалов. Немаловажным вопросом для построения систем ПНС и, особенно, сотовой связи является аналитическая оценка способов расширения зоны действия БС.

Внедрение и эксплуатация любой радиосистемы невозможны без оценки и учета территориального распределения (планирования) используемых радиочастот. Причем это распределение для каждой системы должно учитывать как внутрисистемную электромагнитную совместимость (ЭМС) так и ЭМС с другими радиосистемами. Точность такого распределения радиочастот зависит от точности используемых при расчете ЭМС характеристик распространения радиоволн.

В ПНС применяются в основном радиоволны диапазонов ОВЧ (очень высоких частот) и УВЧ (ультравысоких частот), распространение которых в настоящее время характеристизуется рядом разработанных моделей [168, 150, 156]. Однако в этих моделях не учитывается условия приема радиосигналов в помещениях зданий города, которые стали практически нормами эксплуатации современных систем ПНС. Имеющиеся отдельные данные фиксированного значения затуханий уровня радиоволн при проникновении в помещения зданий (см.,например в [6]) имеют весма ориентировочный усредненный характер. Для уточнения характеристик затуханий уровня радиоволн при проникновении в различные помещения зданий необходимо проведение дополнительных экспериментально – статистических исследований. Результаты этих исследований, дополнительно введенные в существующие модели распространения радиоволн, позволят расширить возможности и повысить точность их применения. Кроме того эти исследования дают возмоность оценить изменение уровня радиопомех, проникающих в помещения зданий.

Поскольку для получения указанных результатов требуется знать пространственно флуктуирующую уровневую структуру электромагнитных волн, то неоходимы дополнительные исследования этой структуры не только в помещениях зданий, но и на территориях, окружающих здания (на улице) и при чем в условиях сложного многолучевого распространения радиоволн. Проведение этих исследований и особенно уровневой микроструктуры радиоволн позволит также уточнить росхождения в данных пространственных уровневых флуктуаций электромагнитных волн на улицах города, приводимых рядом исследователей [107,168,176]. В свою очередь, знание уровневой микроструктуры (ее модели) дает возможность разработать рекомендации к технологии измерения и созданию косвенного измерителя медианного уровня напряженности пространственно флуктуирующего поля.

Как указывалось выше, важной характеристик**ой** систем ПНС является надежность связи. Одним из первых понятие надежности связи использовалось Долухановым М.П. в его работе [24] для оценки процента времени неразрывной КВ (коротковолновой) связи. В отличие от такого понятия надежности, надежность ПНС в силу ее специфики – связь с мобильными абонентами, нахождение которых может быть в любой точке зоны действия радиосистемы, должна характеризовать и изменения качества связи внутри зоны (по территории) действия системы. Не следует путать надежность связи, определяемую условиями распространения сигналов и наличием помех в канале связи, с аппаратурной надежностью, хотя эта надежность в совокупности с надежностью связи может характеризовать надежность работы всей системы связи.

Надежность связи должна учитывать возможные отклонения (ухудшение) передачи сигналов от заданного качества - допустимой конкретной величины вероятности ошибки приема сигналов, в итоге необходимого отношения сигнал/помеха.

В фиксированных системах связи (например, проводных) надежность связи определяется оценкой неизменных характеристик передачи сигналов и воздействия на них помех (шумов). В ПНС, в отличие от большинства систем фиксированной связи, из-за случайных изменений уровня радиосигнала и возможных радиопомех при перемещении по зоне действия радиосистемы, оценка надежности приобретает иной особо важный территориальный характер. Она должна характеризовать наличие приема сигналов с заданной (не ниже заданной, минимально допустимой - пороговой) помехоустойчивостью (с минимально требуемым отношением сигнал/помеха) по всей территории зоны действия радиосистемы, и такую надежность наиболее полно можно определить как «территориальную (пространственную) надежность связи при заданной помехоустойчивости» или как «территориальную надежность связи при заданной пороговой вероятности ошибки приема сигналов». Такая «территориальность» надежности должна базироваться на оценке «медленных» (детерминированных и случайных) изменений уровня радиосигналов. (Быстрые флуктуации уровня сигналов определяют способы их обработки при приеме и в итоге - требуемое отношение сигнал/помеха).

Такое толкование надежности в ПНС отличается от используемого в настоящее время показателя «зона уверенного приема сигналов», которым, как правило, характеризуется граница зоны действия радиосистемы без учета изменения надежности связи внутри и за пределами этой зоны действия. При этом лишь определяется радиус зоны действия БС для «уверенного приема сигналов» **(**см. например, [41,43,63]). Такая оценка является весьма ограниченной, поскольку она не отражает полного представления об изменениях передачи радиосигналов при перемещении по зоне действия радиосистемы абонентских станций – АС (мобильных абонентов). Для наиболее полной характеристики изменений надежности связи в зоне действия систем ПНС необходимо обоснованное представление территориальной надежности связи.

Такая полная характеристика может быть достигнута за счет применения системного многопараметрического подхода к определению надежности связи, учитывающего как характеристики распространения радиоволн, флуктуации уровня радиосигналов (что особенно важно в условиях города, когда распространение радиоволн имеет сложную многолучевую структуру), затухание электромагнитных волн при пронкновении в помещения зданий, прогнозируемый уровень радиопомех, так и требования к помехоустойчивости (отношению сигна/помеха для заданной вероятности ошибки приема сигналов).

На основание такого многопараметрического подхода необходимо определение функциональной связи территориальной надежности от расстояния до БС для различных условий приема радиосигналов. Эта зависимость позволит оценить требования к уровню сигнала и тем самым характеризовать дальность действия БС, а также произвести необходимые для практического использования аналитические исследования изменений параметров помехоустойчивости в зависимости от расстояния от БС и от величины территориальной (пространственной) надежности связи.

Особую актуальность имеют исследования и разработка методов оценки территориальной надежности связи для современных систем ПНС, в которых начали применятся адаптивно меняющиеся виды сигналов (с изменением вида модуляции и канального кодирования, сопровождающимся, как правило, изменением скорости передачи данных). Адаптивное изменение вида сигналов позволяет при заданной вероятности ошибки работать с различными величинами отношения сигнал/помеха. Эти изменения отношения сигнал/помеха при сохранении требований или допустимого минимума их изменений к вероятности ошибки приема сигналов должны учитываться при определении территориальной надежности. Для таких условий необходима оценка интервально меняющихся зависимостей территориальной надежности от расстояния до БС.

Все эти исследования территориальной надежности связи в итоге позволят уточнить методы расчета основных параметров радиоканалов ПНС (излучаемой мощности радиопередатчика, высоты подвеса антенны, размеров зоны действия БС и т.д.) и определять надежность и ее возможные изменения в зависимости от этих параметров.

Сформулированные выше понятия территориальной (пространственной) надежности связи и ее исследования позволяют определить пути решения проблемы ее повышения в ПНС. Для определения этих путей необходим соответсвующий анализ параметров радиосигналов и аппаратурно-технических решений ПНС.

Одним из таких путей повышения надежности можно рассматривать применение в зоне действия ПНС нескольких взаимодействующих разновариантных по принципам построения радиосистем. Из систем ПНС можно выделить два основных варианта: радиальные и сотовые системы, различие которых заключается в структуре построения радиосети (сети зон действия БС). Это различие позволяет при объединении этих систем создать взаимодействующую сеть с большей зоной действия, а следовательно, с более

высокой территориальной надежностью. Например, зона действия сотовых систем, в силу коммерческих соображений, практически всегда не имеет100-процентного охвата территории обслуживаемого региона, и с помощью радиальной системы можно восполнить связью участки не охваченные сотовой системой, сохраняя при этом приоритет за сотовой связью. (Заметим, что кроме радиальных и сотовых систем такое взаимодействие может распространяться и на другие виды связи – линейные, спутниковые и т.д.).

Поскольку решение подобного рода задач имеет очевидное важное практическое значение, необходимо проведение исследований по указанному взаимодействию разноструктурных систем на основе принципов территориальной надежности.

Хорошо развитыми радиальными (радиально - зоновыми) являются СПРВ. Взаимодействие СПРВ с сотовыми системами возможно на уровне передачи коротких сообщений вида SMS. Для такого взаимодействия необходимо не только определить характеристики изменения надежности связи, а также дать оценку трафиковым параметрам дополняющей СПРВ и возможным способам использования абонентом пейджера в сочетании с сотовой АС или разработке рекомендаций для усовершенствования конструкции АС с целью возможности принимать с помощью пейджинговых радиосигналов SMS сообщения. Кроме того, необходимо определение структурных принципов и алгоритмов взаимодействия сотовой связи и СПРВ.

Развитием указанного выше принципа повышения территориальной надежности, требующим исследования, является дополнение в сотовую систему БС, работающих по радиальным принципам. В этом случае за счет радиальных БС восполнение участков, не обслуживаемых обычной сотовой связью, возможно не только SMS сообщениями, но и всеми другими услугами сотовой связи. При этом количество необходимых «радиальных БС», должно определяться размерами региона и величиной дополняемой этими БС территориальной надежности. Для работы в таких условиях, не требуется значительное изменение конструкции АС, а необходима лишь их доработка с целью создания приоритета выделения сигналов обычных БС по сравнению с сигналами радиальной БС, если сигналы от обычных БС имеют удовлетворительный уровень.

Для возможности реализации таких сотово-радиальных систем необходимо определение методики оценки повышения надежности за счет добавления радиальной подсистемы к сотовой системе с учетом возможного размещения радиальных БС на обслуживаемой территории. Также необходимы исследования трафиковых характеристик радиальной подсистемы в зависимости от размеров территории, обслуживаемой радиальными БС, и абонентской емкости сотовой сети. При этом необходимо учитывать вероятностную долю попадания абонентов в зону действия радиальной подсистемы, которая, как правило, считается «непопулярной» абонентами.

И наконец, рассматривая перемещение АС в зону действия радиальной подсистемы на принципах «межсотового» хендовера, необходима разработка

алгоритмов взаимодействия радиальной подсистемы с сотвой системой с учетом создания приоритета работы АС с сотовой системой.

Другим предлагаемым способом повышения территориальной надежности является применение частотно - разнесенного передачи-приема радиосигналов, который отличается от таких общеизвестных способов значительным разнесением одновременно передаваемых сигналов, т.е. когда используются радиочастоты из разных диапазонов. Такой метод правильнее назвать «диапазонно - частотным разнесением сигналов». Возможность использования такого разнесения в частности касается вышеуказанного примера взаимодействия СПРВ – с сотовыми системами**,** поскольку выделенные диапазоны радиочастот для пейджинга около частот 150 и 400 МГц, а сотовой связи в большинстве случаев – 900 и 2000 МГц.

Обоснование целесообразности применения такого «диапазонно-частотного разнесением сигналов», особенно к условиям ПНС, требует проведения соответствующего анализа. Не повторяя известные оценки обычного частотного разнесения сигналов, этот анализ достаточно провести на уровне сравнения общеизвестных дифракционных процессов распространения радиоволн диапазонов ОВЧ и УВЧ в условиях наличия препятствий на основе сопоставления длин волн различных диапазонов.

Спорным условием возможного использования такого разнесения является существующая «сетка» распределения радиочастот между различными службами радиосвязи. Однако, если появляется новое техническое решение (предложение), улучшающее качество связи, то не исключена коррекция этой «сетки».

Повышенная надежность связи и в том числе ПНС особенно необходима при использовании их как средство экстренного оповещения о чрезвычайных ситуациях. Безусловно, для этих целей должны использоваться все средства связи и вещания. Особую роль в этом следует отнести ПНС, главным образом сотовой связи и системам радиовызова. Причем, особо следует ометить сотовую связь, поскольку ее развитие в настоящее время достигло такого уровня, когда практически у каждого человека зрелого возраста имеется сотовый телефон. Однако, как показывает ряд последних чрезвычайных событий (авария на Саяно-Шушинской ГЭС, наводнение в Крымске) использование средств ПНС для экстренного оповещения в настоящее время еще полностью не организовано.

Организация такого использования ПНС требует проведения исследований и разработки конкретных способов широковещательной передачи сообщений (данных). При этом, учитывая указанную выше популярность сотовых систем связи и возможную ориентацию СПРВ на массовую рассылку сообщений населению, необходимо определение способов формирования их широковещательных каналов с возможной локализацией на территорию места чрезвычайных событий при комплексном взаимодействии этих систем с другими средствами оповещения, используемыми МЧС. Все это должно решаться на основе требований приоритетности передачи сигналов оповещения, организации специальных технических центров и служб

оповещения с доступом к широковещательным каналам по специально разработанным алгоритмам и использованием вышеуказанных методов повышения территориальной надежности связи.

Таким образом, **актуальными** являются определение и исследвание методов радиовызова, оценки и повышения надежности подвижной наземной связи в условиях распространения радиосигналов со сложной многолучевой структурой и заданными параметрами помехоустойчивости, а также применение результатов этих исследований для реализации систем экстренного оповещения. Все это можно рассматривать как одну из **проблем** совершенствования подвижной наземной связи, которой посвящена настоящая работа.

Отмеченные выше обстоятельства позволяют сформулировать **цель и задачи** настоящей диссертационной работы.

Цель работы заключается в определении способов и параметров реализации систем радиовызова, разработке и исследовании методов оценки и повышения надежности передачи данных в подвижной наземной связи с изысканием видов их применения для оповещения населения о чрезвычайных ситуациях.

Для достижения поставленной цели необходимо решение следующих основных **задач.**

1. Определение универсальной (обобщенной) схемы передачи данных в подвижной наземной связи (ПНС), оценка эволюции и перспектив методов передачи данных в ПНС по скоростным параметрам.

2. Определение и исследование методов построения систем радиовызова, характеристик радиосигналов вызова, изыскание способов повышения их надежности передачи-приема и критериев для обоснованного выбора способа взаимодействия таких систем с телефонными сетями с разработкой методов и алгоритмов роумингого взаимодействия систем радиовызова в многорегиональных, федеральных и межгосударственных сетях.

3. Исследование статистики передачи данных в различных системах ПНС, аналитическая оценка и обоснование методов повышения скорости передачи данных и увеличения зоны действия базовой станции (БС) в ПНС.

4. Исследование характеристик распространения радиоволн ПНС в условиях города и в том числе при проникновении их в помещения зданий.

5. Определение многопараметрического подхода к оценке территориальной (в зоне действия ПНС) надежности при заданной помехоустойчивости и зависимости этой надежности от расстояния до БС.

6. Разработка методов повышения территориальной надежности связи за счет комплексного адаптивного взаимодействия в зоне действия ПНС радиосистем с различной территориальной организацией их радиосети, в том числе взаимодействующих сотовых и радиальных систем, и определение вариантов применения этих методов для оповещения населения о чрезвычайных ситуациях.

Научная новизна работы

1. ***Определены обобщенная структурная схема передачи данных для систем ПНС и тенденции развития передачи данных для систем и сетей ПНС с аналитической оценкой методов формирования радиосигналов по возможным видам, объемам и скоростям передаваемой информации.***

2. ***Дан анализ способам построения систем радиовызова, определены параметры сигналов и радиоканалов вызова в зависимости от абонентской емкости систем, условий их взаимодействия с телефонными сетями общего пользования и получено теоретическое обоснование помехоустойчивости сигналов радиовызова для различных видов адресного кодирования при преобладании требований к вероятности ложного вызова по сравнению с вероятностью пропуска вызова.***

3. ***Разработан метод повышения надежности передачи радиосигналов вызова за счет внедрения квитирования принимаемых сообщений абонентским устройством (приемником) вызова, отличающийся от известных методов применением микромощных квитирующих радиосигналов***.

4. ***Результаты статистических исследований трафика передачи данных в ПНС (в СПРВ и сотовых системах), отличающиеся от традиционных статистических оценок учетом долгосрочной динамики трафика и, независимо от вида предоставляемых услуг связи, характеризуют трафик этих услуг в виде совокупности передаваемых данных***.

5. ***Уточнены и дополнены существующие данные о характеристиках распространения электромагнитных волн ОВЧ и УВЧ диапазонов со сложной многолучевой структурой в условиях города. Уточнены параметры пространственной флуктуирующей уровневой структуры таких волн, разработан косвенный метод измерения медианного уровня электромагнитных волн и определены статистические характеристики затухания уровня радиоволн при их проникновении в различные помещения зданий.***

6. ***Предложен многопараметрический системный подход к оценке надежности связи как «территориальной надежности передачи данных (связи) при заданной помехоустойчивости» и определена зависимость такой надежности от расстояния до БС. Для конкретных видов радиосигналов исследованы взаимосвязи территориальной надежности и помехоустойчивости передачи-приема радиосигналов в ПНС.***

7. ***Для повышения территориальной надежности связи предложено комплексное адаптивное взаимодействие систем ПНС с различной структурой построения радиосетей. Разработан метод повышения территориальной надежности за счет взаимодействия радиальных и сотовых систем и предложен метод «диапазонно-частотного» разнесения взаимодействующих радиоканалов.***

8. ***Разработаны структурные и алгоритмические схемы комплексного взаимодействия средств оповещения и систем ПНС, определены способы формирования и основные скоростные характеристики передачи сигналов систем ПНС для оповещения населения о чрезвычайных ситуациях.***

Практическая значимость работы

1. ***Проведенная оценка развития передачи данных в различных системах и сетях ПНС с анализом методов формирования радиосигналов для различных скоростей передачи данных позволяет определить тенденции развития ПНС по возможным видам, объемам и скоростям передаваемой информации. Предложенная обобщенная структурная схема передачи данных для систем ПНС позволяет дать оценку той или иной системе с позиции внутрисистемного и внешнего доступа***

2. ***Проведенный анализ способов построения систем радиовызова с определением параметров сигналов и радиоканалов вызова в зависимости от абонентской емкости систем, условий их взаимодействия с телефонными сетями общего пользования и теоретическое обоснование помехоустойчивости сигналов радиовызова для различных видов кодирования при преобладании требований к вероятности ложного вызова по сравнению с вероятностью пропуска вызова позволяют обоснованно решать задачи построения и оценки функционирования существующих систем радиовызова от локальных до межгосударственных уровней и в том числе для использования таких систем для оповещения населения.***

3.*Разработанный метод квитирования приема сообщений абонентским устройством (приемником) вызова за счет применения микромощных квитирующих радиосигналов позволяет повысить надежность и гарантированность приема радиосигналов вызова и дополняющего его сообщения.*

4.*Результаты статистических исследований трафика передачи данных в ПНС (в СПРВ и сотовых системах), отличающиеся от традиционных статистических оценок учетом долгосрочной динамики трафика и независимо от вида предоставляемых услуг связи, характеризующие трафик этих услуг в виде совокупности передаваемых данных применимы при проектировании и внедрении указанных систем ПНС и позволяют дать оценку изменению качества функционирования действующих таких систем.*

Практическое значение также имеют предложенный метод повышения скорости передачи данных за счет объединения каналов радиоинтерфейса в системах 2G-3G и результаты анализа возможностей и способа увеличения допустимого радиуса действия БС.

5. ***Полученные результаты по уточнению и дополнению существующих данных о характеристиках распространения электромагнитных волн ОВЧ и УВЧ диапазонов со сложной многолучевой структурой в условиях города и параметрах пространственной флуктуирующей уровневой***

структуры таких волн, а также полученные статистические характеристики затухания уровня радиоволн при их проникновении в различные помещения зданий позволяют повысить точность прогнозирования уровня радиосигналов в месте их приема и тем самым имеют практическое значение при оценке надежности радиосвязи и построении радиосетей ПНС.

Разработанный косвенный метод измерения медианного уровня электромагнитных волн со сложной многолучевой структурой распространения позволяет повысить скорость и оперативность процесса измерений.

6. ***Предложенный многопараметрический системный подход к оценке надежности связи как «территориальной надежности передачи данных (связи) при заданной помехоустойчивости» и найденная зависимость такой надежности от расстояния до БС позволяют конкретизировать оценку качества связи в зоне действия ПНС как на этапе проектирования и внедрения систем ПНС, так и на этапе их эксплуатации.***

Результаты теоретических исследований взаимосвязи территориальной надежности и помехоустойчивости передачи-приема конкретных видов радиосигналов могут быть использованы как методика для определения изменения территориальной надежности при фиксированных и меняющихся значениях вероятности ошибки приема радиосигналов в зоне действия ПНС.

7.*Предложенный принципиально новый подход повышения территориальной надежности связи за счет комплексного адаптивного взаимодействия систем ПНС с различной структурой построения радиосетей и разработанный метод повышения территориальной надежности за счет взаимодействия радиальных и сотовых систем, а также рекомендованный метод «диапазонно-частотного» разнесения взаимодействующих радиоканалов позволяют существенным образом повысить качество связи и обеспечить наиболее полное покрытие связью в обслуживаемой ПНС территории.*

8. ***Разработанные структурные и алгоритмические схемы комплексного взаимодействия средств оповещения и систем ПНС, обоснованные способы формирования и основные скоростные характеристики передачи сигналов систем ПНС для оповещения населения о чрезвычайных ситуациях предназначены для практического их внедрения.***

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, шести глав, заключения, списка литературы, списка используемых сокращений, приложений и изложена на 412 страницах, включая 312 страниц основного текста с 147 рисунками и 25 таблицами, список используемых сокращений и 31 приложение с актами внедрения результатов работы на 88 страницах. Список литературы содержит 189 наименования и занимает 12 страниц. Ниже приводится краткое изложение содержания диссертации по главам.

Первая глава посвящена анализу развития передачи данных в системах и сетях подвижной наземной связи.

В разделе 1.1 показано, что для системной оценки передачи данных в различных системах и сетях ПНС необходимо определение обобщенной структурной схемы передачи данных. Обосновывается и приводится ее вид, основанный на принципах внутрисистемного, межсистемного (сетевого) и внешнего доступа.

В разделе 1.2 анализируются принципы организации передачи данных (сообщений) в системах персонального радиовызова – СПРВ (пейджинге). Показано, что в качестве (базовой) системы (модели) для сравнения передачи данных в системах ПНС целесообразно использовать СПРВ. Определяются перспективные форматы сигналов вызова и максимально возможные скорости передачи данных пейджинга.

В разделе 1.3 дается оценка способам и скоростям передачи данных в транкинговых системах связи. Определяются тенденции их развития, ориентированные на технологии сотовых систем.

В разделе 1.4 подробно анализируются варианты передачи данных в сотовой связи GSM (Global System for Mobile Communications) стандарта при SMS (Short Message Service), GPRS (General Protocol Radio Service) и EDGE (Enhance Dote rotes for Global Evolution) технологиях. Определяются практически возможные и потенциально максимальные скорости передачи данных для этих технологий. Получено соотношение для определения скорости разно-вариантной передачи данных по радиоинтерфейсу в ПНС с временным уплотнением каналов. Дана оценка архитектуре сети GSM/GPRS/EDGE для предоставления мультимедийной услуги (MMS-Multimedia Message Service), многоадресной и широковещательной передачи сообщений.

В разделе 1.5 характеризуются особенности передачи данных в CDMA (Code Division Multiple Access) сотовых системах в сравнении с системами GSM. Определяются перспективы развития передачи данных в сотовой связи при переходе к системам третьего поколения (3G) с WCDMA (Wide CDMA) технологией в универсальной сети UMTS (Universal Mobile Telecommunications Service), основанных на концепциях IMT (International Mobile Telecommunications)-2000. Дана оценка влиянию мобильности АС на скорость передачи данных в системах сотовой связи различного уровня. Охарактеризованы особенности структурной схемы совместного предоставления MMS услуги сотовыми системами различных поколений. Дается оценка принципам, особенностям организации каналов и перспективам многоадресной и широковещательной передачи данных (MBMS-Multimedia Broadcast and Multicast Service) в сотовой связи.

Раздел 1.6 посвящен оценке высокоскоростного широкополосного беспроводного (радио) доступа для подвижной связи и перспективам перехода к системам 4G технологий. Рассматриваются Wi-Fi (Wireless Fidelity) и WiMAX (Word Wide Interoperability for Microwave Access) системы широкополосного радиодоступа и анализируются технологии HSPA (High Speed Packet Access), HSPA+ и LTE (Long Term Evolution) сотовой связи.

Дается сравнение таких систем и технологий по скорости передачи данных их радиоинтерфейсов. Проводится обобщение результатов оценки передачи данных в ПНС. Проиллюстрирована динамика роста скорости передачи данных для поэтапного системного развития ПНС. Определяются рекомендации для разработки методики оценки территориальной информатизации населения.

Завершается первая глава выводами, вытекающими из приведенного в ней рассмотрения.

Вторая глава посвящена исследованию методов радиовызова в ПНС.

В разделе 2.1 исследуются методы радиовызова в СПРВ, как систем, принятых за базовую модель при анализе передачи данных в ПНС, общего пользования. Определяется эволюция таких систем от систем с комбинаторным частотным кодированием модулирующих сигналов до систем с цифровыми (двоичными) радиосигналами.

Проводится анализ структурного построения СПРВ на основе принципов внутрисистемного и внешнего доступа. Определяются перспективные форматы многоадресных радиосигналов вызова с передачей сообщений. Характеризуются экололгические достоинства абонентских устройств радиовызова.

Определяются перспективы применения адресного радиовызова и в том числе как средства оповещения об экстренных ситуациях.

В разделе 2.2 определяются критерии выбора способов взаимодействия систем радиовызова с проводными телефонными сетями общего пользования по величине трафика передаваемых радиовызовов и абонентской емкости, позволяющие рациональным образом реализовать эти системы, и в том числе СПРВ.

В разделе 2.3 дается оценка информативности и скорости передачи радиовызов. Исследуются характеристики сигналов радиовызова и их кодирования при преобладании требований к вероятности ложного вызова по сравнению с вероятностью пропуска вызова в радиоинтерфейсе.

Обосновываются рекомендации выбора диапазона радиоволн для систем радиовызова и дается оценка выбору параметров радиосигналов (радиоканала), их обработке при приеме, помехоустойчивости и энтропии. Характеризуется эффективность абонентского использования радиоканала.

В разделе 2.4 предлагается для повышения достоверности и надежности передачи радиосигналов применение метода энергоэкономичного квитирования принимаемых сообщений абонентским приемным устройством радиовызова. Дается теоретическое обоснование такому методу. Доказывается, что использование предлагаемого метода позволяет сохранить экологичность абонентских устройств радиовызова за счет сведения к минимому влияния их квитирующего радиоизлучения на человека.

В разделе 2.5 определяются и исследуются способы реализации многоадресного и широковещательного радиовызова.

В разделе 2.6 дается оценка методам практической организации региональных, федеральных и межгосударственных сетей многоадресного

радиовызова. Предлагаются многовариантные сценарии взаимодействия региональных систем радиовызова. Разрабатываются принципы введения в таких сетях абонентской номерной системы с учетом предельных величин пропускной способности радиоканала вызова и реально возможного выделения радиочастотного ресурса для сети радиовызова.

Завершается вторая глава выводами, вытекающими из приведенного в ней рассмотрения.

Третья глава посвящена статистическим исследованиям передачи данных в ПНС и анализу методов увеличения скорости передачи данных и увеличения размеров зоны действия БС. Предлагается упрощенная схема, определяющая направления (виды доступа) в системе передачи данных, где должна производиться статистическая оценка.

В разделе 3.1 проводится статистический анализ передачи данных в адресных системах радиовызова (нагрузки доступа в систему, трафика радиовызовов, передаваемых по радиоканалу, размеру передаваемых сообщений, дополняющих вызовы). Полученные результаты приводятся в нормированном на одного активного абонента виде.

В разделе 3.2 дается статистическая оценка и ее анализ SMS, GPRS, EDGE, MMS передачи данных и голосового трафика, рассматриваемого как вариант передачи данных в сотовых системах наземной радиосвязи. Определено суточное распределение суммарного трафика для всех видов передачи данных, включая и голосовую связь. Полученные результаты приводятся в нормированном на одного активного абонента виде. Характеризуется прогнозирование помесячного изменения трафика передачи данных.

Определяется методика использования полученных результатов для оценки эксплуатационных показателей и требований к построению систем сотовой и пейджинговой связи с различной абонентской емкостью**.**

В разделе 3.3 проводится оценка способов повышения скорости передачи данных в системах ПНС и обосновывается предлагаемый метод повышения скорости передачи за счет объединения радиоканалов с долевым распределением передаваемых данных.

В разделе 3.4 определяются способы увеличения размеров зоны действия БС в сотовых системах связи. Анализируются способы этого увеличения за счет допустимой коррекции форматов (таймслотов) радиосигналов и аппаратных средств. Полученные результаты этого анализа обосновываются характеристиками распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ диапазонов.

Завершается третья глава выводами, вытекающими из приведенного в ней рассмотрения.

Четвертая глава посвящена исследованию частотно-энергетических аспектов распространения радиосигналов вызова и передачи данных в подвижной наземной связи.

В разделе 4.1 определяются принципы и особенности электромагнитной совместимости (ЭМС) систем ПНС по распределению радиочастот между системами ПНС и их территориальному использованию с учетом особенностей

распространения электромагнитных волн. Обозначаются задачи дополнительных исследований затуханий уровня радиоволн при проникновении их в помещения зданий.

В разделе 4.2 исследуются характеристики распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ диапазонов в условиях их использования подвижной наземной связью. На основании существующих данных и дополнительно проведенных исследований определяются статистические характеристики пространственных флуктуаций уровня радиоволн ОВЧ и УВЧ со сложной многолучевой структурой распространения в условиях города. Обосновывается уточнение оценки этих флуктуаций за счет дополнения к «макро» и «микро» уровневым структурам «промежуточной структуры». Оределяется математическая модель пространственной уровневой «микроструктуры».

На основании этой модели предлагается косвенный метод измерения уровня электромагнитных волн, позволяющий повысить скорость и упростить процесс измерения. С позиции уровневой микроструктуры поля определяется влияние мобильности АС на уровень принимаемого радиосигнала.

Исследуется статистика затуханий уровня электромагнитных волн ПНС при проникновении в помещения зданий и определяются интегральные функции распределения значений этих затуханий. Определяется обобщенная модель прогнозирования уровня радиосигнала в зоне действия систем ПНС, уточненная для приема сигналов в помещениях зданий.

В разделе 4.3 на основании существующих способов оценки уровня радиопомех в городе и полученных выше результатов по оценке затуханий уровня электромагнитного поля в зданиях приводится методика прогнозирования уровня радиопомех, проникающих в помещения зданий с улиц города.

Завершается четвертая глава выводами, вытекающими из приведенного в ней рассмотрения.

В **пятой главе** рассматривается метод многопараметрической оценки надежности связи в системах ПНС. Определяется территориальная (пространственная) надежность связи в виде многопараметрической взаимосвязи с помехоустойчивостью приема сигналов, характеристиками и условиями распространения радиоволн, величиной радиопомех и параметрами приемо-передающего радиооборудования систем ПНС.

В разделе 5.1 дается оценка требуемому пороговому уровню сигнала для заданной помехоустойчивости (заданному отношению сигнал/помеха) при меняющемся уровне радиопомех. Для такой заданной помехоустойчивости аналитически определяется зависимость территориальной надежности связи от расстояния от БС для радиосигналов со сложной многолучевой структурой распространения.

В разделе 5.2 определяется средняя территориальная (пространственная) надежность в зоне действия БС и ее взаимосвязь с надежностью на границе зоны действия БС.

В разделе 5.3 проводится анализ взаимосвязи территориальной надежности и помехоустойчивости передачи – приема радиосигналов в

различных условиях действия системы ПНС

На примере конкретных видов радиосигналов предлагается методика оценки изменения параметров помехоустойчивости (в том числе вероятности ошибки приема сигналов) в зависимости от расстояния от БС при заданной территориальной надежности. Обосновывается использование предлагаемого метода оценки территориальной надежности связи для современных систем ПНС, в которых применяются адаптивно к отношению сигнал/помеха меняющиеся виды сигналов (с изменением вида модуляции и канального кодирования).

В разделе 5.4 определяются критерии учета влияния радиопомех на прием радиосигналов в помещениях зданий по заданной пространственной надежности связи. Рассматриваются оригинальные случаи, когда влиянием радиопомех, проникающих в помещения зданий с улиц, на помехоустойчивость можно пренебречь.

В разделе 5.5 Даются рекомендации практического использования полученных результатов с ссылкой на перечень задач, решаемых на основе этих результатов.

Завершается пятая глава выводами, вытекающими из приведенного в ней рассмотрения.

Шестая глава посвящена предлагаемым методам повышения территориальной (пространственной) надежности связи. Разработка этих методов базируется на анализе параметров радиосигналов и технико-эксплуатационных особенностях оборудования БС и его размещения.

Определяется, что одним из эффективных направлений повышения территориальной надежности является применение комплексного адаптивного взаимодействия радиосистем с различной территориальной организацией их радиосети в зоне действия ПНС

В разделе 6.1 приводится теоретическое обоснование метода повышения территориальной надежности за счет дополнения сотовых сетей радиальными системами и создания сотово–радиальных систем. Сравниваются территориальные структуры зон действия сотовых и радиальных систем.

В разделе 6.2 определяются и анализируются трафиковые характеристики радиальных систем, дополняющих сотовую сеть. С учетом особенностей территориальных структур зон действия этих систем, определяются потребности оборудования БС дополняющей радиальной системы в зависимости от абонентской емкости сотовой системы.

Для сравнения эффективностей предложенной радиально-сотовой и традиционной сотовой систем при решении задачи повышения территориальной надежности региональной подвижной связи дана количественная оценка дополнительно вводимых базовых станций радиальной системы для восполнения связью «непопулярных участков» (с низкой плотностью населения, а следовательно, низким трафиком) обслуживаемой территории.

В разделе 6.3 обосновывается синтез алгоритмов и их компьютерно-программная реализация организации взаимодействия радиальной и сотовой систем в сотово-радиальной сети на принципах «межбазового» хендовера.

В разделе 6.4 обосновывается метод повышения пространственной надежности за счет «диапазонно-частотного» разнесения радиоканалов радиальной и сотовой систем в сотово-радиальной сети. Предлагается использование этого метода в традиционных сотовых сетях и других видах ПНС.

В разделе 6.5 определяются и оцениваются способы межсистемного взаимодействия систем пейджинговой и сотовой связи для передачи коротких сообщений. Разрабатывается алгоритм такого взаимодействия. Приводится практический пример взаимодействия пейджинговой и сотовой связи, с иллюстрацией повышения пространственной надежности и увеличения зоны обслуживания.

В разделе 6.6 определяются методы и алгоритмы комплексного структурного взаимодействия современных систем связи для оповещения населения о чрезвычайных ситуациях. При этом акцентируется внимание на анализе взаимодействия средств ПНС. Предлагается и обосновывается использование специального режима «прерывания представляемых услуг связи» для широковещательной рассылки экстренных сообщений в сотовой и пейджинговой системах. Определяются особенности использования каналов этих систем для такой рассылки и оцениваются скорость и время передачи экстренных сообщений.

Завершается шестая глава выводами, вытекающими из приведенного в ней рассмотрения.

В **Заключении** приводятся основные результаты диссертации.

В **приложениях** приводятся вспомогательные материалы к каждой главе, отражающие аналитическую и практическую детализацию полученных результатов диссертационной работы, а также акты внедрения этих результатов.

На защиту выносятся следующие основные положения:

1. Обобщенная структурная схема систем передачи данных подвижной наземной связи (ПНС) и результаты анализа скоростных характеристик передачи данных различных видов и поколений ПНС.

2. Обоснование способов построения систем и сетей многоадресного радиовызова, параметров сигналов и радиоканалов вызова в зависимости от абонентской емкости, развитие теории помехоустойчивости сигналов радиовызова для различных видов кодирования при преобладании требований к вероятности ложного вызова по сравнению с вероятностью пропуска вызова, критерии для определения способов подключения систем радиовызова к телефонным сетям.

3. Метод повышения надежности передачи радиосигналов вызова за счет внедрения квитирования принимаемых сообщений абонентским приемником

вызова с помощью микромощных квитирующих радиосигналов и способы реализации многоадресного и широковещательного радиовызова для оповещения населения о чрезвычайных ситуациях.

4. Результаты статистического анализа передачи данных в ПНС (в СПРВ и сотовых системах), метод повышения скорости передачи данных за счет объединения радиоканалов БС-АС и обоснование увеличения радиуса действия БС сотовой связи за счет допустимого изменения формата сигналов «пакета доступа».

5. Результаты исследований по дополнению известных характеристик распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ диапазонов со сложной многолучевой структурой в условиях города, модель флуктуаций уровневой микроструктуры этих волн и косвенный метод измерения медианного уровня указанных волн, статистические характеристики затухания уровня радиоволн при их проникновении в различные помещения зданий.

6. Многопараметрический системный подход к оценке надежности связи как «территориальной (в зоне действия радиосистемы ПНС) надежности передачи данных (связи) при заданной помехоустойчивости»:

• определение зависимости такой надежности от расстояния до БС и взаимосвязи территориальной надежности и помехоустойчивости передачи-приема конкретных видов радиосигналов в ПНС;

• методика расчета основных энергетических параметров радиоканала подвижной связи по критериям территориальной надежности с заданной фиксированной или меняющейся помехоустойчивостью.

7. Метод повышения территориальной надежности за счет комплексного адаптивного взаимодействия в зоне действия ПНС радиосистем с различной территориальной организацией их радиосети и результаты аналитической оценки этого метода для взаимодействующих радиальных и сотовых систем:

• способы и алгоритмы взаимодействия пейджинга (радиальной системы) и сотовой системы связи для повышения надежности передачи SMS данных;

• метод «диапазонно-частотного» разнесения взаимодействующих радиоканалов;

• структурные и алгоритмические схемы комплексного взаимодействия современных систем передачи данных (сообщений) и способы формирования сигналов ПНС для оповещения населения о чрезвычайных ситуациях.

Апробация результатов работы. Настоящая диссертация выполнена в Московском техническом университете связи и информатики. Ее основные положения и результаты опубликованы в работах [10,15,79-129,189], доложены и обсуждены на следующих научно-технических конференциях, сессиях и форумах:

Всесоюзных и российских научных сессиях, посвященных Дню радио (Москва) в 1973, 1976, 1980, 1984, 1992, 1994, 2003, 2006, 2012, 2013 годах, Всесоюзных научно-технических конференциях по развитию и внедрению новой техники радиоприемных устройств (Москва) в 1973, 1981,1989 годах, Международных конференциях и дискуссионно- научном клубе "Нейросетевые

технологии обработки информации" (Ялта-Гурзуф) в 1996, 1997 годах, Межрегиональной научно-технической конференции "Цифровая обработка сигналов в системах связи и управления" (Львов), 1992 г., Международном форуме информатизации МФИ-92, Международной академии информатизации. (Москва), 1992 г., Второй Всесоюзной научно-технической конференции "Развитие теории и технически сложных сигналов" (Москва) 1983 г., Межрегиональной научно-технической конференции "Статистический синтез и анализ информационных систем" (Севастополь), 1991 г., Международной научно-практической конференции "Информатизация и реформы", (Н.Новгород), 1993 г., Международной конференции и дискуссионном научном клубе «Новые информационные технологии в науке, образовании и бизнесе» (New Information Technology in Science, Education and Business). IT+SE' 97, Четвертой межрегиональной конференции "Обработка сигналов в системах двухсторонней телефонной связи" (Москва), 1995 г., Второй межвузовской научно-технической конференции "Повышение эффективности вооружения и военной техники войск ПВО в интересах противовоздушной обороны" (Н.Новгород, 1995 г.), ХП-ой межрегиональной конференции «Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания» (Пушкинские горы, Москва), 2003г., Международной конференции «Мобильные телекоммуникации в России» (Москва), 1997 г., Бизнес-семинаре «Развитие федеральных сетей персонального радиовызова общего пользования». (Москва), 1997 г., Международной конференции Emerging Markets Conference (May 17, Moscow. European Public Paging Association. 1995г.), Всемирном конгрессе IPTS-95 "Телекоммуникационные и вычислительные системы" (Москва, 1995 г.), Международной конференции «International Paging Convention 1998», 12-14 October 1998, Athens, Greece (Атенс, Греция, 1998г.), Международной специализированной выставке - конференции военных и двойных технологий «Новые технологии в радиоэлектронике и системах управления». (Нижний Новгород, 2002г.), Научных конференциях профессорско-преподавательского, научно- и инженерно технического состава. МТУСИ (Москва),1992, 1993,1999.2000,2001,2004, 2005 годы, Международных научно-технических конференциях «Перспективные технологии в средствах передачи информации - ПТСПИ» (Perspective Technology in the Mass Media-PTMM) (Владимир), 1999, 2003, 2007, 2013 годы, Десятой межрегиональной конференции МНТОРЭС им. АС. Попова (Москва, 2000 г.), Межвузовских научно-практических конференциях «ТЕЛЕКОМ» (Ростов-на Дону), 2004 и 2007 годы, VII-ой международной научно-технической конференции «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии ФРЭМИ, 2008» (Владимир, 2008 г.), Семинаре-совещании заведующих кафедрами Телевидения, Систем радиосвязи радиовещания и Акустики. МТУСИ и ФАСГОУВПО (Москва 2009г.), Всероссийском научно-техническом семинаре «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания» (Н.Новгород, 2010 г.), Межрегиональных научно-технических конференциях «Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения» (Нижний Новгород – Москва), 2006, 2007, 2008 годы, Международных форумах информатизации (МФИ)

(Москва),2003,2004, 2005, 2007, 2008, 2009 годы, Международных научно-технических конференциях «Информационные системы и технологии (ИСТ)» (Нижний Новгород),2004, 2006,2007, 2008, 2009,2010,2011,2012, 2013 годы.

Основные результаты диссертации **опубликованы** в 155 научных трудах, из них в 1 монографии, 24 статьях в отечественных научных журналах и сборниках научных трудов, в том числе 17 статьях в ведущих рецензируемых журналах, отвечающих требованиям ВАК, 3-х патентах, в 5 депонированных рукописях, в 122 работах и тезисах в трудах международных, всесоюзных, всероссийских, межрегиональных, межвузовских и учрежденческих научных и научно-технических конференциях, сессиях, форумах, конгрессах и семинарах.

Кроме того, результаты диссертации нашли практическое применение при внедрении и оценки эксплуатационных характеристик ряда систем ПНС, а также вошли в преподаваемые автором курсы лекций «Основы построения инфокоммуникацционных систем и сетей» в Волго-Вятском филиале МТУСИ и «Системы связи с радиодоступом» в Институте радиоэлектроники и информационных технологий Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева.

ГЛАВА 1
АНАЛИЗ РАЗВИТИЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМАХ И СЕТЯХ ПОДВИЖНОЙ НАЗЕМНОЙ СВЯЗИ

Надежность связи и методы ее повышения должны определяться с учетом оценки видов, особенностей и характеристик передаваемых данных (услуг связи). Дадим такую оценку для радиосистем и сетей подвижной наземной связи.

Как следует из «историко-энциклопедических» материалов по развитию радио [1] в подвижной наземной связи наметилась значительная перспектива в увеличении дополнительных (кроме речевого обмена) услуг, основанных на передаче данных, причем с постепенным переходом на высокоскоростные методы этой передачи.

При этом сети подвижной наземной связи можно уже рассматривать как системы доступа к широкому кругу информационных сервисов – контента. Причем, следует заметить, что, как правило, передача данных осуществляется «адресно» – персонально какому-либо абоненту (пользователю) или группе абонентов, не исключая при этом и общую рассылку сообщений (данных) всем абонентам.

В связи с этим детальная оценка характеристик организации передачи данных в реально действующих и внедряемых новых системах подвижной связи может быть полезной для определения путей указанного развития.

В данной главе делается такая оценка, как для отдельно взятых различных видов подвижной наземной радиосвязи, так и при их возможном взаимодействии. Акцентируется внимание в основном на наиболее распространенную наземную подвижную связь – системы персонального радиовызова, транкинговую и сотовую связь. Проводится обобщенный анализ развития ПНС применительно к передаче данных.

1.1. Обобщенная структурная схема (модель) передачи данных в подвижной наземной связи (ПНС) и ее обоснование

Для обобщенной оценки передачи данных в различных системах и сетях ПНС необходима разработка обобщенной структурной схемы (модели) передачи данных. Такая схема должна основываться на принципах внутрисистемного и внешнего доступа, с учетом 7-ми уровневой модели этапности передачи данных открытых систем – OSI (Open System Interconnection), разработанной ISO (International Organization for Standardization–Международная организация стандартизации) [170]. С учетом этих требований и на основании анализа принципов построения различных видов ПНС [83] автором была разработана обобщенная структурная схема (модель) передачи данных в системах (сетях) подвижной наземной связи, которая представлена на рис 1.1.

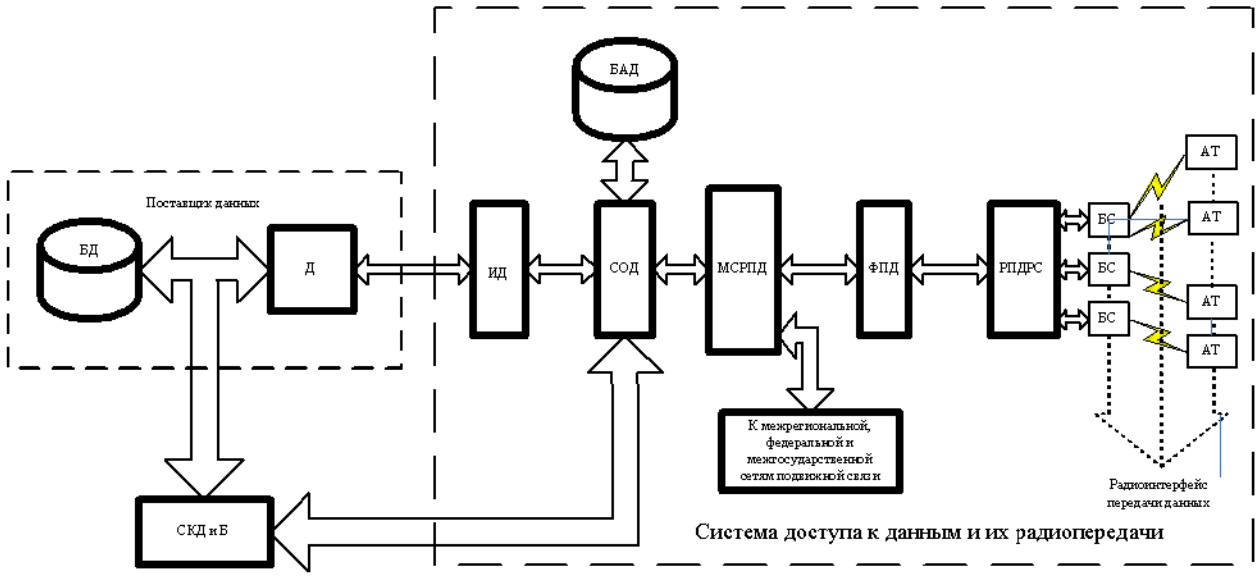


Рис. 1.1. Обобщенная структурная схема (модель) передачи данных в системах (сетях) подвижной наземной связи

Информация собирается у «поставщика данных» в базе данных (БД). Откуда в соответствии с запросом из сети доступа, в качестве которой выступает система подвижной связи (радиопередачи), требуемые данные (Д) поступают через интерфейс данных (ИД) в систему их обработки (СОД). Там они буферизируются, ставятся в очередь передачи с учетом приоритетности и идентифицируются с получателем информации – абонентом, его параметрами, хранящимися в базе абонентских данных (БАД) [87].

Обработанные данные далее поступают в межсистемный (сетевой) распределитель передачи данных (МСРПД), с помощью которого они передаются непосредственно в формирователь передачи данных (ФПД) «местной сети», или в межрегиональную, федеральную или межгосударственную сети передачи данных подвижной связи (например, при роуминге абонента). В ФПД данные преобразуются в сигналы с соответствующими параметрами, для дальнейшей передачи (в отдельных системах может осуществляться кодирование сигналов по заданному протоколу). Далее с помощью распределителя передачи данных (например, контроллеров) по радиосети (РПДРС) эти сигналы передаются к базовым станциям (БС). Сформированные БС радиосигналы требуемого формата принимаются абонентскими терминалами (АТ). Тракт взаимодействия БС и АТ может рассматриваться как радиоинтерфейс. Так осуществляется передача данных к абоненту («вниз»).

Заметим, что радиоинтерфейс может характеризоваться физическим уровнем, который определяет вид формирования непосредственно сигналов радиоканала (модуляция/демодуляция, кодирование/декодирование и т.д.) и канальным уровнем, который определяет типы каналов передачи данных, «вкладываемых» в радиоканал. Кроме того, работа радиоинтерфейса определяется также сетевым (или внутрисистемным) уровнем, с помощью которого осуществляется не только получение/отправка информации, но и распределение ее по нужному направлению (в заданную зону, заданому АТ) радиоинтерфейса.

При обратной передаче данных от абонента («вверх»), например, при запросах на передачу конкретного вида данных (абонентский радиодоступ*)*, принцип действия сохраняется, только в «обратном» направлении.

Запрос конкретного вида данных может осуществляться через специальную систему контроля доступа и билинга (СКД и Б) [131], с идентификацией абонента, запрашивающего данные.

При передаче данных, поступающих из межрегиональной и других сетей в «местную сеть», сама передача начинается лишь после того, как поступившие данные через МСРПД предварительно идентифицируют получателя этих данных (абонента) в СОД совместно с БАД при участии СКД и Б.

Заметим, что в функции СОД, МСРПД и ФПД в большинстве случаев может входить поддержка синхронизации, формирование и обработка необходимой сигнализации.

Такое построение схемы передачи данных может интерпретироваться простыми практически полезными принципами многовариантного доступа:

- варианты доступа к системе ПНС, включая и абонентский радиодоступ;
- доступы системы ПНС к источникам информации («поставщикам данных»);
- межсистемный (сетевой) доступ в сети ПНС;
- внутрисистемный доступ к подсистеме обработки данных, базе абонентских данных и т.д.;
- билинговый доступ к системе ПНС и «поставщикам данных».

Все эти доступы осуществляются посредством соответствующих интерфейсов.

Рассмотрим организацию и принципы передачи данных в системах ПНС на основе обобщенной структурной схемы (рис. 1.1).

1.2. Передача данных в системах персонального радиовызова (в пейджинге)

Одними из первых систем подвижной радиосвязи для передачи данных общего пользования, специально предназначенных для этих целей, являются системы персонального радиовызова (СПРВ) [58, 107, 68]. Поэтому принципы организации передачи данных в таких системах можно считать как изначально базовыми для других типов ПНС.

Первоначально предназначенные только для простейшей адресной передачи сообщений о «вызове» (например, вызова на связь) СПРВ, часто называемые как «пейджинг», были усовершенствованы до уровня «мессенджинга» – систем передачи цифровых, буквенно-цифровых (текстовых) сообщений, а также статических графических изображений. Причем, можно отметить, что целевое назначение СПРВ – для передачи данных, позволяет осуществлять передачу достаточно объемных сообщений, исчисляемых сотнями-тысячами знаков.

Зона обслуживания СПРВ строится по радиальному принципу, а при построении сети СПРВ «территориального» уровня [58] по радиально-зоновому принципу, когда все радиопередатчики обслуживают свою «радиальную» зону, работая на одинаковой радиочастоте в квазисинхронном режиме по модулирующему сигналу. Одним из основных недостатков многорадиально-зонового принципа – проблемы с интерференционными явлениями при приеме сигналов на границах смежных зон. Однако, радиально-зоновые принципы имеют и достоинства – значительные размеры зоны действия радиопередатчика, которые главным образом определяются мощностью передатчика, высотой подвеса антенны и условиями «прямой видимости». Здесь имеется в виду радиоволны диапазонов ОВЧ и УВЧ, которые наиболее широко применяются в СПРВ.

Структурную схему СПРВ можно представить в виде рис.1.2, работу которой можно представить на основе вышеизложенных принципов многовариантного доступа с использованием обобщенной структурной схемы-модели, приведенной на рис.1.1.

Запросы на передачу сообщений (вызовов) в данной сети могут приниматься как из телефонной сети общего пользования (ТФОП), так и от модемов персональных компьютеров и телефаксов. Для этих целей используются два типа доступа к СПРВ. Первый – из ТФСОП с помощью многоканальной телефонной связи (доступа) через операторскую - диспетчерскую службу (ОДС), включающую в себя учрежденческую АТС (УАТС) и устройства приема речевых вызовов – номеров абонентов и передаваемых им сообщений, с последующей их компьютерной обработкой (с помощью диспетчеров-операторов) и передачей в систему обработки вызовов (СОВ). По сути дела ОДС можно рассматривать как некий «ручной» интерфейс для входящих запросов на вызовы, а совместно с СОВ, базой абонентских данных (БАД) и информационной базой данных (ИБД) – как Call-центр.

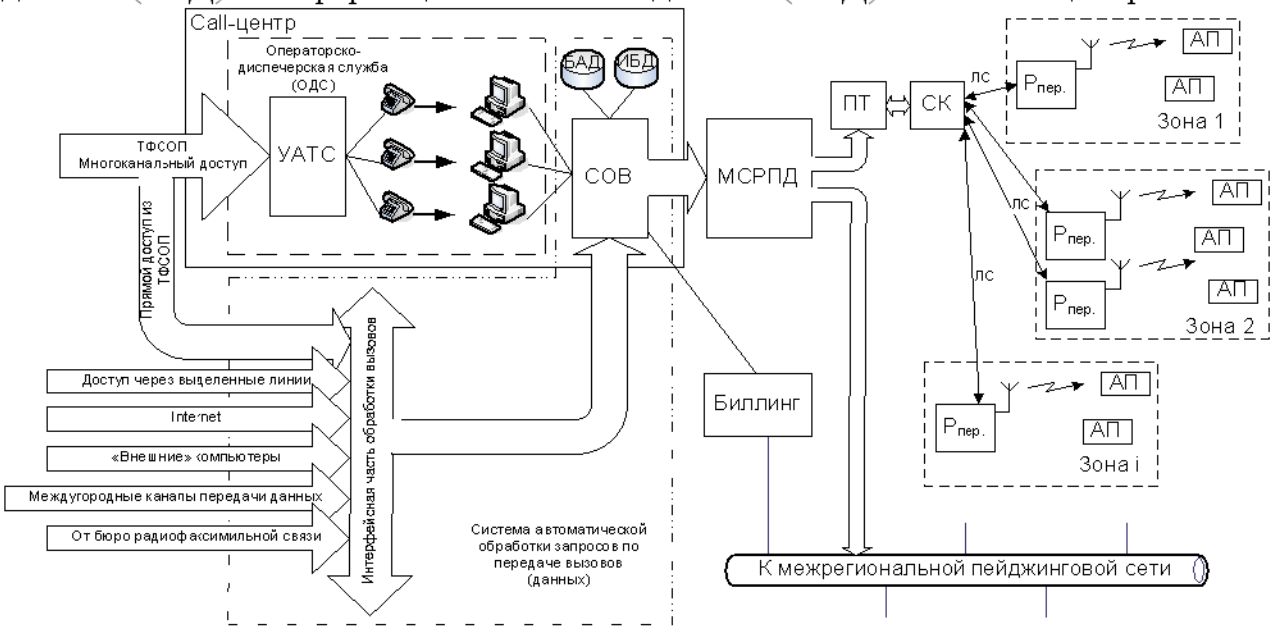


Рис.1.2. Структурная схема СПРВ (пейджинга)

Второй тип доступа – «автоматический», с помощью интерфейсной части обработки вызовов (данных), работающей в единой компьютерной сети с СОВ. Такой доступ может осуществляться следующими способами: непосредственно из ТФСОП (например, при передаче вызовов в ДТМФ режиме), через выделенные линии (например, при организации «внешних» операторско-диспетчерских рабочих мест), через сеть «Internet», и другие «внешние» компьютерные сети (например, какого-либо учреждения), междугородние каналы передачи данных и из бюро радиофаксимильной связи при организации передачи графических изображений.

В СОВ осуществляется проверка номера вызываемого абонента с его наличием в БАД, уровня приоритетности передаваемых ему сообщений и устанавливается очередность в передаче сообщений. При передаче специально затребованных данных может использоваться ИБД, формируемая в самой СПРВ.

Далее сформированные последовательности вызовов–сообщений в протокольном виде, принятом для пейджинговой сети (часто называемыми «пейджами»), поступают в МСРПД, где в зависимости от заданного направления сети (региона) – номера «узла сети» сообщения направляются или в «местную сеть», или в требуемый регион межрегиональной пейджинговой сети. Для этих целей могут использоваться междугородние каналы связи или наиболее часто – сеть Internet. При этом передача осуществляется с помощью специально разработанных межсетевых протоколов, например, протокола TNPP (Telocator Network Paging Protokol). Подобным образом поступают и обрабатываются вызовы–сообщения из других регионов пейджинговой сети для их передачи в «местную сеть». Иногда для этих целей требуется «общение» МСРПД с БАД через СОВ.

При передаче в «местную сеть» сообщения попадают в пейджинговый терминал (ПТ), где дополнительно «выставляется» очередность передачи и осуществляется перекодировка сообщений в сигнальный протокол, соответствующий передаче по радиоканалу. Сформированные сигналы поступают в сетевой контроллер (СК), с помощью которого осуществляется передача этих сигналов в требуемую зону (или во все зоны) действия системы, где может находиться абонент. Эта передача осуществляется по «линковским» соединениям (ЛС) с радиопередатчиками (Рпер). В качестве «линка» могут использоваться выделенные каналы проводной или радиорелейной связи, или специально сформированные радиоканалы (создается «радиолинк»).

Излучаемые радиопередатчиками радиосигналы принимаются всеми абонентскими приемниками - «пейджерами» (АП), но получение вызова-сообщения осуществляется только тем пейджером, адрес которого соответствует адресу (абонентскому номеру) передаваемого сообщения.

Контроль за радиопередачей сообщений осуществляется с помощью СК. Из-за разности протяженности «линковских» соединений, зависящих от различия удаленности места расположения радиопередатчиков от СК возникают разные задержки передаваемых сигналов. Необходимо также учитывать время распространения радиосигналов до точки приема. При

наличии различий в задержке прохождения сигналов на границах смежных зон действия радиопередатчиков, возникающие интерференционные явления с радиосигналами в таких зонах вызывают ухудшение радиоприема. Для устранения этой разности в прохождении радиосигналов с помощью СК осуществляется принудительное «выравнивание» этих задержек.

Контроль за передачей сообщений и их учет осуществляется с помощью системы биллинга, взаимодействующей с БАД через СОВ.

Адресная передача сообщений может реализоваться с помощью (тонального) многочастотного комбинаторного кодирования или с помощью цифровых протоколов [107,180,181,182,189], среди которых наибольшую популярность получили протоколы следующих стандартов: старт-стопного - POCSAG (Post Office Code Standardization Advisory Group) и отдельных его модификаций, синхронных протоколов ERMES (European Radio Message Standard) и FLEX (разработка фирмы «Motorola») и ряда его модификаций. Скорости передачи могут составлять от 512 до 6400 бит/сек.

Следует заметить, что размеры зоны действия передатчика зависят не только от мощности радиопередатчика, высоты подвеса антенны, ее коэффициента усиления и условий распространения радиоволн, но и от скорости передачи сообщений, определяющей энергетику сигнала.

На рис.1.3 показана структура формата POCSAG.

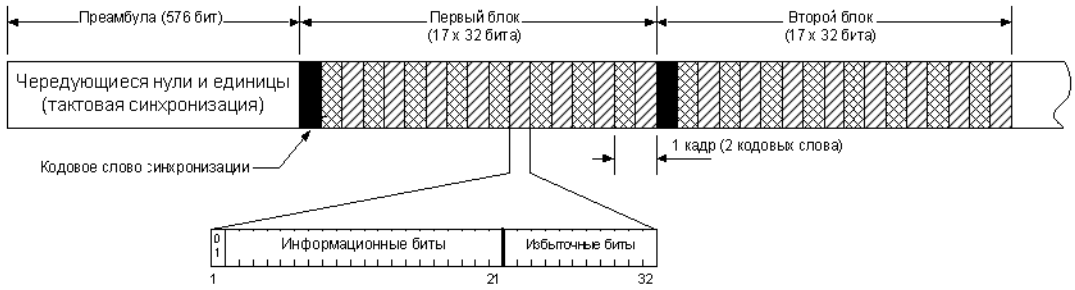


Рис. 1.3. Структура формата POCSAG

В начале передается преамбула – 576 бит, состоящая из чередующихся нулей и единиц. Они используется для установления режима приема и тактовой синхронизации пейджеров. За преамбулой следуют блоки данных, каждый из которых содержит 17 кодовых слов (КС) по n=32бит. Первое КС – служит для «блочной» (цикловой) синхронизации, затем следует КС адреса пейджера и далее передаются кодовые слова сообщения для этого пейджера. Другие адреса и сообщения передаются последовательно друг за другом. Число блоков может быть различным в зависимости от длины сообщений и загрузки канала.

Пары информационных КС объединяются во фреймы (кадры), т.е. в каждом блоке содержится 8 таких кадров. Абонентский терминал (пейджер) – АП, в зависимости от номера его адреса – Cap Code «просматривает» только свой “временной” кадр, благодаря чему повышается срок службы элементов питания и увеличивается адресная емкость системы.

Структура КС (см. рис. 1.3) основана на циклическом кодировании БЧХ (Бауза – Чоудхури – Хогвингема) с числом информационных бит m=21 и дополнительной проверкой на четность (32, 21, 1). Адресное КС отличается от

КС сообщения первым информационным битом – при 0 – КС адреса, при 1 – КС сообщения. Далее (со 2го по 21й) следуют информационные биты сообщения – m-1 (т.е. 21-1=20,бит) и избыточные (проверочные) биты – r (с 22го по 32ой). Обычно для передачи символа используется 7ми битовая комбинация. Поэтому биты одного символа могут переходить частично из одного КС или блока в другой. Адресная емкость при таких КС достигает порядка двух миллионов.

Кодовая скорость для КС – $r_{кс}=(m\text{-}1)/n$ =20/32 =0,625. При передаче непрерывного (большого) потока адресов и сообщений к ним (при 100% загрузке канала, без перерывов в передаче вызовов - сообщений), переходит как бы в синхронный режим (без передачи преамбул). В этом случае кодовая скорость передачи блоков, исключая КС синхронизации, определится $r_{бл}$=(17-1)/17 = 0,94. Суммарная кодовая скорость передачи пейджинговых сообщений составит – $r_{пс}=r_{бл}\bullet r_{кс}$=0,6.

При передаче адресных КС два последних информационных бита могут использованы для дополнительного управления пейджером (например, - типом сигнализации вызова) или для увеличения номерной абонентской емкости.

Системы, работающие с протоколом POCSAG рассчитаны на передачу со скоростями B_{POCSAG}: 512;1200 и 2400 бит/с, или с учётом кодовой скорости – $r_{пс}$ чисто информативная скорость $B_{ипPOCSAG}= B_{POCSAG} \bullet r_{кс}$ может составлять соответственно: 307,2; 720; 1440 бит/с.

В радиоканале с выделенной полосой частот – 25 кГц используется частотная манипуляция.

Использование протокола “POCSAG” позволяет осуществлять групповую и “широковещательную” передачу сообщений. Групповая передача может быть реализована программными средствами на центральной станции путём последовательной передачи сообщения по заранее запрограммированным адресам пейджеров. “Широковещательная” передача, например, “прогноза погоды ” может осуществляться пейджерам с несколькими адресами, которые программируются в пейджере так, чтобы один из адресов совпадал с адресом “широковещательной” передачи. “Широковещательный режим” может использоваться при передаче сообщений о каких – либо экстренных, чрезвычайных ситуациях.

Пейджинговый протокол FLEX является синхронным [181=177], основанный на периодически повторяющейся передаче 15 циклов (с 0го по 14ый) в течение часа. Каждый цикл (см. рис. 1.4) длительностью 4 мин., состоит из 128 фреймов (кадров).

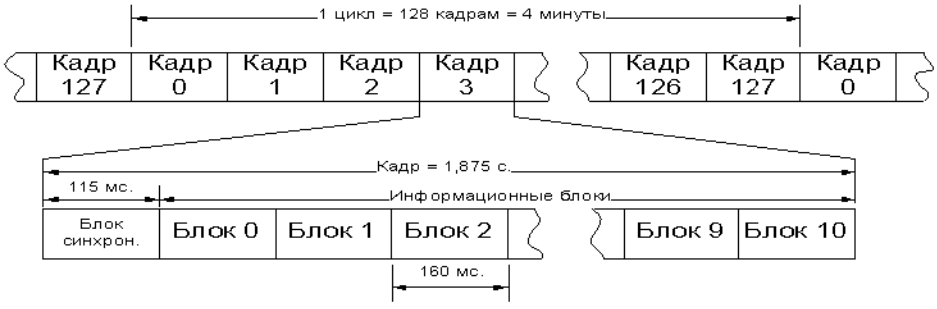


Рис.1.4. Структура формата FLEX

Кадр начинается с блока синхронизации. Кроме элементов синхронизации в этом блоке содержатся данные о номере цикла, пакета, скорости передачи информации в последующих (информационных) блоках и другая служебная информация. За блоком синхронизации передаются 11 информационных блоков (от $0^{го}$ до 10^{10}), т.е. $n_{бл.} = 11$, каждый длительностью $t_{бл.} = 160$ мс.

В первых блоках содержится служебная информация о числе адресов, времени и т.д., затем следуют адреса пейджеров и информация (векторное поле) о том, где, в каких блоках, располагается передаваемое сообщение для соответствующего адреса, его длина и тип. Оставшиеся блоки используются для передачи самих сообщений. Причем, указанные типы передаваемой информации не привязаны к границам блоков.

Информационные блоки передаются кодовыми словами, подобными КС формата POCSAG – БЧХ (32,21,1). Количество КС в блоках зависит от скорости передачи - В, которая в протоколе FLEX может иметь три значения: 1600; 3200; 6400 бит/с. С учётом кодовой скорости $r_{пс}$=0,625 чисто информационная скорость соответственно составит соответственно: 1000; 2000; 4000 бит/с.

Максимальные возможности системы с FLEX протоколом можно определить для наивысшей скорости передачи – B_{FLEX} = 6400 бит/с и 100%-ой загрузки канала радиовызова, когда количество кодовых слов в информационных блоках составляет $n_{к.с.бл.}= B_{FLEX}•t_{бл.}/n$=6400•0,160/32=32. Условно считая, что сообщения располагаются начиная с блока №2, можно определить максимальное количество кодовых слов, содержащихся в блоках передаваемых сообщений за один кадр $n_{кс.кадр.}=(n_{бл.}-2)$ •n=(11-2) •32 =288, за один цикл – $n_{кс.ц.}=n_{кс.кадр.}•n_{кадр.}$=288•128=36864, в течение 1 часа – $n_{кс.час}= n_{кс.ц.}$ •$(60/t_ц)$=36864•(60/4)=552960 КС. Учитывая, что для передачи буквенно-цифровых сообщений используются $n_{1зн.}$ = 7 бит на знак, количество знаков, передаваемых в одном кодовом слове (32,21,1), составляет $n_{зн.кс} =m/n_{1зн.}$=21/7=3. Тогда объем адресно передаваемых сообщений (данных) в течение 1 часа составит - $n_{зн.час}= n_{зн.кс}• n_{кс.час}$=3•552960=1658880 знаков (или 1658880·7=11612160, бит).

Блоки в радиоканале передаются с «перемежением», т.е. когда вначале передаются первые биты всех кодовых слов блока, затем вторые биты кодовых слов и т.д. до завершения передачи всех бит кодовых слов блока. Такая передача позволяет повысить помехоустойчивость к кратковременным помехам.

В стандарте FLEX предусмотрено три вида адресов – короткие, длинные и расширенные (соответственно с $7^{ью}$, $9^{ью}$ и $10^{ью}$ десятичными разрядами), общая адресная емкость составляет около 5 миллиардов адресов, в том числе около 3 миллиардов для глобального использования.

Уникальность рассмотренной структуры адресной передачи сообщений FLEX в том, что каждый адрес (пейджер) оказывается «привязаннным» к определенному (или определенным) кадрам, а в кадре - к определенным блокам, где передаются адреса и где размещаются сообщения для каждого

передаваемого адреса. Такая временная «привязка» конкретного пейджера позволяет значительно экономить его элементы питания за счет его полного включения только в нужные интервалы времени.

Для передачи по радиоканалу с выделенной полосой 25 кГц используется частотная манипуляция (ЧМн) несущей, которая в зависимости от скорости может быть 2-х уровневая (обычная ЧМн) при скорости 1600 или 4-х уровневая – при скорости 6400 бит/с. При скорости 3200 бит/с может использоваться по желанию оператора любая из указанных видов ЧМн.

Протокол FLEX имеет ряд «подпротоколов», например, для передачи графических статических изображений или передачи команд по перестройке пейджера на какой-либо из заданных радиоканалов. Для двухстороннего обмена данными – не только к пейджеру, но и от пейджера, разработаны дополнительные перспективные протоколы ReFLEX и InFLEXion. Эти протоколы должны также повысить скорость передачи до сотен кбит в секунду при незначительном расширении полосы частот радиоканала.

Касаясь синхронного протокола ERMES [180] следует отметить его главную особенность в том, что он рассчитан на работу не на фиксированном радиоканале, а с 16^{тью} радиоканалами в диапазоне 169 МГц, которые сканируются пейджером для обнаружения своего адреса и следующего за ним сообщения. На основании этого предусматривался роуминг по странам Европы. Скорость передачи данных фиксированная – 6,25 кбит/с с радиосигналами 4-х уровневой ЧМн. Потенциально можно осуществлять адресную передачу набора данных за сеанс объемом до 64 кбит.

Существуют также системы адресной передачи сообщений путем уплотнения ОВЧ – ЧМ вещательных радиоканалов, например – RDS (Radio Date System) [107]. Однако из-за специфики уплотнения и невысокого качества радиоканала, особенно при приеме сигналов в помещениях зданий, такие системы нашли ограниченное применение, в основном для передачи небольших данных на транспорте.

Следует заметить, что СПРВ являются одними из первых систем подвижной связи общего пользования, в которых начали применяться цифровые радиосигналы. Подробная оценка системам, сетям и параметрам адресного радиовызова и в том числе СПРВ (пейджинга) дается в гл.2.

1.3. Передача данных в транкинговых системах связи

В отличии от СПРВ транкинговые системы подвижной связи кроме передачи данных обеспечивают двустороннюю и голосовую связь, и их можно отнести к радиотелефонным системам. Принципы организации связи в этих системах соответствуют схеме рис. 1.1.

Особенностью связи транкинговых систем подвижной является в основном их ведомственное (профессиональное) назначение, в которых используется многостанционный доступ к сравнительно небольшому количеству радиоканалов с ограниченным выходом в ТФОП или без выхода в эту сеть. Сравнивая различные варианты транкинговых систем связи [43,18] по

их развитию можно сделать заключение, что они прошли эволюцию от аналоговых до цифровых систем, от радиального до радиально - зонового (территориального) и, отчасти, сотового принципа построения сети. Большинство из этих разновидностей находят применение и сегодня. Однако в настоящее время наметилась тенденция к переходу этих систем на сотовые принципы построения.

Важным условием работы транкинговых систем с точки зрения передачи данных является наличие управляющего канала, желательно выделенного, по которому может быть организована передача данных. Это определяется принципом (типом) построения системы.

По принципу действия транкинговые системы связи можно разделить на три типа:

– сканирующие системы,

– системы с распределенным управляющим каналом,

– системы с выделенным управляющим каналом.

В сканирующих системах, иногда их именуют псевдотранкинговыми, радиостанция абонента в дежурном режиме непрерывно перебирает (сканирует) все каналы системы, проверяя, не вызывают ли ее на одном из них. При вызове, исходящем от абонентской радиостанции, она сама ищет, также сканированием, незанятый канал и занимает его.

В транкинговых системах, с распределенным управляющим каналом, управляющая информация передается непрерывно по всем каналам, в том числе и по занятым. Обычно это достигается использованием для ее передачи сигналов с частотой ниже 300 Гц [18]. В дежурном режиме абонентская радиостанция прослушивает свой управляющий канал, реагируя или на ее вызов или переключаясь на свободный канал связи.

В системах с выделенным управляющим каналом канал управления организуется или на одном из радиоканалов при частотном разделении каналов (в аналоговых системах) или на определенном временном интервале – «слоте» - при временном разделении каналов (в цифровых системах). Абонентская радиостанция постоянно «сканирует» управляющий канал. При поступлении вызова по управляющему каналу, вызываемая станция подтверждает прием вызова, после чего базовая станция выделяет один из разговорных каналов для соединения и информирует об этом по управляющему каналу все участвующие в соединении радиостанции. После этого осуществляется переключение на указанный канал, по которому происходит речевой обмен. В то время, когда управляющий канал свободен, по нему можно передавать пакеты данных небольшого объема.

В качестве примера в приложении №1 приводятся характеристики различных вариантов стандартов транкинговых систем [18,1,174] Сопоставление характеристик различных вариантов транкинговых систем позволяет сделать заключение, что передачу данных, в принципе, можно вести во всех стандартах таких систем, используя разговорный канал с дополнительным оборудованием, например, - с модемами. Однако, при ограниченном числе таких каналов приоритет все же отдается использованию

их для своего целевого назначения – речевому обмену, и необходимо учитывать, что на абонентской стороне также должно быть модемное, «дополнительное», оборудование.

В стандартах MPT (Ministry of Post and Telecommunication) – 1327 и TETRA – (Trans European Tranked Radio) используется выделенный управляющий канал. В стандарте MPT (с частотным разделением каналов) по этому каналу можно передавать [1, 18, 35, 166] короткие сообщения, объемом до 184 бит, а также заранее запрограммированные 32 фразы, две из которых статусные – «перезвоните мне» и «отмена – просьба не звонить», а остальные 30 – произвольные данные (сообщения). Адресная передача данных осуществляется в формате, показанном на рис.1.5.

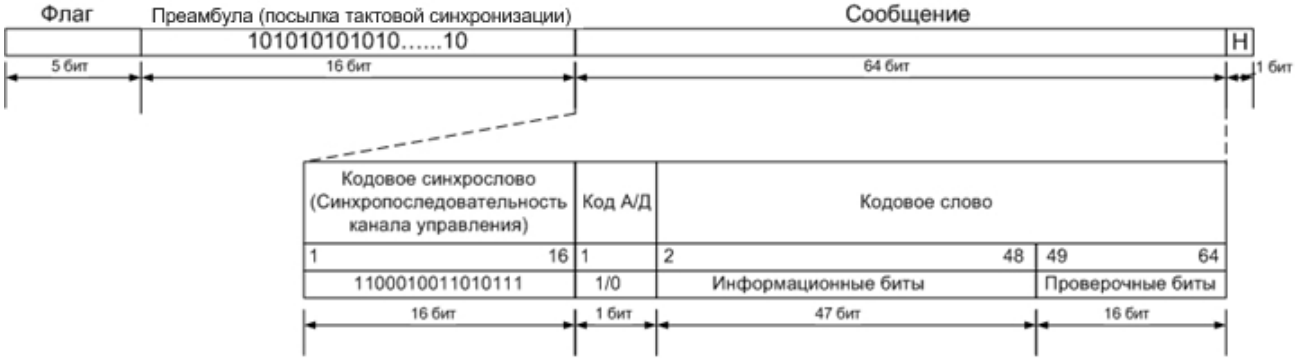


Рис.1.5. Формат передачи данных в стандарте MPT

Предварительная адресная посылка (А) отличается от передачи кодовых слов данных (Д) значением бита «код А/Д» - «1» для адреса, «0» для данных. Н – дополнительный бит, значение которого зависит от последнего бита кодового слова.

Для цифровой передачи данных используется частотная манипуляция (FFSK- Fast Frequency Shift Keying**)** на тональных поднесущих.

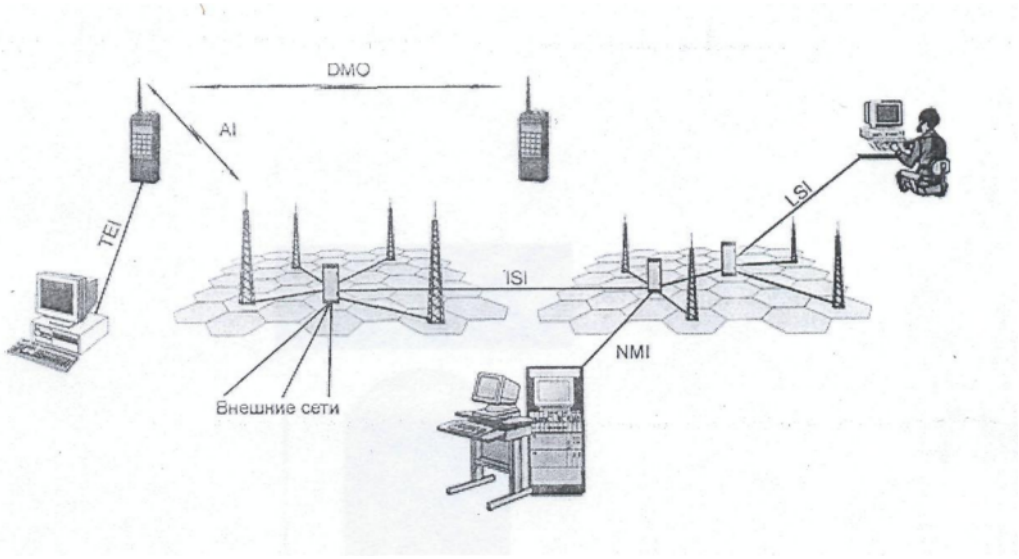
Для передачи данных произвольной длины, как указывалось выше, используется речевой канал, при этом меняется синхропоследовательность на инверсную по отношению к сигналам управления.

При использовании речевого канала для передачи данных может использоваться подключение компьютера, взаимодействующего с радиостанциями через протокол MAP - 27, или специально разработанные терминалы.

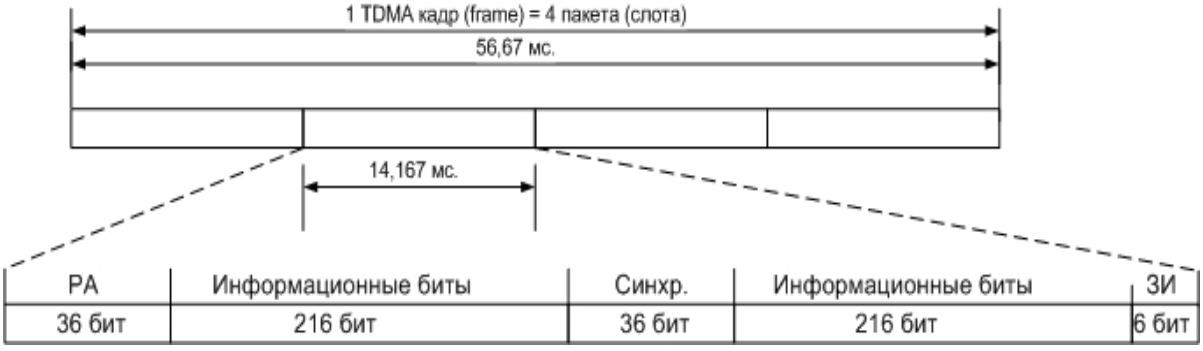
На рис. 1.6, а приведена схема, поясняющая принцип построения транкинговой системы связи с выделенным каналом управления и цифровым стандартом TETRA [174]. Этот рисунок иллюстрирует принципы многовариантного доступа, определенные в обобщенной схеме рис.1.1, следующего вида:

• Air interface (AI) – «эфирный (радио) интерфейс передачи голоса и данных» между мобильными радиостанциями (МРС) и базовым оборудованием (станциями). Обеспечивает объединения МРС различных производителей.

• Terminal Equipment Interface (TEI) - «интерфейс терминальных устройств» между МРС и устройствами передачи данных.



а)



б)

Рис.1.6, а) – структурная схема, транкинговой системы TETRA,
б) – формат TDMA кадров, используемый в такой системе

• Inter System Interface (ISI) – «межсистемный интерфейс» - интерфейс между системами TETRA при объединении их в сети. Обеспечивает объединения систем различных производителей.

• Line Station Interface (LSI) – «интерфейс линейных устройств» подключения проводных линейных устройств (диспетчерских пунктов).

• Network Management Interface (NMI) – «интерфейс управления сетью» интерфейс центрального управления системой.

• Gateways to Public Network (GPN) – «шлюзы внешних сетей» - интерфейс для подключения внешних сетей (УАТС, ГТС, ISDN и т.д.).

• Direct Mode Operation (DMO) – «работа в «прямом режиме»» - связь непосредственно между (МРС) вне зоны действия сети.

Разработкой стандарта TETRA занимался Европейский институт Телекоммуникационных Стандартов – ETSI (Europen Telecommunication Standarts Institute). В стандарте TETRA используется временное разделение каналов (TDMA - Time Division Multiple Access). Передача информации осуществляется мультикадрами, состоящими из 18 TDMA кадров, один из

которых «контрольный». Для наглядного представления о возможностях передачи данных выбран вариант структуры временного кадра TDMA, который показан на рис.1.6, б.

Каждый TDMA кадр содержит 4 пакета (слота). В пакете, кроме информационных бит (216+216=432 бит), содержатся биты синхронизирующих посылок («синхр») и биты, используемые для установления уровня излучаемой мощности (УИМ), а также биты защитного интервала (ЗИ) для исключения перекрытия соседних пакетов.

Использование четырех временных слотов в кадре TDMA, позволило на одной несущей частоте (при разносе соседних каналов 25 кГц) организовать работу четырех речевых каналов или передачу данных со скоростью 7,2 кбит/с на каждом канале.

При использовании всех четырех каналов скорость передачи данных возрастает до 28.8 кбит/с. Следует заметить, что при передаче данных, когда ошибки привышают заданный уровень, используется метод автоматического запроса на повторную передачу пакета ARQ (Automatic Repeat Request).

Системы на базе TETRA имеют возможность передачи “защищенных” (зашифрованных) данных [151] практически без дополнительного оборудования. Для защиты информации определены два механизма:

– на этапе радиоинтерфейса можно обеспечить шифрование «трассы» между абонентским оборудованием и базовой станцией,

– сквозное шифрование применяется тогда, когда требуется шифрование по всему тракту передачи - от одного оконечного устройства до другого.

Также используются традиционные методы защиты доступа к системе: проверка легальности абонентов по идентификационному и электронному номерам радиостанции. Кроме персонального вызова (поиска-пейджинга) абонента предусматривается групповой вызов.

Стандарт TETRA завоевал популярность в нашей стране, и в 2002 г. было принято решение [1] о разработке системного проекта «Федеральная сеть подвижной радиосвязи стандарта TETRA».

Несмотря на то, что рассмотренные варианты транкинговой связи позволяют достаточно разнообразно представить идеологию передачи данных, следует отметить и другие известные типы транкинговых систем. Так, в системах стандарта EDACS (Enhanced Digital Access Communication System) используется два вида радиоканалов: рабочий канал (речевой связи) и выделенный канал управления. Рабочий канал может работать как с аналоговыми сигналами, так и с цифровыми сигналами, полученными в результате цифрового преобразования речевого сигнала. Канал управления служит для обмена цифровыми данными и передачи сигналов управления работой всей системы. По рабочему каналу также могут передаваться и данные. Скорость передачи цифровых данных составляет 9,6 кбит/с.

Другим популярным стандартом цифровой транкинговой связи является APCO 25, разработанный организацией Association of Public Safety Communications Official International [1]. Для передачи речи в цифровой форме

используется вокодер – 7,2 кбит/с, а передача данных осуществляется со скоростью 9,6 кбит/с.

Обобщая идеологию построения и развития транкинговых систем, как профессиональной связи применительно для передачи данных, можно отметить следующие ее особенности: постепенный переход на цифровые стандарты, масштабируемость сети, т.е. когда можно использовать не всю сеть, а отдельные ее части (например, одну зону), передачу как индивидуального, так и группового вызова с посылкой данных, прерывание на срочный вызов внутри групп, использование возможности обмена информацией в режиме прямой связи «абонент – абонент», минуя базовую станцию.

В связи с общими тенденциями развития подвижной связи в плане увеличения «инфокоммуникационных» услуг [1] возникают потребности в наращивании объема и скорости передачи данных. На решение этой задачи сориентировано развитие транкинговых стандартов. В качестве примера можно отметить версию стандарта Тетра-2 в рамках пакетной передачи данных TAPS (Tetra Advanced Pocket Service), ориентированного на пользователей высокосрокостной передачи данных до 380 кбит/с.

1.4. Передача данных в сотовых системах связи стандарта GSM

Принципы организации связи и передачи данных в сотовых системах соответствуют обобщенной схеме - рис. 1.1 и во многом аналогичны транкинговой связи. Также осуществляется голосовая связь и возможно использование дополнительной – модемной техники для обмена данными по речевым каналам или с использованием возможностей управляющего канала, особенно когда он выделенный.

В связи с общей тенденцией перехода сотовой связи на цифровые стандарты ниже рассматриваются варианты передачи данных в цифровых системах TDMA и CDMA технологий.

Системы сотовой связи GSM (Global System for Mobile Communications) стандарта основаны на TDMA технологии доступа с множеством частотно разнесённых радиоканалов.

Передачу данных можно классифицировать на три вида: адресную (для конкретного абонента), многоадресную – для группы (или групп) абонентов и широковещательную, когда приём может осуществляться всеми абонентами.

1.4.1. Адресная передача SMS данных

В системах GSM передача данных абонентам в виде коротких текстовых сообщений – SMS (Short Message Service) была реализована за счет использования выделенных каналов управления и сигнализации. Длина SMS – сообщения не превышает 160 символов латинского алфавита (около 140 байт при 7 бит, приходящихся на один символ-знак).

Для расширения возможностей передачи данных была создана служба расширенных сообщений – EMS (Extended Message Service). EMS технология основана на тех же SMS-принципах использования каналов сигнализации

путем «упаковки» («сшивания») отдельных коротких сообщений в одно более объемное с использованием существующей SMS-инфраструктуры.

EMS позволяет передавать данные не только в виде более расширенного текста, но и аудио (мелодии), картинки, анимации и т.д., как некое частичное мультимедийное приложение.

Формирование SMS и EMS технологий осуществляется на базе SMS центра.

Как указывалось выше, эти технологии реализуются с использованием каналов управления и сигнализации. Поскольку, главное назначение этих каналов – это передача служебной информации, то возникают ограничения в передаче SMS и EMS данных, проявляющихся, например, в виде значительной задержке их передачи.

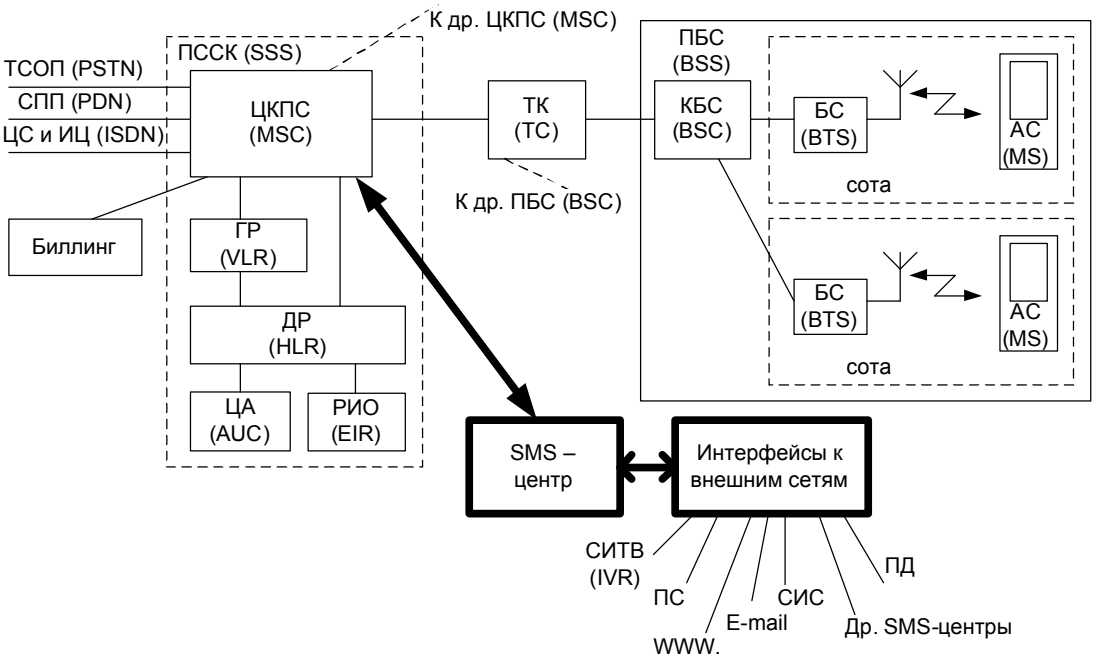


Рис.1.7. Структурная схема взаимодействия подсистемы SMS передачи с системой сотовой связи

На упрощенной структурной схеме сотовой системы связи (рис. 1.7) на примере взаимодействия двух мобильных абонентов (абонентских станций – АС (MS – Mobile Station)), находящихся в разных сотах, показано подключение SMS-центра, являющегося платформой организации услуги SMS.

Система сотовой связи представлена ПССК – подсистемой сетевой коммутации (SSS – Switching Sub System), включающей в себя ЦКПС – центр коммутации подвижной связи (MSC – Mobile Switching Centre), ГР – «гостевой» регистр (VLR – Visitor Location Register), для регистрации «блуждающих» абонентов, попавших в зону действия данной ПССК, ДР – «домашний» регистр (HLR – Home Location Register), представляющей собой базу данных о постоянно «прописанных» в данной системе (сети) абонентах, ЦА – центр аутентификации (AUC – Authentification Centre), РИО – регистр идентификации оборудования (EIR – Equipment Identity Register), совместно с ЦА участвующей в аутентификации оборудования. С помощью билинга ведется учет разговоров и передача данных с определением их стоимости и расчета.

ЦКПС через ТК – транскодер (ТС - transcoder) формирующий цифровой поток, связан с ПБС – подсистемой базовых станций (BSS – Base Station System). ПБС включает в себя КБС – контроллер базовых станций (BSC – Base Station Controller) и сами базовые станции БС (BTS – Base Transceiver Station), обслуживающие в своей зоне – «соте» мобильных абонентов – их абонентские станции – АС.

ТК может взаимодействовать с несколькими ПБС, а ЦКПС для сетевого взаимодействия – с ЦКПС других систем сотовой связи.

Как видно из рис. 1.7 подключение SMS-центра осуществляется к ЦКПС.

Кроме пересылки SMS сообщений от абонента к абоненту с помощью SMS-центра через соответствующие интерфейсы осуществляется связь с внешними сетями типа:

– СИТВ – системы интерактивного взаимодействия;
– ПС – пейджинговые сети;
– Internet в виде www и e-mail услуги;
– СИС – справочно-информационные сети;
– другие SMS центры;
– СПД – другие сети передачи данных.

Не останавливаясь на известных подробностях организации доступа к системе GSM и ее внутрисистемных вариантах доступа (см., например, [18, 32, 43]), соответствующим схеме на рис. 1.1, рассмотрим принципы организации физических и логических каналов, участвующих в передаче данных абонентского радиодоступа. Эти принципы основаны на многостанционном доступе с временным разделением каналов (TDMA).

Основная часть радиоинтерфейса организуется на участке: базовая станция (БС) – АС. На базе одной БС может быть создано до 16-ти дуплексных радиоканалов (т.е. может использоваться до 16-ти пар радиочастот).

В одном радиоканале (одной несущей) с помощью сигналов гауссовской частотной манипуляции с минимальным частотным сдвигом – GMSK (Goussian Minimum Shift Keying) организуется 8 физических каналов, размещенных соответственно в 8-ми временных окнах – ВО (тайм слотах). Эти восемь ВО образуют кадры (фреймы), каждый из которых имеет длительность $t_к$=4,615 mc, которые передаются последовательно друг за другом. Каждый физический канал использует одно и тоже свое ВО в этих кадрах (см. рис.1. 8). (Подробное представление организации взаимодействия физических и логических каналов TDMA технологии, подготовленное автором для инженерного изучения GSM систем приводится в приложении №1.1)

Физические каналы «заполняются» логическими цифровыми каналами двух типов:

– каналы трафика (Т) для передачи речи и данных;

– каналы управления (КУ) – для передачи сигналов управления (в том числе сигнализации) и синхронизации.

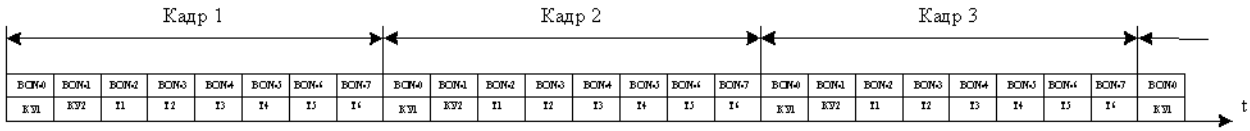


Рис.1.8. Заполнение физических каналов

Кадры для организации указанных типов каналов объединяются в мультикадры. В результате этого для каждого из 8-ми физических каналов образуется свой мультикадр. Такие мультикадры бывают двух типов. Первый тип, предназначенный главным образом для передачи трафика – «Т» (речи и данных), объединяет в себя 26 временных окон, соответственно - 26 кадров, длительностью $t_{мкт}=t_к*26=4{,}615*26=120$mc. Второй тип, предназначенный для каналов управления, объединяет в себя ВО из 51 кадра длительностью $t_{мкку}=t_к*51=4{,}615*51=235{,}365$mc.

В мультикадре трафика в 13-ом кадре организуется канал управления (КУ) – S (SACCH –Slow Associated Control Channel «медленный»). Также при хендовере в таком мультикадре может формироваться назначенный для данного объекта канал FACCH (Fast Associated Control Channel), используемый для хендовера .

В 51- кадровом мультикадре КУ группируются по 10 кадров следующие каналы: F (FCCH - Frecuency Correction Channel) – канал подстройки частоты и S (SCH – Synchronization Channel) – канал временной синхронизации, за которыми следуют B (BCCH – Broadcast Control Channel) – канал управления передачей и C (CCCH – Common Control Channel) каналы – это либо канал разрешенного доступа (абонента к каналу связи) – AGCH (Access Granted Channel), либо канал для адресного вызова абонента из сети – «пейджинга» - PCH (Paging Channel). Каналы F, S, C – это «вещательные» каналы, т. е. рассчитанные на прием всеми АС в соте, находящимися в режиме «ожидания» связи.

Для отдельных КУ используются «сдвоенные» мультикадры второго типа. В таких мультикадрах размещаются следующие каналы:

– D (SDCCH – Stand alone Dedicated Control Channel) – выделенный индивидуальный сигнальный канал,

– A (SACCH/C) – «быстрый», совмещенный с SDCCH, канал, назначение которого подобно SACCH «медленному»,

– R (RACH – Random Access Channel) – канал случайного доступа АС к сети, организуемый в «обратном» канале («вверх») в нулевых ВО.

Заметим, что структура мультикадра “вверх” и “вниз” одинакова, но формируется со сдвигом его начала “вверх” на три ВО.

В каждом ВО передается пакет (кодовое слово) цифрового потока. Используется пять типов структур пакетов:

– NB (Normal Burst) – нормальный пакет;

– FB (Frequency Correction Burst) – пакет частотной коррекции (синхронизации);

– SB (Synchronization Burst) – пакет временной синхронизации;

– AB (Access Burst) – пакет доступа к сети;

– DB (Dummy Burst) – установочный пакет.

Все эти типы пакетов «вписываются» в ВО и имеют одинаковую длительность – $T_{\text{п}}$=576,9мкс с количеством бит – 156,25 бит. Не останавливаясь на подробностях структур всех этих типов пакетов, рассмотрим лишь структуру пакета, используемого для передачи данных и голосового трафика, а также для организации каналов управления, по которым могут передаваться данные, – NB (см. рис.1.9).

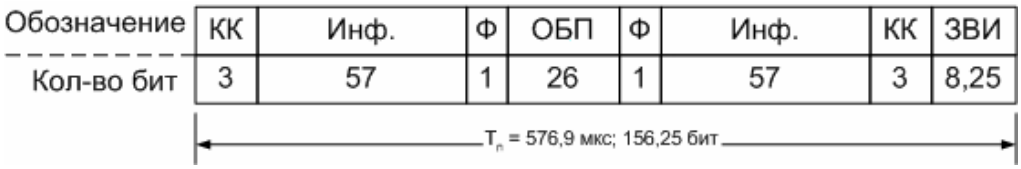


Рис 1.9. Структура NB-пакета

В NB пакете обозначены: КК – концевая комбинация; Инф – информационная часть разнесена на два блока с общим числом бит 2*57=114; Ф – флаг занятия, который при значении «0» указывает о передаче речевой информации, «1» – сигнальной информации или данных; ОБП – обучающая последовательность для оценки и улучшения качества связи; ЗВИ – защитный временной интервал для предотвращения наложения пакетов от разных АС.

Передача SMS сообщений может осуществляться по каналам SACCH и SACCH/c.

Оценка времени доставки SMS сообщений сделана в [19], где показано, что с учетом использования 51 кадровых мультикадров КУ, задержки на перемежение кадров, внутрисистемного обмена, времени передачи адресной информации, длины передаваемых сообщений, время доставки сообщений от АС до ЦКПС может составлять от 3500 до 5100 mc для максимальной длины сообщения – 160 знаков латиницы. Безусловно, при условии отсутствии влияния хендовера во время передачи, полной занятости канала SDCCH и наличии удовлетворительного качества канала связи.

Время доставки SMS сообщений от SMS-центра до АС мало отличается от времени доставки от АС до SMS-центра.

Во всём этом процессе особый интерес представляет передача данных по радиоинтерфейсу.

Для оценки скорости и времени передачи SMS данных по радиоинтерфейсу исходными условиями являются следующие параметры и требования [18, 45,71]:

• За один кадр длительностью $T_{\text{к}}$ = 4,615 mc организуется 8-мь временных окон – ВО (фреймов), в каждом из которых передаются пакеты по n=156,25 бит (см. рис. 1.8).

• Количество бит, передаваемых за один кадр: $n_{\text{к}} = n*8 = 156,25*8 = 1250$ бит.

• Скорость передачи по радиоканалу: $B_{рк\ GSM} = n_{\text{к}}/T_{\text{к}} = 1250/4,615*10^{-3} =$ 270,856 Кбит/с, при этом длительность передачи одного бита составляет: $\tau_{\text{бит}} = 1/ B_{рк\ GSM} = 3,69$ мкс.

• При передаче данных «нормальными пакетами» – NB необходимо учитывать в соотношение информационных бит m=114 с длиной пакета n=156,25 бит.

• Блочное формирование (по 184 бита) потока данных перед их передачей по радиоканалу и канальное кодирование с кодовой скоростью $r_{к.код}$ = 184/456 = 0,403 ≈ 0,4.

• Количество бит для отображения символов передаваемых данных (для латиницы – $n_{с.лат.}$ = 7 бит (7/8 октета), для кириллицы – $n_{с.кир.}$ =16 бит).

• Типы логических каналов передачи – SACCH/T (канал совмещенный с трафиковым (голосовым) каналом), SDCCH каналы или выделенный, или комбинированный, используемый как для передачи SMS данных, так и для управления.

С учетом вышеперечисленных условий автором получены следующие соотношения для оценки TDMA передачи данных:

• Скорость передачи информационных бит будет определяться

$$B_{инф} = \frac{M}{T_{пер}} = \frac{m' \cdot n_{П\ бл} \cdot n_{бл}}{n_{пм} \cdot T_к} = \frac{n \cdot r_П \cdot r_{к.\ код} \cdot n_{П\ \ бл} \cdot n_{бл}}{n_{пм} \cdot T_к}, \qquad (1.4.1)$$

где: M – информационные биты сообщения, передаваемые за один мультикадр; $T_{пер}$– время передачи мультикадра (возможны следующие случаи: используется 26-ти кадровый мультикадр при SACCH/т передачи или сдвоенный мультикадр, состоящий из 2-х 51-кадровых мультикадров при SDCCH передачи); $T_к$ – время передачи каждого кадра; $n_{пм}$ – общее число пакетов, используемых в мультикадрах; $n_{п\ бл}$ – число пакетов в одном блоке, участвующих в передаче (SMS) данных; $n_{бл}$ – число передаваемых таких блоков; n – длина кодовой комбинации одного пакета; $r_п$=m/n - коэффициент избыточности пакета (кодовая скорость), m – число информационных бит в пакете; $r_{к.код}=m'/m$ – кодовая скорость канального кодирования, m' - число информационных бит в пакете после кодирования.

• Посимвольная скорость передачи по радиоинтерфейсу определится:

$$B_с=n_с/T_{пер}=M/к_с/T_{пер}=B_{инф}/к_с, \qquad (1.4.2)$$

где n_c – число символов, передаваемых в сообщении; $к_c$ – число бит, приходящихся на один символ (зависит от используемого языка в сообщении).

• Время передачи сообщения с числом символов L рассчитывается:

$$T_{пер\ сообщ}=L/B_с=L/B/к_с. \qquad (1.4.3)$$

С использованием этих соотношений были рассчитаны основные показатели передачи SMS данных по радиоканалу GSM сотовой связи, результаты которых приводятся в табл. 1.1. (Подробная оценка и расчеты этих показателей приводятся в приложении № 1.4).

Основные показатели передачи SMS данных по радиоканалу GSM Таблица 1.1

Канал передачи SMS данных	*SACCH/T* *	*SDCCH*	
		комбинированное назначение	выделенное назначение
Скорость передачи информации, кбит/с	0,38	0,391	0,782
Символьная скорость: латиница/ кириллица, символ/с	54,3/23,75	55,9/24,4	118/48,8
Время передачи SMS данных максимальной величины: латиница 160 символов / кириллица 70 символов, с	2,95/2,95	2,86/2,87	1,43/1,43
*) по SACCH/T SMS – данные передаются во время речевого обмена			

Замечание к символьной скорости передачи. При передаче *SMS* данных часть передаваемых бит используется для служебной информации. Поэтому скорости передачи данных могут несколько отличаться от выше рассчитанных. При максимальной длине сообщения погрешность не превышает десятки процентов.

1.4.2. Широковещательная и многоадресная передача SMS данных

Кроме адресной (индивидуальной) передачи данных (сообщений) типа “точка – точка” (например, абонент – абонент или центр передачи данных – конкретный абонент) возможен широковещательный режим передачи данных (Cell broadcast – CB), когда данные передаются одновременно (безадресно) и могут приниматься без подтверждения всеми АС, находящихся в зоне действия системы или отдельных её участках, т.е. имеет место односторонняя передача - режим “точка – много точек” или “точка – зона”).

При многоадресной передаче используется так же режим “точка – много точек”, когда данные поставляются только тем пользователям, которые “подключились” к определённой группе абонентов. Обычно многоадресная группа – это группа абонентов, заинтересованная в получении определённого контента, например, информации о спорте, новостей и т.д.

В GSM системе реализация передачи SMS в широковещательном режиме осуществляется по схеме рис.1.10, когда сообщения (данные) из центра вещания SMS (ЦВ-SMS) передаются через маршрутизатор непосредственно к контроллерам базовых станций (КБС), минуя коммутатор – MSC.

Широковещательные сообщения могут передаваться по каналу CBCH – Cell Broadcast Chanel (логический канал передачи широковещательных текстовых сообщений), организованному на подканале SDCCH, как это было рассмотрено выше, например, заменяя в мультикадрах КУ, в четвёртой десятикадровой группе первый 4^x кадровых (пакетный) блок SDCCH на подобный блок CBCH [71]. Считая этот канал как специально выделенный для широковещательной передачи, АС всегда могут его “прослушать”. (Подробно формирование этих каналов рассматривается в приложении 1.2) Скорость передачи по такому каналу определена в п. 1.4.1 и составляет 0,782 кбит/с.

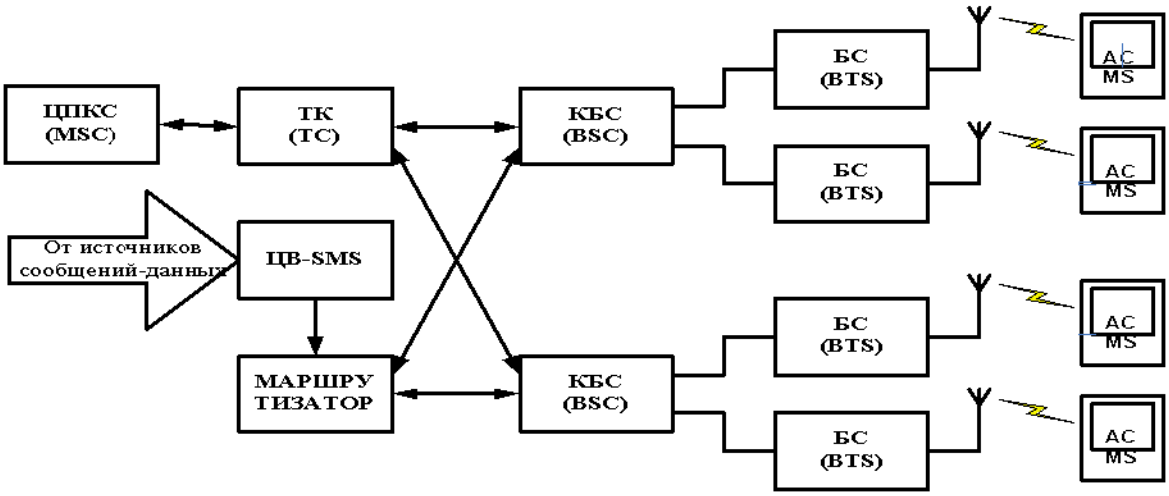


Рис.1.10. Схема организации широковещательной SMS передачи

Возможно расширение канала, за счёт используемого следующего за указанным блоком дополнительного такого же блока. Однако этот блок может заниматься под другие задачи, и поэтому "прослушивание" этого блока может быть "опционально". Уведомления о передаче сообщений рассылаются независимо от варианта использования блоков [71].

Широковещательные сообщения передаются без подтверждения в определённые заранее оговоренные географические зоны. АС может принимать их только в режиме ожидания (не в режиме разговора). Поэтому для повышения надёжности получения таких сообщений они передаются повторно в течение заданного времени.

Широковещательное сообщение (данные) передаётся в виде блока из 88 октет. Этот блок разбивается контроллером (КБС) на четыре части по 22 октета [71]. Число "служебной" информации составляет 6 октет, а оставшиеся 82 октета – чисто сообщение, т.е. 82•8=556 бит или 72 символа латиницы и 41 – при кириллице. В стандарте GSM предусмотрена передача макро сообщений [71], включающих в себя до $16^{ти}$ указанных блоков (текста), что соответствует 1152 символам латиницы и 525 – кириллицы.

При многоадресной передаче, требуемое количество адресов АС объединяется в группу и программными средствами осуществляется передача SMS сообщений по этим адресам, по принципам указанным при рассмотрении группового радиовызова СПРВ.

Следует заметить, что широковещательная передача важна для оповещения населения об экстренных чрезвычайных ситуациях. Причём, чтобы такие сообщения принимались абонентами независимо от того находится его АС в режиме "разговора " или "ожидания". Предлагается для этого использовать системный канал, который применяется базовыми станциями для извещения абонента (АС) о наименовании оператора сотовой связи, в зоне действия которого находится АС – технология Mass Alert [30]. Как правило, информация о сети зафиксирована и для того, чтобы можно было её заменить на экстренное сообщение необходимо оператору сотовой связи организовать к БС специальный шлюз.

1.4.3. GPRS/EDGE – технологии передачи данных

Повысить скорость и объем передаваемых данных удалось за счет внедрения GPRS (General Packet Radio Service) – службы пакетной передачи данных, когда вместо голосового использования трафиковых каналов их применяют для пакетной передачи данных. Благодаря этому появилась возможность предоставлять мультимедийную услугу MMS – (Multimedia Message Service) в виде значительного объема текстовых сообщений, видео, аудио клипов и т.д., когда платформой передачи данных становятся MMS-центры.

Как было сказано, доставка контента сообщений (данных) MMS отличается от передачи SMS. MMS данные передаются не по каналам управления (сигнализации), как это делалось при SMS, а по каналам трафика.

Причем отличие также есть от способов передачи данных, как возможности заложенной в основе стандарта GSM, поступающих от сети общего пользования (см. рис.1.7) – CSPDN (Circuit Switched Public Dote Network – сеть передачи данных общего пользования с коммуникацией каналов) и JSDN (Integrated Servise Digital Network – цифровая сеть с интеграцией услуг) или через адаптер от PSPDN (Public Swished Packet Dote Network – коммутируемые сети пакетной передачи данных общего пользования), когда для их передачи выделяется один трафиковый канал и максимальная скорость передачи достигает 9,6 Кбит/с.

Отличие способа GPRS в том, что данные непосредственно передаются в пакетном режиме протоколами WAP по трафиковым каналам адаптивно (в зависимости от помехоустойчивости этих каналов и незанятости их под голосовой трафик), объединяющимся в некий «единый канал», что позволяет значительно увеличить скорость передачи. Скорость передачи информации данных, по $n_{\text{во.пд}}$ - трафиковым таймслотам (ВО), используемых для передачи данных, будет определяться:

$$B_{\text{инф.n}} = n_{\text{во.пд}} \bullet B_{\text{во инф.Т,}} \qquad (1.4.4)$$

где: $B_{\text{во.инф.Т}}$ – скорость передачи данных в одном полно - скоростном трафиковом канале нормальными пакетами – NB. Воспользовавшись соотношением (1.4.1) и подробными оценками скоростей передачи в радиоканале GSM, приводимыми в прилож. №1.4, для полноскоростного трафикого канала можно получить $B_{\text{во.инф.Т}}$ = 22,8 кбит/с. (Проверку этой величины можно сделать для голосового трафика, передаваемого со скоростью 13 кбит/с с учетом добавляемых “кодовых” бит, создающих избыточность в 1,754 раза, скорость передачи составит 13•1,754 = 22,8 кбит/с на один канал).

Подставив в (1.4.4) величину $B_{\text{во инфТ}}$, получим:

$$B_{\text{инф.n}} = n_{\text{во.пд}} \bullet 22{,}8, \text{ [кбит/с]}. \qquad (1.4.4')$$

При передаче пакетов GPRS используются [45, 17] варианты кодирования (Coding Scheme) – CS1.. CS4, значения скоростей передачи для которых показаны на рис.1.11. Вариант используемого кодирования адаптивно меняется в зависимости от изменения качества связи (отношения сигнал/шум), что соответственно отражается на скорости передачи. В таблице 1.2 показаны эти изменения для различных значений сигнал/шум в канале радиосвязи [45,17].

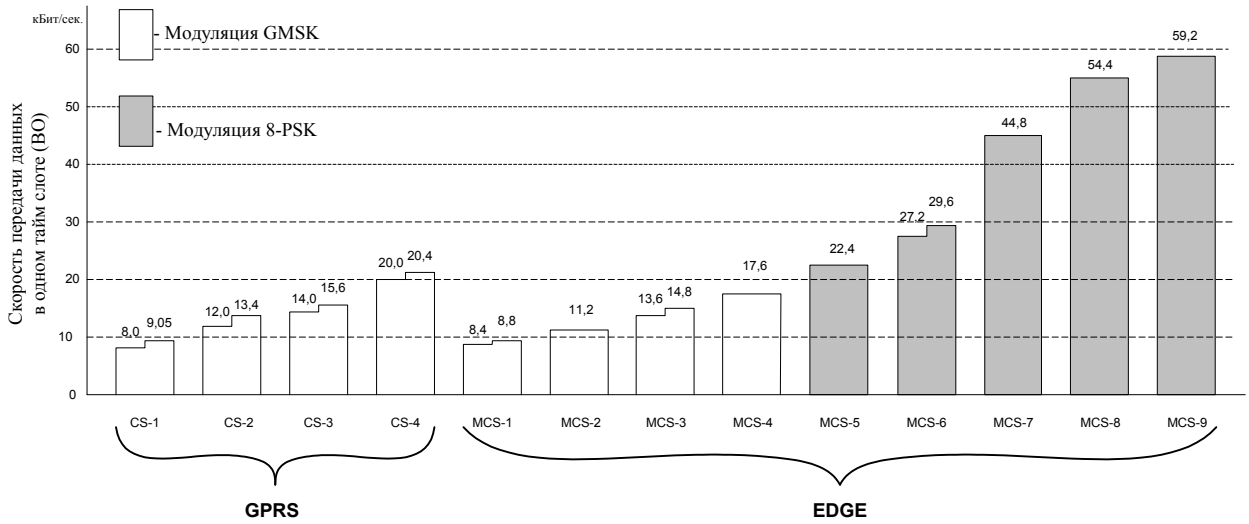


Рис.1.11. Скорости передачи данных при различных вариантах кодирования

Скорости передачи данных при различных вариантах кодирования, определяемых качеством канала связи — Таблица 1.2

Схема кодирования	Скорость передачи данных, кбит/сек	Отношение сигнал/шум, дБ
CS-1	8,0…9,05	≥ 11
CS-2	12,0…13,4	≥ 15
CS-3	14,0…15,6	≥ 17
CS-4	20,0…21,4	≥ 24

Взяв за основу код CS4 с максимальной скоростью в одном канале (ВО) – 21,4 кбит/с и при объединении $n_{\text{во.пд}}$ каналов максимальная скорость будет определяться

$$B_{max\,GPRS} = n_{\text{во.пд}} \cdot 21{,}4 \text{ [кбит/с]}. \qquad (1.4.5)$$

Развитие GPRS получила в новой её версии EDGE (Enhance Data for GSM Evolution), рассчитанная на повышение скорости передачи данных. Основное повышение скорости достигается за счёт внедрения радиосигналов с повышенной энтропией – с фазовой манипуляцией – ФМ - 8 (8PSK – Phase Shift Keying) [45] и использования вариантов девятиуровневого канального кодирования MCS1…MCS9 с различными характеристиками помехоустойчивости. Смена кодирования происходит при изменении помехоустойчивости радиосвязи с изменением скорости передачи (см. рис.1.11). (Интересно заметить, что пропускная способность радиоканала при ФМ-8, когда на каждый элементарный сигнал приходится 3 бита, будет составлять $B_{\text{фм-8}} = B_{\text{чм}} \cdot 3 \approx 270 \cdot 3 = 810$ кбит/с).

Отличие вариантов кодирования MCS от кодирования при GPRS (CS1 … CS4) заключается в повышении их избыточности, когда искажённый блок запоминается и в дальнейшем сравниваются с повторно принятым блоком (в кодах CS искажённый блок удаляется). Следует заметить (см. рис. 1.12), что переход на модуляцию ФМ–8 осуществляется начиная с уровня кодирования MCS-5 и выше, а при кодах MCS1…MCS4 используется частотная манипуляция вида GMSK, которая используется при GPRS.

Для оценки максимальной скорости передачи данных в режиме EDGE примем код MCS9 с наивысшей скоростью – $B_{\text{max EDGE}} = B_{\text{MCS9}} = 59{,}2$ кбит/с.

Тогда в зависимости от количества используемых (объединяемых) каналов – $n_{во.пд}$, скорость передачи определится:

$$B_{\text{п EDGE}} = n_{\text{во.пд}} \cdot B_{\text{MCS9}} = n_{\text{во.пд}} \cdot 59{,}2 \text{ [кбит/с]}. \qquad (1.4.6)$$

Рассмотрим четыре случая:

- передача GPRS/EDGE *данных на радиочастоте, на которой, кроме трафиковых каналов, организуются каналы управления (fвссн);*

- передача GPRS/EDGE *данных на радиочастоте, на которой организуются только трафиковые каналы (предельный случай);*

- практически используемый случай, когда для GPRS/EDGE *передачи используется четыре объединённых трафиковых канала, например, специально выделенных для такой передачи;*

- использование одного ВО (таймслота), практический случай для организации обратного канала "снизу – вверх".

В первом случае из восьми физических каналов, будем считать (при умеренной нагрузке от сигналов управления), что два временных окна ВО №0 и ВО №1 используются под КУ, а остальные 8-2=6 окон - под каналы трафика.

Во втором случае, все 8 трафиковых каналов в кадре задействованы только под передачу GPRS данных

Результаты расчетов [102] максимальных скоростей передачи данных по соотношениям (1.4.4′), (1.4.5) и (1.4.6) для указанных выше четырех случаев представлены в табл.1.3.

Максимальные скорости передачи данных в *GSM* при объединенном использовании трафиковых каналов. Таблица 1.3

Виды скорости передачи данных, кбит/с	$B_{\text{инф. п}}$	$B_{\text{п GPRS}}$	$B_{\text{п EDGE}}$
Использование одного канала (тайм-слота (ВО)) $n_{\text{во.пд}} = 1$	22,8	21,4	59,2
Использование четырех каналов $n_{\text{во.пд}} = 4$	91,2	85,6	236,8
Использование шести каналов $n_{\text{во.пд}} = 6$	136,8	128,4	355,2
Использование восьми каналов $n_{\text{во.пд}} = 8$	**182,4**	**171,2**	**473,6**

Полная оценка зависимости максимальных скоростей передачи данных $B_{\text{инф.п}}$, $B_{\text{п GPRS}}$ и $B_{\text{п EDGE}}$ от числа используемых каналов $n_{\text{во.пд}} = n_{\text{во}}$, рассчитанная по (1.4.5′), (1.4.6) и (1.4.7), представлена в виде графиков на рис.1.12.

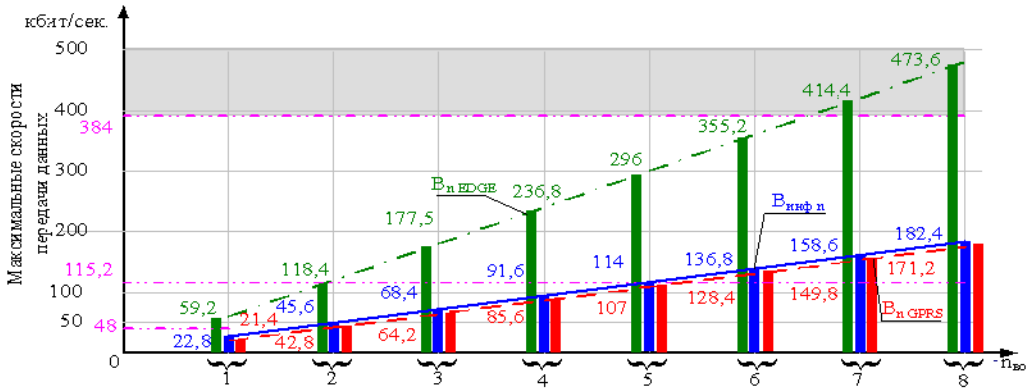


Рис.1.12. Зависимость максимальных скоростей передачи от числа используемых каналов

Замечания: Приведенные результаты в табл. 1.3 и на рис.1.12 следует уточнить для условий практического использования GPRS и EDGE - передачи:

- при потенциально максимальном использовании восьми каналов – из-за наличия в передаче протокольных блоков данных [17] реальная максимальная

скорость передачи данных составляет 115,2 кбит/с (т.е. 14,4 кбит/с на один канал);

- одним из распространённых в практике GSM/GPRS является случай использования кодирования *CS*2 и четырёх каналов со скоростью B_{4GPRS}=13,4 ·4 = 53,6 кбит/с, а также одного обратного канала со скоростью B_{1GPRS}=13,4 кбит/с;
- в соответствии со спецификацией IMT-2000 (International Mobile Telephone) максимальная скорость при использовании 8-ми таймслотов принимается [45] равной 384 кбит/с и соответственно на один таймслот – 48 кбит/с (на рис.1.12 это ограничение отмечено затемненной частью рисунка).

Как отмечалось выше, благодаря внедрению GPRS/ EDGE технологий появилась возможность предоставлять мультимедийную услугу MMS. В частности, применение пакетной передача данных в MMS может не ограничиваться только для адресной их передачи, но и создает возможности для реализации многоадресного и широковещательного режимов в виде услуги MBMS [44] с доставкой контента с высокообъемной информацией.

Поскольку основой реализации MMS услуг является опорная сеть GPRS, дополняющая и взаимодействующая с GSM структурой, коротко рассмотрим схему организации предоставления этих услуг.

На основании [45,5] архитектуру сети GSM/GPRS можно представить в виде рис. 1.13. Опорная сеть GPRS строится на своей локальной IP сети, через которую осуществляется взаимодействие сетевого узла GPRS с узлом контроля профиля пользователей и адаптации для передачи контента шлюзовым узлом GPRS, взаимодействующим с Internet/IP-сетью и поставщиками контента и других MMS услуг, билингом и системой поддержки функционирования.

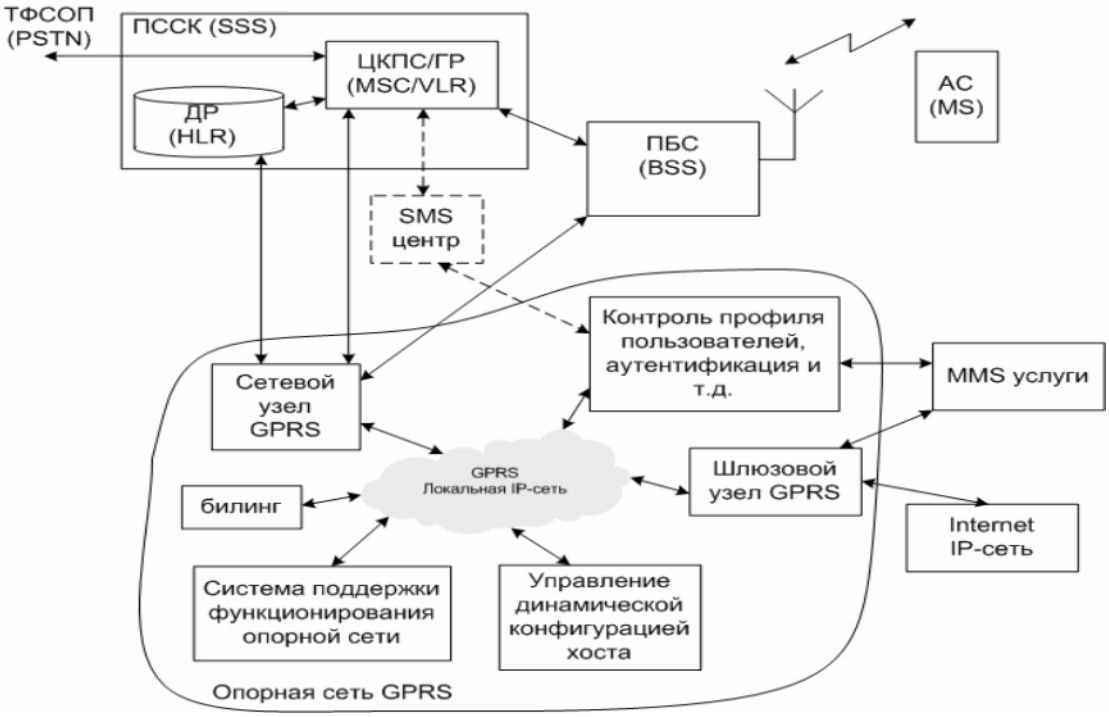


Рис.1.13. Архитектура сети GSM/GPRS для предоставления услуги MMS

опорной сети. Сетевой узел GPRS взаимодействует с ПССК (SSS) и с ПБС (BSS),базовые станции (БС) которой, в отличие от ПБС обычной системы GSM (сравните рис. 1.7), имеют управление пакетной передачей с объединением трафиковых каналов для повышения скорости передачи.

Информирование о передаче MMS абоненту (АС) и подтверждение приема может осуществляться с помощью SMS сообщений через SMS-центр (см. на рис. 1.13 пунктирные обозначения и соединения).

1.5. Передача данных в системах с CDMA и ее развитие в сотовой связи при переходе к системам третьего поколения (3G)

Наметившееся развитие сотовой связи сориентировано на повышение скорости передачи данных с внедрением современных технологий в радиоинтерфейсной ее части, оценка которых должна занимать особое место при анализе перехода к системам 3G**.**

1.5.1. Передача данных в системах с CDMA

Касаясь вопроса передачи данных в действующих системах с кодовым разделением каналов – CDMA (Code Division Multiple Access), можно отметить, что большая часть основных принципов организации системного и сетевого построения схожи с вышерассмотренной системой GSM. Основное отличие – в радиоинтерфейсе систем. Так, в CDMA системе стандарта IS-95 [190] за счет использования 64 видов шумоподобных радиосигналов, получаемых методом прямого расширения спектра, на одной радиочастоте (в соте) организуется 64 канала, из которых 2 используется для синхронизации, 7 – для персонального вызова (Paging), остальные 55 – для трафика. Цифровые (двоичные) сигналы в каждом канале формируются за счет квадратурной фазовой манипуляции (QPSK – Quadrature Phase-Shift Keying) и передаются кадрами (соответственно, с числом временных каналов (окон) равным одному) с определенным началом цикла передачи. Для устранения влияния других соседних базовых станций (сот), работающих на одинаковой радиочастоте, используются различные циклические сдвиги [18]. Для этих же целей используются различные циклические сдвиги для каждой АС.

Передача коротких сообщений может осуществляться по каналу Paging, по которому также передаются параметры системы и сигналы вызова АС. Общая скорость передачи в канале 4,8 или 9,6 кбит/с. В обратном канале доступа от АС – 4,8 кбит/с.

По каналам трафика могут поддерживаться как передача речи, так и данных со скоростями 8,5 кбит/с и 13,5 кбит/с, при скорости используемого сверточного кодирования – ½ или ¾.

Принцип широковещательной передачи во многом аналогичен принципам, рассмотренным для GSM систем.

1.5.2. Развитие передачи данных в сотовой связи при переходе к системам третьего поколения (3G)

Для оценки развития передачи данных в сотовой связи при переходе к системам третьего поколения (3G) необходимо вначале проследить этапы формирования последней концепции развития ПНС.

Международным союзом электросвязи – МСЭ (ITU) при непосредственном участии Европейского института стандартизации в области телекоммуникаций (ETSI – Europen Telecommunication Standarts Institute) разработана концепция глобальной будущей наземной сети телефонной связи (FPLMTS – Future Public Land Mobile Telecommunications System), которая в настоящем именуется IMT-2000 (International Mobile Telecommunications – 2000), а в Европе - UMTS (Universal Mobile Telecommunications Service). В этой концепции показаны возможности развития множества дополнительных услуг, конвергенции услуг подвижной и фиксированной связи не только для передачи речи, данных, но и мультимедийных услуг. Сеть стандартов IMT-2000 рассматриваются как подвижная составляющая глобальной информационной сети, основой которой является Internet.

В рекомендациях ITU-R M.1457 представлены основные положения для создания радиоинтерфейсов IMT-2000, основные принципы которых можно сформулировать следующим образом:

– во всей зоне обслуживания при высокой мобильности достичь скорости 144 кбит/с с перспективой ее увеличения до 384 кбит/с;

– ограниченное покрытие зоны обслуживания при скорости передачи до 2 Мбит/с;

– повысить спектральную эффективность;

– создать условия для большей гибкости при введении новых услуг.

Указанные скорости передачи данных были выбраны по аналогии с сетями ISDN (Integrated Service Digital Network) – цифровыми сетями с интеграцией услуг [43]. Скорость 144 кбит/с применяется в 2B-D канале, 384 кбит/с – в HD канале и 1920 кбит/с в H12-канале.

Условно, с позиций скорости передачи данных, возможности сотовых систем подвижной связи различных стандартов и поколений можно охарактеризовать [43] в зависимости от размеров зоны обслуживания и мобильности (подвижности) АС в виде рис. 1.14.

Основой концепции IMT-2000 является семейство радиоинтерфейсов, определяющих главную отличительную особенность систем третьего поколения от ныне действующих систем сотовой связи [9]. В Европе работа по выбору типов радиоинтерфейса была сосредоточена в ETSI в рамках проекта UMTS и получила название UTRA – Umts Terrestrial Radio Access (наземный радиодоступ системы UMTS). Сеть (Network) радиодоступа (с базовыми станциями и контроллером) называют UTRAN.

Работа по поиску новых стандартов проводилась двумя партнерскими объединениями: 3GPP и 3GPP2 (the 3-rd Generation Partnership Project) [45], в которые вошли не только производители, но и операторы, причем

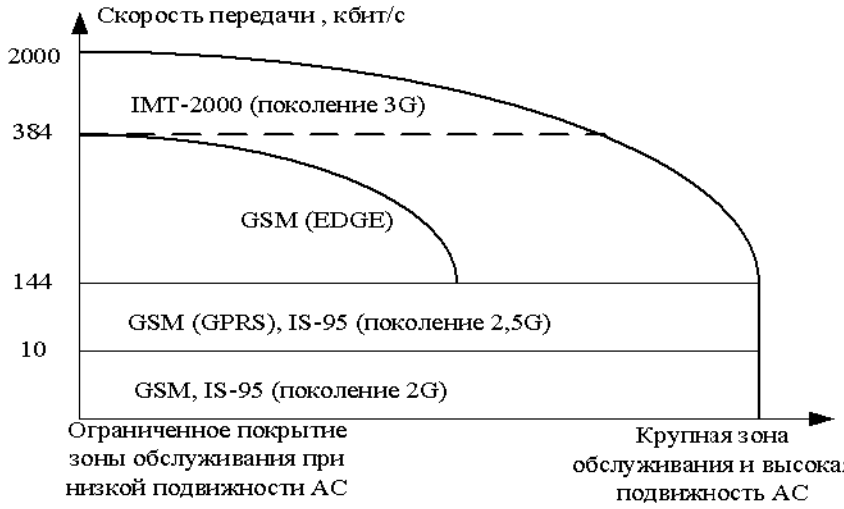


Рис.1.14. Скорость передачи данных в зависимости от размеров зоны обслуживания и подвижности АС

эксплуатирующие совершенно разные технологии – от GSM до cdma One и, естественно, желающие эволюционного развития своих технологий. В результате было принято решение о гармонизированном семействе стандартов для наземной мобильной связи третьего поколения (3G) с возможностью их интерфейсного взаимодействия.

В соответствии с этим решением доступ абонентских станций к услугам IMT-2000 может осуществляться с помощью одного из пяти радиоинтерфейсов:

– IMT-DC (Direct Speeding – прямое расширение) с технологией W-CDMA (Wide CDMA) с прямым расширением спектра несущей с помощью псевдослучайных последовательностей при наличии частотного дуплекса –FDD (Frequency Division Duplex);

– IMT-MC (Multi Carrier – несколько несущих) по технологии и в соответствии стандарта cdma-2000 с тремя несущими и с временным дуплексом –TDD (Time Division Duplex);

– IMT-TC (Time Code – временной код), предусматривающий работу с временным дуплексом в режиме синхронной (synchronizing) CDMA (TD (Time Division) -SCDMA); доступ может быть комбинированным TDMA/CDMA;

– IMT-SC (Singe Carrier – одна несущая) базируется на технологии TDMA (D-AMPS - Digital Advanced Mobile Phone Service) с частотным дуплексом;

– IMT-FT (Frequency Time – частота-время), сочетающий в себе технологии FDM – широкополосной модуляции и TDMA с частотно-временным дуплексом, предназначенный для микросотовой связи DECT (Digital European Cordiess Telecommunications – цифровая Европейская система беспроводной связи).

Заметим, что в первых трех из приведенных радиоинтерфейсов планируется использование CDMA технологии.

Использование этих стандартов в разных странах планируется по разному. *В Европе принят проект IMT-2000 (UMTS) с интерфейсами IMT-DC и IMT-TC. В аналогичном проекте IMT-2000 – радиоинтерфейс IMT-MC и IMT-SC за счет TDMA может служить развитием GPRS технологии до уровня*

EDGE в GSM системах. Касаясь радиоинтерфейса IMT-FT, можно отметить, что он конкретно ориентирован на микросотовые сети.

При разработке вышеуказанных стандартов было принято несколько важных рекомендаций, среди которых следует отметить такие как – предоставление услуг требующих разных скоростей передачи (не только по запросу пользователя, но и в зависимости от условий и качества приема) и применения пакетной передачи данных.

В соответствии с этим, структура сотовой сети претерпела некоторые изменения (см. рис.1.15). В отличии от схемы – рис.1.7 подсистема сети и коммуникации – ПССК (SSS) выполняет не только функцию коммуникации каналов (CS – Channel Switching) с помощью коммутатора каналов (КК) – MSC (Mobile Switching Centre) через шлюз (ШКК) GMSC (Gateway MSC), осуществляющий связь с «внешними» сетями (например – с ТФСОП), а также - функции коммутации пакетов (PS — Packed Switching) с помощью

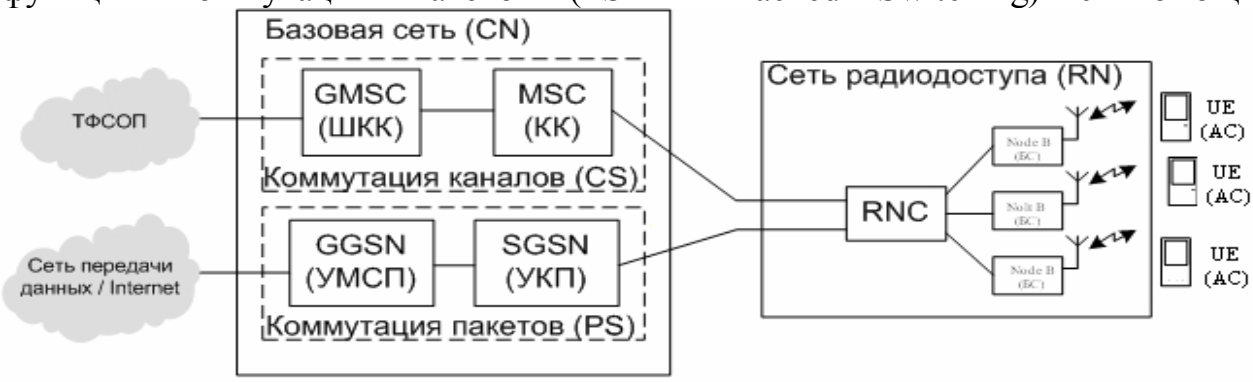


Рис.1.15. Упрощенная схема сети UMTS

узла коммутации пакетов (УКП) – SGSN (Server GPRS Service Network) через узел (шлюз) межсетевого перехода (УМСП) GPRS к внешним сетям передачи данных– GGSN (Gateway GSN). Такой комплекс именуется как «базовая сеть» – CN (Cone Network). (На рис. 1.15 не указаны узлы VLR и HLR, взаимодействующие с GMSC и GGSN).

Сеть радиодоступа (RN - Radio Network) на этой упрощенной схеме включает в себя контроллер радиосети (КРС) – RNC (Radio Network Controller), представляющий собой «точку» доступа к CN, управляющий ресурсами радиосети, и базовые станции – БС (Node - B), которые преобразуют поток данных (в том числе и речи) для их.радиообмена с абонентскими станциями (АС) – UE (User Equvipmen – абонентское оборудование), работающими в двух стандартах (UMTS/GSM). Подробно сеть радиодоступа для Европейского проекта UTRAN рассмотрена в [9].

В перспективе планируется всю систему перевести на одну универсальную сеть, полностью базирующуюся на IP-технологии. Применение для этих целей сегодняшней версии протокола Internet сети (IPV4) в перспективе нецелесообразно из-за ограниченной его адресной емкости, поэтому для мобильного интернета, когда каждой АС (UE) будет присвоен свой IP-адрес, планируется использование новой версии - IPV6, которая не только удовлетворяет адресной емкости, но и позволяет улучшить качество услуг и безопасность передачи информации.

Важной задачей является стыковка IP протокола с протоколами радиоинтерфейса. Решение этой задачи в сотовой системах стандарта IMT-MC-450, которые нашли применение в отдельных регионах нашей страны, сделано с помощью системы протоколов IMT-MC 1X [29]. Проходя через эту систему протоколов, к пакету данных добавляется служебная информация в виде заголовка (т.е. осуществляется «инкапсуляция») и в итоге такие инкапсулированные пакеты «вписываются» в кадры радиопередачи. В системе IMT-MCAX предусмотрен режим изменения скорости передачи от 9,6 до 307,2 кбит/с, которые могут возникнуть из-за изменения числа активных пользователей (т.к. между ними происходит перераспределение скорости). В перспективе планируется увеличение максимальной скорости передачи, что практически подтверждено в условиях низкой подвижности АС на ограниченных участках зоны обслуживания.

В IMT-MC-450 используется диапазон 450 МГц, что сложилось исторически – за счет высвобождения этого диапазона при сворачивании аналоговых систем NMT-450. Хотя для сетей IMT-2000 в МСЭ рекомендованы два участка радиочастот: 1885…2025 и 2110…2200 МГц.

Причём в Европе,UMTS, для работы с частотным дуплексом – FDD (радиоинтерфейс IMT-DC) выделены (рекомендованы) полосы радиочастот 1920…1980 и 2110…2170 МГц (ширина спектра радиосигнала W-CDMA может достигать 5 МГц), а для работы с временным дуплексом – TDD (IMT-TC) - 1900…19200 и 2010…2025 МГц.

Следует заметить, что в настоящее время ряд ведущих российских операторов сотовой связи внедряют системы -3G на базе IMT-DC (технология W-CDMA с FDD)..

Как отмечалось выше, одним из важнейших приложений в сетях сотовой связи является предоставление MMS услуги. Рабочей группой 3GPP предложен вариант MMS сети, показанный на рис. 1.16.

Особенность этого варианта – возможность взаимодействия в ней сотовых сетей различных поколений. Кроме того, в этом варианте учитывалось, что также как и SMS, MMS являются открытыми промышленными стандартами, и сообщения могут передаваться с использованием существующих сетей и протоколов.

Основные принципы работы схемы на рис. 1.16 сводятся к следующему (подробно описание этой схемы приводятся в прилож. № 1.5). Идеологи MMS определили всех участников процесса доставки MMS-сообщения [5], как MMS-среду. Ядром услуги MMS служит MMS-центр. Он включает MMS-сервер и MMS-коммутатор. Именно MMS-центр сети, в которой находится АС, отправляющий MMS-сообщение, отвечает за его доставку абоненту. При невозможности оперативной доставки MMS-сообщения адресату MMS-центр обеспечит его временное хранение. Связь между сетями происходит по IP-протоколу.

Оценка качества предоставляемых услуг производится по всей цепи их доставки – от доступа к услуге – до доставки услуги пользователю. Основой,

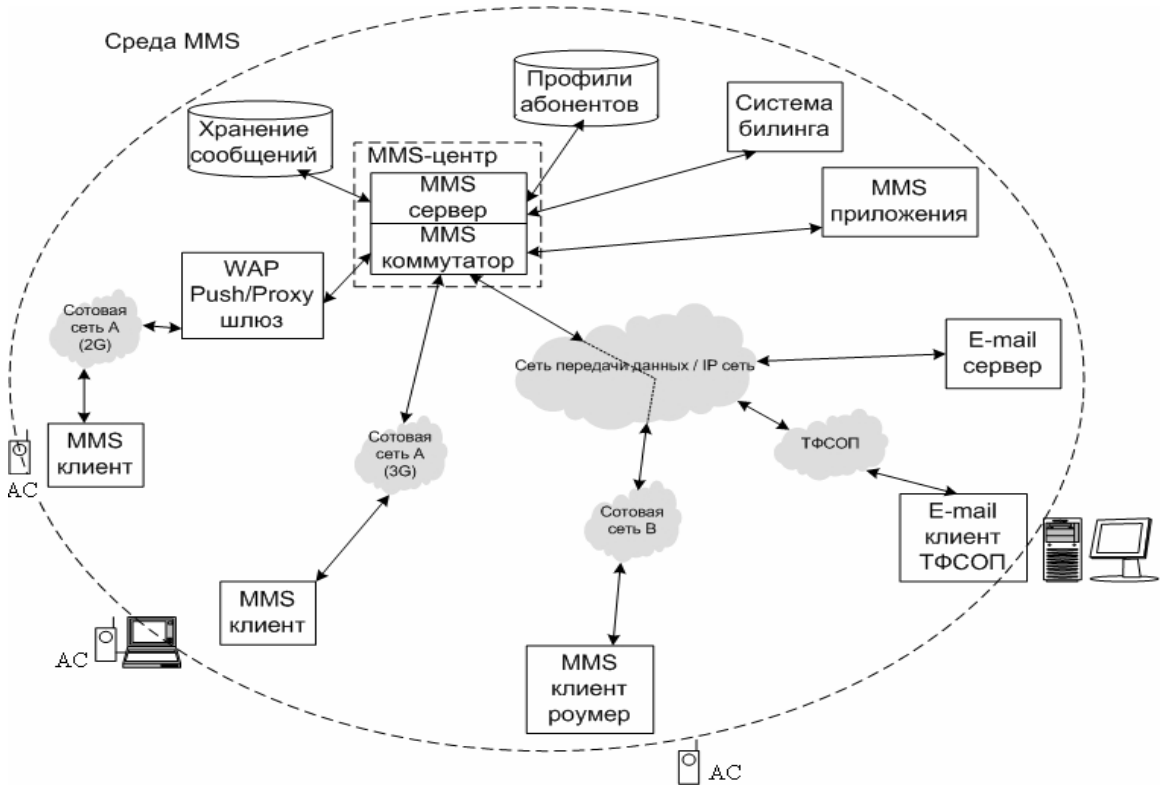


Рис.1.16. Структурная схема предоставления MMS услуги в ПНС сотовыми системами различных поколений

определяющей качество предоставляемой услуги в сетях подвижной связи [4], являются технические показатели QoS (Quality of Services – качество услуг связи). Уровень обслуживания на основе показателей QoS может быть договорным на основе оговоренного класса качества – SLA (Service Level Augment). Не касаясь подробностей множества классов параметров качества для различных конкретных услуг, отметим лишь требования к двум параметрам для систем IMT-2000 (UMTS) при работе в режиме реального времени [4]:

– коэффициент ошибочных (вероятность ошибки) принятых битов данных – BER (Bit Error Rate) должен находиться в пределах $1 \cdot 10^{-3} \ldots 1 \cdot 10^{-7}$;

– время задержки передачи данных – t_{max}=20…300mc.

1.5.3. Перспективы многоадресной и широковещательной передачи данных в сотовой связи

С введением пакетной передачи данных для их широковещательного распространения появляются новые возможности. Планируется создание мультимедийной услуги на основе широковещательной и многоадресной передачи данных – MBMS (Multimedia Broadcast and Multicast Service), предложенной организацией 3GPP [45]. Во многом схожий проект под названием “сервис широковещательной и многоадресной передачи” (BCMCS) предлагается группой 3GPP2 [45].

Широковещательные услуги (ШВУ) и многоадресная передача (МАП) по сути дела организованы соединением “точка – много точек”, когда пакеты данных одновременно передаются от одного источника нескольким адресатам ШВУ подразумевает возможность доставки какого – либо контента всем пользователям заданной зоны, т.е. по принципу “точка - зона”, например, при

передаче мобильного радио и телевидения или какой-либо другой высокообъемной информации. МАП, как отмечалось выше, относится к услугам, поставляющим только тем пользователям, которые подключились "подписались" к этой услуге, т.е. определённой группе пользователей. В качестве многоадресной услуги может быть предоставление контента в виде новостей, спортивных текстовых и видео сообщений, видеороликов и т.д.

Предоставление таких информационно объемных ШВУ и МАП услуг на основе технологий - 2G практически невозможно [44]. Реализуция этих услуг заложена в новых современных и перспективных системах (сетях) сотовой связи, которые определяют особенности технологии MBMS. Структурно организацию такой MBMS можно представить на основании схемы на рис. 1.1 в виде структуры, показанной на рис. 1.17. В соответствии с рекомендациями 3GPP вводится центр широковещательной и многоадресной передачи (ЦШМП) – BM-SC (Broadcasting and Multicast Center), который взаимодействует с контент провайдерами не только по передаче контент – данных, но и по авторизации абонентов с обменом билинговой информацией. В его функции входят: создание и контроль транспортных каналов MBMS в центральной сети мобильной связи, передача уведомления АС (UE) о предоставленном сервисе (уведомление содержит информацию об идентификаторе многоадресного сервиса, IP – адреса многоадресной передачи, время передачи и т.д., т.е. все, что необходимо для подключения АС к сервису MBMS), генерирование и хранение билинговых записей по передаваемым от провайдера данных (на рис. 1.17 см. БД), управление безопасной передачей данных (особенно при многоадресной передаче). Передача данных из BM-SC в пакетном режиме организуется через GGSN и SGSN (см. рис. 1.15 и 1.16). Из SGSN, при участии контроля активности абонентов в сети – HLR, обмен данными с АС производится через сеть радиодоступа. Она может быть в зависимости от типа мобильной сети или UTRAN или GERAN (GSM/GPRS/EDGE). Данные из GGSN могут передаваться к другим SGSN (сетям). (Сотовый широковещательный центр работает по принципам, рассмотренным выше для схемы на рис. 1.10).

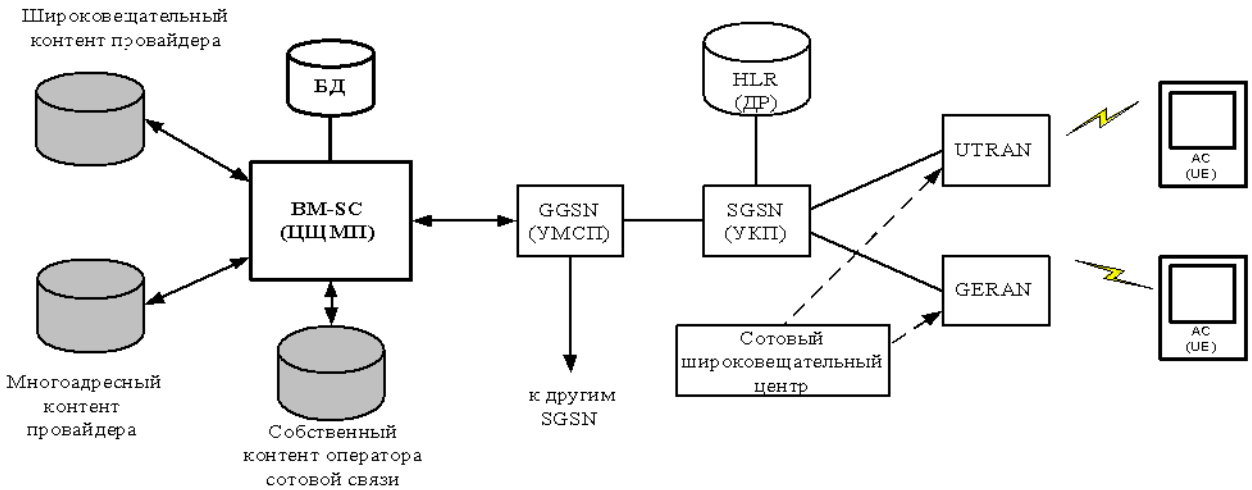


Рис. 1.17. Организация услуги MBMS

Алгоритм процедур для MBMS можно представить в виде следующих этапов:

• Информация по конкретному сервису MBMS передаётся на сервер инициализации сервисов;

• Уведомление об этих сервисах и способах доступа к ним передаются на АС (например, используя специальные каналы уведомления или технологию SMS и MMS);

• Абонент, получивший это уведомление, при широковещательном сервисе просто настраивает АС на канал его передачи, а при многоадресном сервисе – вначале посылает запрос на присоединение к сеансу передачи;

• Перед началом передачи центр BM-SC посылает запрос начала сеанса в узел GGSN, который выделяет внутренние ресурсы и передаёт этот запрос в узел SGSN. Они запрашивают выделение радиоресурсов, необходимых для обеспечения требуемого качества обслуживания (QoS). АС соответствующей группы обслуживания MBMS уведомляются о том, что сервисные данные вскоре начнут передаваться;

• После этого сервер начинает передавать сервисные (мультимедийные) данные в центр BM-SC, который пересылает эти данные в канал передачи MBMS и в итоге они принимаются АС, участвующими в сеансе MBMS;

• При окончании сеанса сервер посылает уведомление об окончании сеанса;

• При многоадресной передаче абоненты, которые хотят “покинуть” сервис, посылают в сеть запрос выхода из сервиса (при широковещательной передаче этого делать не нужно).

Важнейшим звеном в MBMS трансляции является создание выделенных качественных однонаправленных радиоканалов по технологиям пакетной передачи. Для реализации MBMS в сети W-CDMA требуется *три новых логических канала и один физический канал.*

Один логический канал нужен для управления многоадресной передачей (КУМП), который содержит информацию о текущих и предстоящих сеансах MBMS.

Другой логический канал – для программирования многоадресной передачи MBMS, по которому передаётся информация о данных, запланированных для передачи.

Третий логический канал для – многоадресной передачи данных (трафиковый канал).

Новый *физический канал* нужен для индикации уведомления MBMS, по которому сообщается на АС о том, что в канале КУМП есть информация MBMS.

При использовании W-CDMA MBMS [3GPPR,el6] одна полоса несущей частоты 5 МГц потенциально позволяет поддерживать 15 каналов многоадресной передачи данных MBMS со скоростью передачи 64 кбит/с на канал [44].

Технология MBMS поддерживает скорости передачи данных до 256 кбит/с. Заметим, с учётом возможности - экранов портативных АС, можно

использовать [44] для передачи малоподвижных изображений скорость 64 кбит/с, а для высокоподвижных – 128 кбит/с.

1.6. Высокоскоростной радио доступ (Перспективы перехода к системам 4G и NGN технологий)

Рассмотренные выше возможности систем сотовой связи 3G поколения не являются завершением развития передачи данных, поскольку их совершенствование продолжается со стремлением достигнуть уровня 4G. Системы этого уровня вправе называются системами высокоскоростного беспроводного (радио) доступа (ВБД). Технологии развития сотовой связи до этого уровня во многом схожи с технологиями ВБД. Поэтому прежде чем дать оценку дальнейшему развитию сотовой связи рассмотрим, вначале принципы и возможности передачи данных в системах ВБД.

1.6.1. Высокоскоростной радио доступ для подвижной связи и направления перехода к системам 4G технологий

Наиболее трудным звеном в реализации высокоскоростной передачи данных в системах подвижной связи является участок базовая станция (ретранслятор) – мобильная АС (на «последней миле»). Одним из вариантов построения этого звена может быть основано на абонентском радио (беспроводном) доступе с использованием Wi-Fi (Wireless Fidelity) и WiMAX (Word Wide Interoperability for Microwave Access) технологий.

Анализируя типы и назначения протоколов этих технологий, необходимо учитывать реалии и перспективность их использования не только с точки зрения скорости передачи данных, но и с позиций допустимой степени мобильности абонентов, которым передаются (осуществляется обмен) эти данные. На основании [73, 38] на рис. 1.19 приводятся наименования протоколов указанных технологий, показатели скорости передачи данных, степени мобильности абонента (размеры зоны действия) и реальность (сплошные линии) и планируемую перспективу (пунктирные линии) их внедрения.

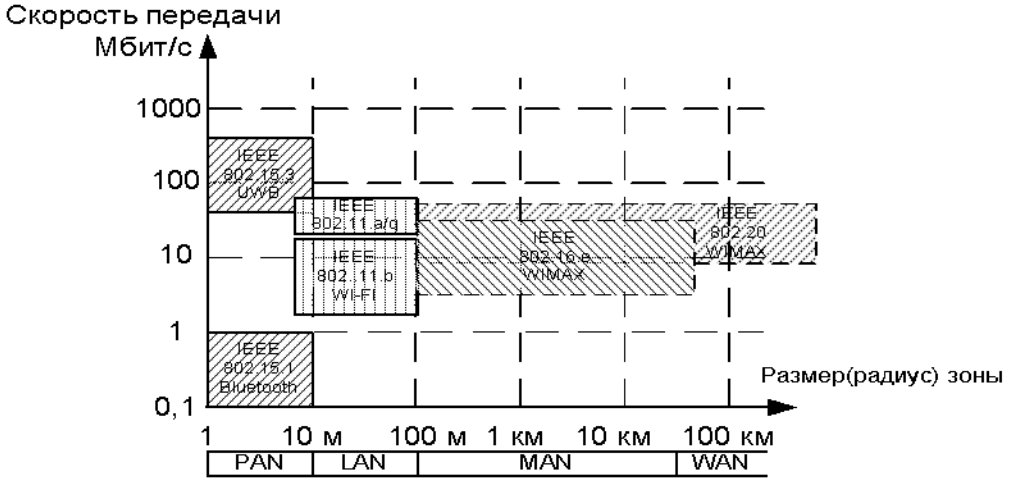


Рис. 1.19. Скорости передачи данных для различных протоколов WI-FI и WiMAX в зависимости от размеров зоны действия радиодоступа

По степени мобильности (размерам зоны действия) системы беспроводных сетей высокоскоростного (широкополосного) доступа можно классифицировать на следующие типы:

– персональные сети (Personal area networks – PAN), ориентированные на покрытие личного пространства человека (домашних помещений) с радиусом действия порядка 10 м,

– локальные сети (Local area networks – LAN) для обслуживания офиса или близко расположенных помещений и территорий вне здания офиса с радиусом действия не более 100 м,

– городские сети (Metropolitan area networks – MAN) ориентированы на обслуживание районов или всего города с радиусом действия порядка 50 км,

– глобальные сети (Wide area networks – WAN) – способны обеспечить соединение и передачу трафика в множестве городов – глобального масштаба.

Все вышеуказанные сети высокоскоростной передачи данных рассчитаны на работу в диапазонах около частот 1; 2; 3; 5 и в ряде планируемых вариантов от 10 до 66 ГГц с использованием широкополосных сигналов.

PAN сети (Bluetooth и UWB – Ultra Wide Band с протоколами 802.15.3 и 802.15.1) с очень низкой мобильностью можно отнести к классу – «бесшнуровых».

Сети LAN основанные на Wi–Fi технологии (протоколы IEEE 802.11.a/q и 802.11.b) имеют небольшую мобильность. Скорости передачи данных могут достигать от единиц до десятков Мбит/с (см. рис. 1.19.). Обычно радиосвязь мобильных абонентов осуществляется от узлов общего пользования (через точку доступа – «хотспот»), обслуживающим соответствующую зону. В свою очередь хотспот связан с магистральной сетью (например, с Internet). Способы этой связи могут быть различными – как проводная, так и беспроводная, например, через направленные ретрансляторы. При определенном развитии Wi-Fi технологии за счет использования «ячеистой» структуры мобильность их может быть увеличена, но полное решение проблемы обеспечения мобильности с равномерным по качеству связи такой «ячеистой» зоны действия при этом не достигается [73]. Все же следует отметить, что Wi-Fi – это реально применяемые технологии. Большинство современных переносных компьютеров снабжены радио блоками Wi-Fi.

Основные характеристики Wi-Fi технологии представлены в табл. 1.4.

В большей степени к категории мобильных систем связи подходят MAN и WAN сети, создание которых было сориентировано на WiMAX протоколы (802.16.e и 802.20) со скоростями передачи до десятков Мбит/с (см. рис. 1.19). Однако, в настоящее время пока эффективное внедрение их используется для работы в режимах «точка-точка» или «точка - много точек», например, от магистральной точки доступа к ретрансляторам или между ретрансляторами.

Наглядное представление использования Wi-Fi и WiMAX технологий и их взаимодействия дано в приложении № 1.6 в виде обобщенной структурной схемы.

Основные характеристики Wi-Fi технологии. Таблица 1.4

Стандарт	IEEE 802.11.b	IEEE 802.11.a	IEEE 802.11.g
Диапазоны радиочастот, ГГц	2,4	5	2,4
*Тип радиосигналов (модуляция)	DSSS	OFDM	OFDM
**Максимальная скорость передачи, Мбит/с	11	54	54
*) DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) – модуляция с прямым расширением спектра;			
OFDM (Orthogonal Frequency Devising Multiplexing) – модуляция с ортогональным частотным разделения спектра. Поскольку технология этой модуляции более адаптивна к среде распространения радиоволн в условиях интерференции, то она используется чаще. Стандартом этой технологии предусматривается 64 поднесущих.			
**) Максимальная скорость передачи распределяется между одновременно работающими пользователями.			

Касаясь WiMAX технологии можно заметить, что стандарты этой технологии достаточно гибкие, с возможностью работы в диапазоне от 2 до 66 ГГц, со значениями полосы занимаемых радиочастот от 1,25 до 28 МГц и адаптивными кодированием и модуляцией.

Автоматический выбор управления и вида модуляции и в том числе поднесущих OFDM сигналов в радиоканале зависит от его качества (отношения сигнал/помеха), и как одной из причин этого - стационарности или мобильности пользователя и размеров зоны действия системы. В соответствии с этим меняется полоса частот радиосигналов и скорости передачи – от единиц до десятков Мбит/с для мобильных терминалов (стандарта IEEE 802.16.e) и - 136 Мбит/с для стационарных пользователей.

В таблице 1.5 приводятся основные характеристики семейства стандарта IEEE 808.16 [73].

Основные характеристики семейства стандарта IEEE 808.16 для WiMAX. Таблица 1.5

Стандарт	802.16	802.16a	802.16e
Дата принятия стандарта	декабрь 2001	январь 2003	Середина 2004
Частотный диапазон	10 – 66 ГГц	2 – 11 ГГц	2 – 6 ГГц
Скорость передачи	32–135 Мбит/с (максимальная скорость для радиоканала шириной 28 МГц)	до 75 Мбит/с (для канала 28 МГц)	до 15 Мбит/с (для 5 МГц-канала)
Модуляция	QPSK, 16QAM, 64 QAM	OFDM 256, QPSK, 16QAM, 64QAM	OFDM 256, QPSK, 16QAM, 64 QAM
Ширина канала	20, 25 и 28 МГц	Регулируемая. 1,5 – 20 МГц	
Радиус действия	2 – 5 км	7 – 10 км. Макс. радиус 50 км	2 – 5 км
Условия работы	Прямая видимость	Прямая и непрямая видимость (возможность работы на отраженных лучах распространения радиоволн)	

Наряду с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) может применяться и квадратурная амплитудная модуляция – QAM (Quadrature Amplitude Modulation) технологии OFDM (OFDM 256 – имеет

256 поднесущих). Заметим, что максимальные скорости реализуются при модуляции 64QAM. Планируется для IEEE802.16e при применение OFDMA (A-Access, т.е. OFDM с множественным доступом) использование нескольких вариантов количества поднесущих от 128 до 2048 и расширение диапазона несущих до 11 ГГц [73].

Подробно характеристики и архитектура передачи данных в системах с WiMAX технологией рассматриваются в [73,11]. Поэтому, не останавливаясь на анализе конкретных внутрисистемных протоколов, отметим, что технологии WiMAX строятся по общепринятой для современных открытых систем OSI (Open System Interconnection) с использованием отдельных уровней семиуровневой модели взаимодействия. Доступ пользователей из физической среды происходит через подуровень управления передачей/приемом к среде MAC (Media Access Control) и в итоге к подуровню конвергенции, который предопределяет доступность работы с транспортными технологиями – цифровой телефонией, IP, VOIP, цифрового телевидения, системами, работающими в режиме асинхронной передачи – ATM (Asynchronous Transfer Mode) и т.д. В разрабатываемом WiMAX стандарте IEEE 802.20, планируемом крнкретно для нужд мобильных абонентов, намечалось достижение скорости передачи до 2 Мбит/с при знчительной подвижности АС [73].

Серьезной конкуренцией внедрению WiMAX технологии явились последние разработки по совершенствованию сотовой связи до уровня 4G. Как отмечалось выше развитие сотовой связи ориентировано на повышении скорости передачи данных. Результаты вышеприведенного анализа показывают, что технология UMTS (IMT-2000) (стандарт UMTS *Rel'99*), соответствующая 3G уровню, совместимая с системами GSM на уровне базовой сети (см. рис. 1.16), обеспечивает скорость до 384 кбит/с (пиковая скорость до1920 кбит/с). (Заметим, что в традиционной W-CDMA при модуляции BPSK (Binary Phase Shift Keying – бинарная фазовая манипуляция), а позднее – 4PAM в восходящем канале и QPSK в нисходящем канале реальные скорости на практике достигали [11] всего - соответственно - 128 кбит/с и 384 кбит/с). Неудовлетворенность этими скоростями определила задачу дальнейшего усовершенствования технологии передачи данных в UMTS. Рассмотрим решения этой задачи.

Работа над стандартами 3GPP ведется поэтапно, релизами (*Release*). Внедрение технологии W-CDMA и дальнейшее развитие UMTS можно проследить с помощью этих релизов [11], рассматривая их как этапы перехода технологий от 3G к более высоким уровням.

Рассмотренный выше стандарт уровня 3G представлен в *Release 99* (1-й квартал 2000 г.), в котором описываются первые сети универсальной системы мобильной связи UMTS, использующие беспроводной интерфейс с широкополосным множественным доступом W-CDMA. Даны характеристики наземной сети радиодоступа UMTS (UTRAN) и рекомендованным сигналам с расширением спектра методом прямого расширения с помощью псевдослучайной последовательности в полосе 5 МГц. Обоснована совместимость UMTS с GSM.

Release 4 (2001 г.). Внесены изменения в стандарт, в частности представлена полностью – IP базовая сеть.

Release 5 (2002 г.). Добавлена технология HSDPA - высокоскоростная пакетная передача данных в нисходящем канале (условно относится к поколению 3,5G). Пиковые скорости передачи данных в нисходящем канале – 14,4 Мбит/с, в обратном – 2,0 Мбит/с. На практике наибольшая скорость в нисходящем канале достигалась до 7,2 Мбит/с.

Release 6 (2004 г.). Добавлена технология HSUPA – высокоскоростная пакетная передача данных в восходящем канале (условно относится к поколению 3,75G), позволяющая увеличить скорость в этом канале до 5,76 Мбит/с. *Заметим, совместное использование* HSUPA *и* HSDPA *технологий стало называться* HSPA-High Speed Packet Acces (*высокоскоростной пакетный доступ*).

Release 7 (2007 г.). Предложены способы уменьшения задержек и развития технологий HSPA (HSPA+ или HSPA Evolution) и EDGE (EDGE Evolution): теоретическая пиковая скорость возросла до 42 Мбит/с в нисходящем и до 11 Мбит/с в восходящем каналах.

Обобщая приведенные этапы усовершенствования технологии UMTS, дополняя их данными о применяемых видах модуляции и учитывая практические результаты их использования, можно сформулировать следующие заключения:

• Важным шагом в этом развитии является технология HSPA-High Speed Packet Access (высокоскоростной пакетный доступ) [11,153], «вписывающаяся» в полосу W-CDMA 5 МГц. С использованием частотного дуплексирования (FDD) и QPSK либо 16- QAM модуляции в нисходящем канале, а в восходящем канале – BPSK либо QPSK, позволяют получить скорости передачи соответственно 14 Мбит/с и 5,8 Мбит/с.

• Следующим шагом развития HSPA являются технологии HSPA+ [153], в которых используются следующие виды модуляции: в нисходящем канале - 64-QAM либо 16- QAM, а в восходящем канале - 16- QAM. Это позволяет повысить скорость передачи данных до 35 Мбит/с в нисходящем канале и – до 8,3 Мбит/с в восходящем (теоретически, как упоминалось выше, пиковая скорость может достигать 42 Мбит/с в нисходящем и 11 Мбит/с в восходящем каналах).. Этим очевидно объясняется то, что эти технологии характеризуются уровнем 3,5G…3,75G.

Release 8 (декабрь 2009 г.).Полоса пропускания 1.4 – 20 МГц. Для 20 МГц скорость 100 Мбмит/с для нисходящего, 50 Мбит/с для восходящего каналов. Поддерживаются соединения при движении АС со скоростью до 350 км/ч. Зона покрытия одной БС – до 30 км в штатном режиме, но возможна работа с ячейками радиусом 100 км.

Следующим этапом развития сотовых систем 3GPP *Release 8* (декабрь 2009 г.), причем координальным, является версия новейшей технологии Super 3G или LTE (Long Term Evolution). Главное, революционное, их отличие - переход от CDMA к технологии OFDM. Для нисходящего канала применяется модуляция – до 64-QAM и дуплексирование TDD и FDD. Для восходящего

канала используется SC- OFDM (Single-Carrier OFDM) технология. Полоса пропускания канала – от 1.4 до 20 МГц При полосе 20 МГц скорости могут достигать до 100 Мбит/с для нисходящего, 50 Мбит/с для восходящего каналов. Поддерживаются соединения при движении АС со скоростью до 350 км/ч. Зона покрытия одной БС – до 30 км в штатном режиме, но возможна работа с ячейками радиусом 100 км.

В LTE осуществлен переход полностью к IP системе с коммутацией пакетов.

Для наглядного представления вышерассмотренного развития систем сотовой связи от 3G к более высоким уровням в табл. 1.6 показаны в системном виде этапы этого развития.

Этапы современного развития и перспективы сотовой связи. Таблица 1.6

Стандарт,№релиза3GPP, год (уровень поколения)	Вид модуляции в нисходящем/ /восходящем каналах	Наивысшие скорости передачи:теоретическая (реальная) в нисходящ./восходящ. каналах, кбит/с	Полоса частот радио канала, МГц
UMTS (IMT-2000) W-CDMA, *Release* 99, 2000г., (3G)	QPSK/BPSK и 4PAM	1920/384 (384/128)	5
UMTS/HSDPA,*Release 5,* 2002 г. (3,5G)	QPSK либо 16- QAM/ BPSK либо QPSK	14000/2000(7200/менее 5800)	5
HSPA/HSPA+, *Release 7,* 2007 г.(3.75 G)	64-QAM либо16- QAM/ 16- QAM.	42000/до11000 (до 35000/до 8300)	5
LTE *Release 8,*декабрь 2009 г. (3,9G)	OFDMA(64-QAM)/ SC - FDMA	100000/50000 (в среднем 70000) при полосе канала 20 МГц	от1,4 до 20

Развитие технологии LTE будет продолжаться в соответствии с работой над новым стандартом 3GPP *Release* 10 (LTE Advanced). К настоящему времени уже сформированы основные требования, которым должен удовлетворять этот стандарт [139], По сути это требования мобильных сетей четвертого поколения (4G):

– полоса частот пропускания в нисходящем радиоканале - 70 МГц, в восходящем – 40МГц;

– максимальная эффективность использования спектра в нисходящем радиоканале – 30 бит/с/Гц, в восходящем–15бит/с/Гц (втрое больше, чем в LTE);

– полная совместимость и взаимодействие с LTE и другими 3 GPP системами.

Для внедрения таких сетей предполагается использовать более широкие радиоканалы (до 100 МГц), ассиметричное разделение полос пропускания между нисходящими и восходящими каналами в случае частотного дуплекса, более совершенные системы кодирования и исправления ошибок, гибридную технологию OFDMA и SC - FDMA для восходящего канала, а также передовые решения в области антенных систем.

При всем громадье планов в технологии LTE ограничимся результатами сравнения LTE с WiMAX технологией по допустимой скорости передачи

данных, ориентируясь главным образом на нисходящий канал при выделенной полосе радиоканала – до 20 МГц. Сравнение, сделанное в [11], показывает, что скорости передачи данных для LTE и WiMAX технологий сопоставимы и могут достигать в среднем порядка 70 Мбит/с.

Однако, как следует из выше сказанного, переход на LTE технологию связан с рядом трудностей, основными из которых являются востребованность дополнительного радиочастотного ресурса для OFDM сигналов и необходимость создания двух режимных АС.

Подытоживая оценку передачи данных в ПНС, нельзя не отметить перспективы реорганизации инфраструктуры сетей фиксированной связи, с которыми должны взаимодействовать системы ПНС.

1.6.2. Перспективы реорганизации инфраструктуры сетей связи для передачи данных

Для реализации систем связи с большими скоростями передачи данных мультимедийного уровня, необходима реорганизация всех сетей связи (скажем городского или межрегионального уровней), т.е. – постепенный переход к сетям следующего поколения. Такого рода перспективой являются сети NGN (New Generation Networks) с инфраструктурой, на которую планируется поэтапно переводить существующие сети связи. NGN – это единая сеть, которая обеспечивает многочисленные услуги (передачи речи, данных, видеоинформации и т.д.), предоставляемые на различные терминальные устройства, как стационарные, так и мобильные [72]. Причем все эти услуги и приложения к ним могут обеспечиваться через канал доступа на все терминалы пользователя (см. рис.1.1), независимо от того, какой это канал проводной или беспроводной.

Основой построения такой сети служит пакетная передача данных с Internet протоколом (IP), т.е. все услуги транспортируются по общей IP-сети. IP-протокол на сетях NGN может стать универсальным «сервисным интергратором» для телефонии, передачи данных и видеоприложений, в том числе и услуг Internet сети. Поскольку с помощью IP-протокола начинается и заканчивается обработка поступающей информации непосредственно в терминалах, сеть становится «прозрачной» от одного пользователя до другого, что значительно унифицирует работу служб управления и обслуживания такой сети.

Таким образом, при дальнейшем решении проблемы высокоскоростной передачи данных планируется реструктуризация инфраструктуры построения сетей связи, взаимодействующих с традиционными службами мобильной связи через соответствующие шлюзы доступа.

1.7. Обобщение результатов оценки передачи данных в подвижной наземной связи

Одним из основных параметров систем передачи данных ПНС является скорость передачи данных. Поэтому обобщение результатов оценки

вышерассмотренных систем целесообразно провести по этому параметру. Считая, что каждая из рассмотренных систем является определенным этапом в эволюции передачи данных ПНС, динамику роста скорости передачи данных можно проследить в зависимости от этих этапов. На рис.1.20 показана эта зависимость, позволяющая наглядно сравнить рассмотренные системы передачи данных.

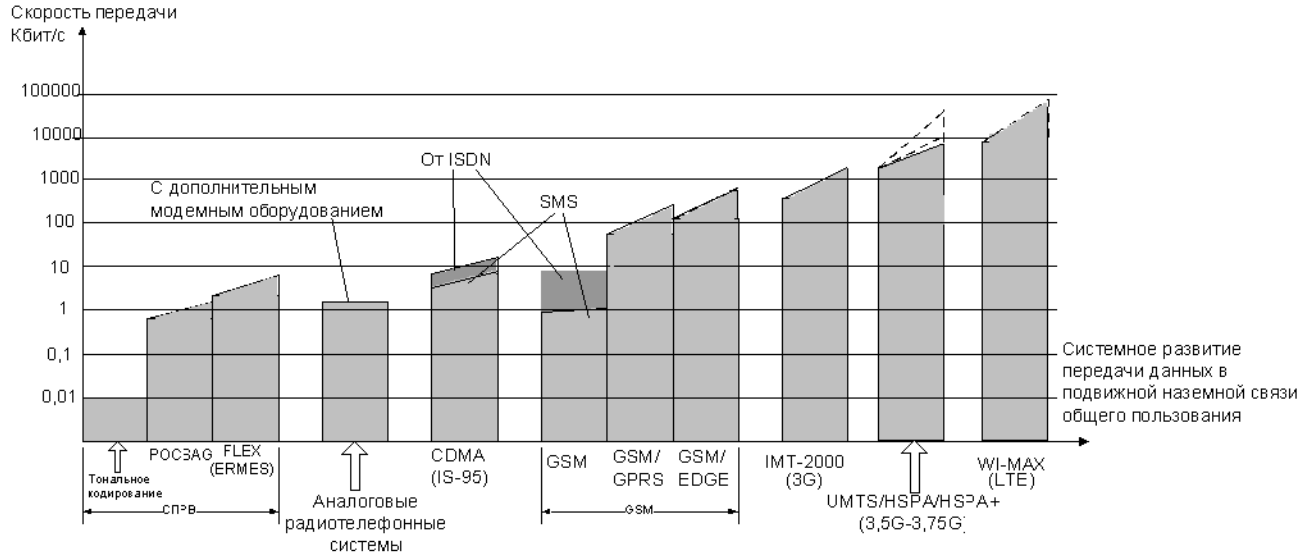


Рис. 1.20. Обобщенное представление о системном развитии передачи данных в подвижной наземной связи общего пользования

Замечания к рис.1.20:

• На рисунке не показаны характеристики для транкинговых систем и Wi-Fi технологий. Транкинговые системы относятся к профессиональной (ведомственной) связи, и их структурное развитие в основном идет по пути аналогичному для сотовых систем общего пользования. (Например, для действующих систем цифрового стандарта TETRA скорость передачи (см. раздел 1.3) может достигать от 7,2 до 28,8 кбит/с). Характеристики Wi-Fi– технологий не показаны по причине ее низкой мобильности из-за LAN назначения.

• Характеристики WiMAX и LTE объеденены в одну гистограмму в силу их практического сходства.

• Пунктиром показаны характеристики, которые ожидаются в перспективе.

Прослеживаемая значительная динамика роста скорости, а следовательно и объема передачи данных (информации) в ПНС, позволяет задаться вопросом о возможностях и потребностях восприятия возрастающей передаваемой информации [3] пользователями, и причем поступающей не только от ПНС, а от всех источников информации. Для этого необходимо знать величину общей информатизации населения с учетом его территориального размещения, наличия и количества источников информации.

С этой целью определим принципы методики оценки «территориальной информатизации населения». Информатизация населения осуществляется с помощью средств массовой информации – СМИ (телевидения, радиовещания, периодической печати), средствами связи (проводной и подвижной телефонии)

и передачи данных (Internet, сотовой связи, пейджинга, телеграфа, системами оповещения и т.п.).

В отличии от традиционных таких оценок (например, определения «Индекса готовности регионов к информационному обществу» [26]) предлагаемый вариант основывается на определении информационного потока (ИП) от различных источников информации [88,116,115]

$$ИП = \sum_{i=1}^{n} B_i, \qquad (1.7.1)$$

где: *Bi* – скорость передачи потоков информации, поступающих из *n* источников информации, наличие которых имеется в заданном месте (регионе). Заметим что *Bi* характеризует объем информации, передаваемый (получаемой) в единицу времени.

С учетом населения региона –*N* и доли населения, которая получает информацию от какого-то конкретного источника – N_i, в виде вероятности ориентации на этот источник $p_i = N_i/N$, территориальную информатизацию населения (ТИН) можно характеризовать величиной

$$\text{ТИН} = \sum_{i=1}^{n} p_i B_i, \text{ [бит/с]}. \qquad (1.7.2)$$

Следует заметить, что значение p_i для различных источников может меняться во времени (например, возрастать в пользу телевидения при трансляции каких-то интересных большинству программ).

Такой вариант (принцип) оценки информатизации применим не только для радио и элетро систем связи и вещания, где битовая скорость определяется традиционными способами, но и для других видов доставки информации. Например, существующие современные методы передачи по каналам связи текстово - иллюстрационного материала для периодически издаваемых газет также позволяют оценить информативность доставки этих материалов в виде битовой информационной скорости, а в итоге с помощью ТИН.

1.8. ВЫВОДЫ

Основные результаты первой главы заключаются в следующем:

1. Предлагается и обосновывается обобщенная структурная схема (модель) передачи данных в ПНС, основанная на многовариантных принципах доступа, с использованием которой проводилась дальнейшая оценка различных систем и сетей ПНС.

2. В результате анализа принципов организации передачи данных (сообщений) в системах персонального радиовызова – СПРВ (пейджинге) показано, что в качестве основополагающей (базовой) системы для сравнения передачи данных в системах ПНС целесообразно использовать СПРВ. Для СПРВ определены максимально возможные скорости передачи данных.

3. В результате оценки способов передачи данных в транкинговых системах связи определены максимальные скорости передачи данных, увеличение которых возможно при переходе таких систем на сотовые структуры построения.

4. Проанализированы варианты передачи данных в сотовой связи GSM стандарта при SMS, GPRS и EDGE технологиях. Определены практически возможные и потенциально максимальные скорости передачи данных для этих технологий. Получено соотношение для определения скорости разно вариантной передачи данных по радиоинтерфейсу в ПНС с временным уплотнением каналов. Дана оценка архитектуре сети GSM/GPRS/EDGE для предоставления мультимедийной услуги (MMS).

5. Проведено сравнение передачи данных в CDMA сотовых системах с системами GSM и определены перспективы развития передачи данных в сотовой связи при переходе к системам третьего поколения (3G). Дана оценка влиянию мобильности АС на скорость передачи данных в системах сотовой связи различного уровня. Охарактеризованы особенности структурной схемы совместного предоставления MMS услуги сотовыми системами различных поколений.

Дана оценка принципам и перспективам многоадресной и широковещательной передачи данных (MBMS) в сотовой связи. Приводится описание алгоритма поэтапных процедур для предоставления MBMS услуги и анализируются возможности и особенности организации каналов радиоинтерфейса систем 2G - 3G поколений для предоставления этой услуги.

6. В результате анализа высокоскоростного широкополосного беспроводного (радио) доступа для подвижной связи определены перспективы перехода к системам 4G технологий. На основании сравнения Wi-Fi и WiMAX систем широкополосного радиодоступа и технологий HSPA, HSPA+ и LTE сотовой связи показаны особенности их реального использования.

7. Результаты обобщенной оценки передачи данных в ПНС проиллюстрированы динамикой роста скорости передачи данных для поэтапного системного развития ПНС. Предложен вариант методики оценки территориальной информатизации населения на принципах определения суммарного потока от всех исочников информации с учетом его вероятностного расределения между населением заданного региона.

ГЛАВА 2
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ РАДИОВЫЗОВА В ПОДВИЖНОЙ НАЗЕМНОЙ СВЯЗИ

Одно из условий ПНС (как и других видов связи) является адресность связи (т.е. связь с конкретным абонентом или группой абонентов). Для этого организуется «адресный вызов» (вызов на связь). Передача такого «вызова» имеет важное значение не только своей «адресностью», но и в целом для надежности связи.

Понятие «вызова» на общение, на связь, как предупреждение или извещение о чем-либо, очевидно, возникло еще с времен первобытного человека, который делал это с помощью голоса или подручных средств. Не останавливаясь на подробностях глубокой истории «вызова», рассмотрим организацию «вызова» в условиях, когда человечество освоило использование электричества и электромагнитных (радио) волн.

Радиовызов, т.е. вызов с помощью радиосигналов, передача которого может осуществляться вызываемому, свободно перемещающемуся в пределах заданной территории, впервые появился в одной из лондонских больниц (Англия) для вызова в назначенное место медсестер. При его передаче срабатывала звуковая сигнализация вызывных радиоприемников, которыми снабжались медсестры.

Следующим этапом применения радиовызова был вызов (поиск) абонентов на телефонную (проводную) связь при отсутствии этих абонентов у телефона. Кроме этого радиовызов начал применяться для различных средств сигнализации и оповещения населения, а также возникли предпосылки его использования в различных технологических процессах как для передачи соответствующих сигналов обслуживающему эти процессы персоналу, так и непосредственно в системах дистанционного управления.

Адресный вызов стал неотемлемой функцией систем большинства радиотелефонных систем. Причем одним из современных требований к множеству таких систем является организация режимов индивидуального, группового и «экстренного» радиовызовов.(см. например [1,83,174]), что особенно важно в условиях чрезвычайных ситуаций.

Таким образом радиовызов имеет важное практическое значение в технике радиосистем. В полной мере развитие радиовызова с адресной передачей проявилось в итоговых разработках в виде систем персонального радиовызова (СПРВ) [107, 108], которые часто стали называть «поисковыми» системами или «пейджингом», а радиоприемники вызова –«пейджерами». Поэтому, анализируя методы СПРВ, можно дать наиболее полную оценку принципам организации радиовызова различного назначения.

2.1. Эволюция методов и систем радиовызова

Использование радиосигналов (радиоканала) в СПРВ для передачи селективного вызова каждому из абонентов позволяет отнести такие системы к

классу адресных радиосистем, а для крупных СПРВ – к классу многоадресных радиосистем. К тому же, поскольку все основные характеристики таких систем существенно зависят от числа адресов (абонентов) и размеров зоны действия, работы, проводимые по созданию СПРВ, можно подразделить на два направления. Первое – разработки систем вызова для отдельных предприятий с малым радиусом действия и со сравнительно небольшим числом абонентов (до 500). В таких системах используют либо радиоканал на ОВЧ , либо охватывающие соответствующие предприятия индуктивные шлейфы, с помощью которых создается необходимая для приема вызовов напряженность магнитного поля в диапазоне частот от звуковых до сверхзвуковых [16, 137, 104]. Первая система персонального радиовызова (с использованием радиоканала) (1956 г.) относится именно к разработкам этого направления – это система Multiton - «Мультитон» (Англия) [55].

Второе направление – создание СПРВ с зоной действия, определяемой размерами города и его окрестностей или более крупных регионов с числом абонентов, достаточным для удовлетворения потребительского спроса в этой зоне [108]. Такие системы могут быть реализованы только с использованием радиоканала, и их с полным правом можно классифицировать как радиосистемы. Преимущества таких СПРВ общего пользования, включающих в свою сферу обслуживания различные учреждения, очевидны. Как правило, в таких СПРВ используют ОВЧ либо УВЧ радиопередатчик, расположенный в центре зоны обслуживания. Передача сигналов радиовызова в этой зоне обеспечивается в пределах радиуса действия передатчика, поэтому такие системы можно еще отнести к классу радиальных. Если радиус действия одного передатчика не удовлетворяет размерам всей территории обслуживания, то она разбивается на две или более зоны (подзоны), в каждой из которых устанавливается свой передатчик. Такие радиальные системы следует отличать от радиосистем с «сотовой» структурой. Несмотря на указанный радиальный характер типовых СПРВ, нельзя полностью исключить перспективную возможность их применения в виде «сотовых» структур.

Поскольку локальные системы радиовызова можно рассматривать как частный случай крупных СПРВ, рассмотрим развитие СПРВ, акцентируя внимание на такие крупные системы общего пользования. Технические данные наиболее известных таких систем приведены в приложениях № 2.1 и 2.2 (Подробное описание различных видов СПРВ приводится в книге автора-[107]).

Одной из первых разработок крупных СПРВ, рассчитанных на обслуживание 7500 абонентов, является «Система персонального вызова на УКВ» (США) [47] в диапазонах 20...50 или 144...174 МГц. Структурная схема такой системы представлена на рис. 2.1.

Каждый из блоков управления *1* (при полной загруженности системы их восемь), является контрольно-коммутирующим устройством. На клавиатуре этого устройства диспетчером набирается четырехзначный десятичный номер вызываемого абонента, который в виде двоичного кода передается в кодирующее устройство *2,* где он преобразуется в кодовые посылки вызова.

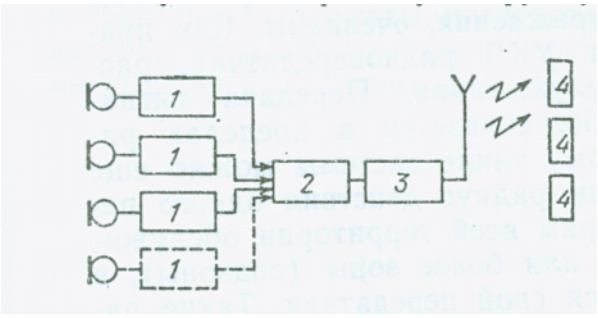


Рис.2.1. Структурная схема «Система персонального вызова на УКВ (ОВЧ)»

Эти посылки представляют собой два гармонических сигнала тональных частот, выбираемых по заданному закону комбинаторики из m=32 используемых в системе частот. Иными словами формирование таких сигналов можно назвать многочастотным комбинаторным кодированием (МЧКК). В рассматриваемой системе используется закон «размещений», с помощью которого моно сформировать $A^2_{m=32}$ кодовых комбинаций – адресов абонентов. Каждый из абонентских приемников вызова имеет декодер, настроенный на конкретную посылку вызова (адрес).

При вызове сформированная такая посылка вызова поступает к радиопередатчику 3. Излучаемые радиосигналы вызова включают звуковую сигнализацию только того абонентского приемника вызова *4,* декодер которого настроен на эту передаваемую посылку. Услышав звуковой сигнал, абонент нажимает на приемнике кнопку прослушивания и слышит речевое сообщение, которое передается диспетчером вслед за передачей сигналов вызова. Включение микрофона для передачи речевого сообщения диспетчера и контроль включения передатчика осуществляются через блок управления. (Параметры рассмотренной системы приводятся в приложении № 2.1).

Важным шагом в дальнейшем развитии принципов построения и структуры персонального радиовызова явилась система «Беллбой» (Bellboy) (США) [169,158,165,161], схема которой показана на рис.2.2,а. Кодирующее устройство представляет собой так называемую контрольно-оконечную станцию (терминал), которая непосредственно связана с городской телефонной сетью. Благодаря этому, вызов абонента осуществляется с помощью обычного - телефонного аппарата. Набирается семизначный номер вызываемого абонента: первые три цифры используются для установления соединения через телефонную сеть *1* с терминалом СПРВ *2*, последние четыре – для преобразования в кодированные сигналы вызова. Полученные в терминале кодовые сигналы вызова посылаются к одному или нескольким радиопередатчикам 3, и в итоге – абонентскому приемнику вызова 4. Вызывающий получает речевое сообщение «Вызов абоненту послан».

Речевое сообщение вызывающего не передается, благодаря чему наиболее эффективно используется радиоканал и возрастает скорость передачи вызовов.

Терминал системы «Беллбой», структурная схема которого представлена на рис 2.2, б, состоит из схемы обработки сигналов вызова и цепей управления радиопередатчиками. Формирование и передача сигналов вызова происходит следующим образом.

а) б)

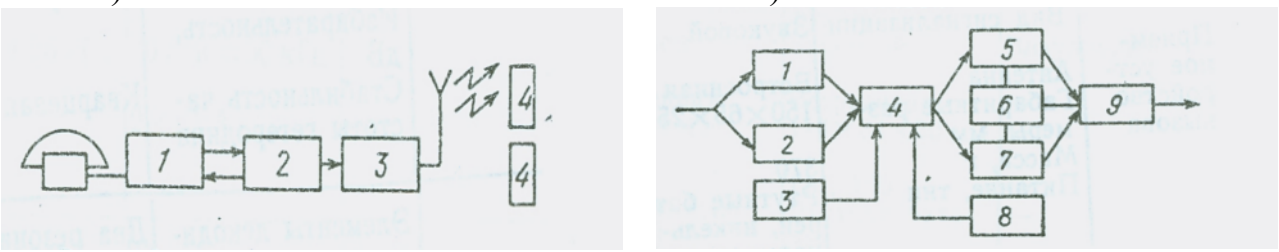


Рис. 2.2. Структурные схемы системы (а) и терминала (б) «Беллбой»

Двоичная кодовая комбинация набираемых последних четырех цифр из телефонной сети поступает на входные регистры *1, 2*. Принятый номер затем попадает в блок контроля регистров *4,* где с помощью преобразователя контроля числа *8* проверяется принадлежность данного номера к группе номеров, предназначенных для системы «Беллбой). Если результат проверки отрицательный, то в блоке контроля регистров коммутируются цепи для передачи вызывающему лицу коротких звуковых сигналов. Если же результат положительный, принятое число пропускается блоком контроля регистров в свободную цепь накопления 5 и 7. При этом в блоке контроля регистров происходит коммутация цепей для подключения блока ответа вызывающему *3* и в телефонную сеть передается речевое сообщение «Вызов абоненту послан». Цепи накопления служат своеобразным буфером поступающих из телефонной сети сигналов. Они собирают сразу несколько номеров. Это обусловлено тем, что запросы на вызов принимаются быстрее, чем передаются сигналы радиовызова. Схема управления накопителем *6* выбирает принятые номера в порядке поступления запросов на вызов. Каждая цепь накопления соединяется с преобразователем кода *9,* где принятый номер преобразуется в соответствующую кодовую комбинацию вызова, передаваемую к цепям управления радиопередатчиками. Для большей надежности приема радиовызова каждая кодовая комбинация передается трижды.

В системе «Беллбой» применяют МЧКК по сочетаниям, при котором в качестве кодовых сигналов используется набор частот, передаваемых одновременно (параллельно). (Параметры этой системы приводятся в приложении № 2.1).

Опытный образец СПРВ с параметрами аналогичными системе «Беллбой» был разработан также отечественными специалистами.

Другой вариант кодирования используется в СПРВ «Покет Белл» (Pocket Bell) (Япония) [160, 159]. Система рассчитана на 10 тыс. абонентов, избирательный вызов которых осуществляется с помощью кодовых посылок, сочетающих в себе элементы МЧКК как с параллельной, так и последовательной передачей кодовых частот, т. е. применяется смешанное МЧКК. Кодовая комбинация состоит из двух последовательно передаваемых импульсов, каждый из которых образован из двух одновременно передаваемых частот.

Принципы работы системы «Покет Белл» аналогичны системы «Беллбой». Основные параметры системы приводятся в приложении № 2.1.

В системе «Покет Белл», которая была применена в Токио, для передачи сигналов вызова использовалось восемь ЧМ передатчиков, расположенных в различных зонах города и работающих на частоте 150 МГц. При мощности каждого из этих передатчиков 200 Вт радиус его действия в среднем составлял около 5 км [160]. Усовершенствование этой СПРВ планировалось за счет внедрения системы «Супер Белл» (Super Bell) [101], рассчитанной на работу с электронными АТС.

В системе «Ауторуф» (Autoruf) (Швейцария) [162, 185, 184, 187] кодовые посылки вызова состоят из трех последовательно передаваемых импульсов, каждому из которых соответствует одна из 17 частот звукового диапазона, и каждая кодовая посылка передается дважды. Парк абонентов при таком коде определяется числом размещений $N=A317 =17!/(17-3)! = 4080$.

Особенностью Шведской СПРВ [164, 51] является использование для передачи сигналов радиовызова сети радиовещательных ЧМ станций, которые, обладая достаточно широкой полосой частот, позволяют передавать дополнительную информацию - сигналы вызова. Выход на терминал, в котором формируются кодовые комбинации вызова МЧКК, состоящие из трех последовательно передаваемых частот, осуществляется из телефонной сети набором 0040. Для составления всевозможных кодовых комбинаций используют 100 частот, отстоящих друг от друга на 100 Гц в диапазонах 60,7...65,7 и 67,7...72,7 кГц. Подобная разработка была сделана отечественными специалистами.

В системе «Симофон» (Simofoon) (Нидерланды) [183], рассчитанной на работу в диапазоне 80 МГц, каждая из кодовых комбинаций состоит из четырех последовательно передаваемых тональных частот, с помощью которых могут формироваться также шесть дополнительных информационных посылок. Передача любой из этих информационных посылок следует сразу после передачи вызова.

Параметры систем «Ауторуф», Шведской СПРВ и «Симофон» представлены в приложении № 2.1.

Широкое распространение получили СПРВ «Мультитон» (Multiton) (Великобритания) [55, 145]. Эти системы использовались более чем в 70 странах, в том числе и в России. Как отмечалось выше, эта фирма претендует на авторство самой первой разработки СПРВ.

Популярность систем «Мультитон» объясняется не только тем, что они одни из первых были представлены на мировом рынке, но и большой разновидностью их оборудования, выпускаемого с расчетом на обслуживание как малых учреждений с небольшим числом абонентов (до 870), так и для крупных предприятий и даже целых городов с числом абонентов до 10 тыс. Существуют варианты «Мультитон» с передачей речевого сообщения (с приемниками *RA-20, RA*-60, RA-80) или с передачей дополнительной информации в виде определенных звуковых тонов или цифровой индикацией в приемниках вызова. Приемники *RA*-80, как и более ранние варианты – *RA-20, RA-60,* предназначены для приема адресно-вызывных двухтональных комбинаций МЧКК с последовательной передачей кодовых

частот (параметры систем «Мультитон» с МЧКК и указанными типами приемников представлены в приложении 2.1).

В системах «Мультитон» с большим числом абонентов (до 100 тыс.) впервые было применено двоично-цифровое кодирование (ДЦК). В отличие от МЧКК ДЦК основано не на многообразии частотных признаков тональных сигналов вызова, а на использовании бинарных сигналов, отражающих запись номера (цифр) вызова в двоичной форме исчислении. При этом бинарные сигналы могут формироваться непосредственно манипуляцией несущей частоты передатчика, например частотной, фазовой или амплитудной манипуляцией. В системах «Мультитон» с ДЦК использована частотная манипуляция (ЧМн). Поскольку указанные бинарные сигналы можно отнести к классу цифровых, то СПРВ с ДЦК называют цифровыми системами. В таких системах «Мультитон» дополнительная информация передается не в виде речевого сообщения, а в виде дополнительной двоичной кодовой комбинации, которая преобразуется в приемнике в соответствующий вид сигнализации. В зависимости от типа цифровых приемников *(RB-141, RB-150, RB*-151) возможны три вида сигнализации [144]: восьмивариантный звуковой (различающийся длительностью и числом повторений тонов), четырехвариантный звуковой с одноцифровой индикацией (от0 до 9) и восьмивариантный звуковой с четырехцифровой индикацией.

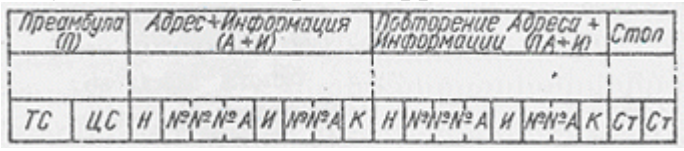


Рис.2.3. Формат сигналов вызова цифровой системы «Мультитон»

На рис.2.3 представлен формат сигналов вызова при ДЦК. Вызовы образуются из последовательно передаваемых четырехбитовых комбинаций. Перед адресом передается преамбула (П), состоящая из 16 бит тактовой синхронизации (*ТС*) и цикловой синхронизации (*ЦС*). Передача адреса и дополнительной информации (А+И) начинается с начальной четырехбитовой комбинации (Н), за которой передается двочно-цифровая комбинация 12 бит трех первых цифр номера адреса *(№№№А*). Затем передаются четыре бита, три из которых являются двоичной кодовой комбинацией дополнительной информации (*Н*). Далее передаются последние две цифры (16 бит) номера адреса *(№№А*). Завершается передача адреса конечной четырехбитовой комбинацией (*К*). Затем повторяется передача адреса и дополнительной информации (*ПА + И*). Заканчивается передача вызова стоповой комбинацией из двух четырехбитовых стоповых посылок (*Ст*).

В приемнике включается сигнализация вызова лишь в том случае, если верно приняты обе адресные комбинации. Такой режим декодирования уменьшает вероятность ложных вызовов.

Каждая цифра номера адреса образуется из четырехбитовой комбинации. Дополнительную информацию можно передавать двумя вариантами в зависимости от выше рассмотренных видов сигнализации приемников вызова.

Когда кодовая комбинация посылки *И* повторяется при первой и второй передаче адреса, то передается звуковая сигнализация. При использовании обеих посылок *И* для передачи дополнительной информации без повторения *И*, когда вторая посылка *И* является продолжением кодовой комбинации первой посылки *И*, может осуществляться четыре вида звуковой сигнализации и одноцифровая индикация.

Если же приемники рассчитаны на восьмивариантный звуковой вызов и четырехцифровую индикацию, то формат вызова может расширяться путем введения последовательно передаваемые двоичные комбинации четырех цифр дополнительной информации *(№№№№И*) в конце посылки вызова перед стоповой комбинацией.

Рассмотренный формат позволяет осуществить групповой вызов абонентов. Так, например, для одновременного вызова группы из 100 приемников в посылках И передается специальная кодовая комбинация (1111), которая заставляет сработать декодер после приема и соответствия лишь первых трех цифр номера (№№№А), игнорируя при этом две последние цифры (№№А). В этом случае вызывают одновременно все приемники, имеющие одинаковые три первые цифры номера адреса.

В качестве двоичных сигналов используют биимпульсные сигналы различной длительности (рис. 2.4,а). За двоичную единицу принят биимпульсный сигнал длительностью 4 мс, за двоичный нуль – длительностью 2 мс.

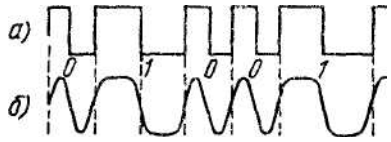


Рис. 2.4. Сигналы в соединительной линии от кодирующего устройства к радиопередатчику «Мультитон»

Особенность таких сигналов - отсутствие в них постоянной составляющей. Для сужения частотного спектра таких двоичных сигналов перед подачей на передатчик их пропускают через ФНЧ, в результате чего форма их приобретает вид, показанный на рис. 2.4, б. Такими сигналами осуществляется частотная манипуляция несущей частоты передатчика с максимальной девиацией ±4,5 кГц. В приемнике вызова после демодуляции двоичные сигналы преобразуются в форму, удобную для их обработки.

Для предупреждения абонента о выходе из зоны действия системы необходима периодически повторяющаяся передача (не реже 1 раза в минуту) преамбулы кодовой комбинации (даже в отсутствие посылок вызова). В приемнике вызова осуществляется счет принимаемых преамбул, и если в течение 184 с. отсутствует прием, то включается сигнализация о выходе абонента из зоны. При значительных интервалах между передачей вызовов длительность посылок тактовой синхронизации (*ТС*) в преамбуле увеличивается до 1,25 с. Это необходимо для «захвата» сигналов вызова (или просто преамбул) в течение времени включения приемника (его сильноточных цепей) устройством экономии энергии источника питания. Это устройство периодически через 960 мс включает приемник на 30 мс.

Если обнаружена преамбула, то питание приемника блокируется до окончания приема всей кодовой комбинации. (Параметры цифровой системы «Мультитон» приведены в приложении № 2.2).

Такая система «Мультитон» была внедрена в Москве («Московский радиопоиск», 1980-1995 г.г.). При двух передатчиках мощностью 250 Вт каждый, работающих на частоте ОВЧ диапазона расположенных в различных районах города с высотой подвеса антенны для одного–360 м и для другого передатчика – около 180 м радиус надежного действия такой системы достигал 58 км. Абонентская емкость могла достигать 10000.

Для формировния сигналов вызова использовалось кодирующее устройство (КУ)– терминал ACCESS 1800, установленное на центральной станции и управляемое диспетчерскими пультами (ДП). На ДП диспетчерами набираются номера вызываемых абонентов и код дополнительной цифровой информации Запросы на вызовы принимаются диспетчерами по телефону. Сформированные в КУ сигналы передаются с помощью модемов по соединительным линиям к радиопередатчикам.

Повышение надежности приема радиосигналов вызова достигалось за счет их двукратной последовательной передачи: диспетчер дважды набирал на ДП один и тот же номер вызова и дополнительную информацию. При этом сигнал повторного вызова вырабатывался в КУ через 16 с во избежание возможной «накладки» одинаковых вызовов в приемнике. Все передаваемые вызовы регистрировались.

Кроме рассмотренных вариантов СПРВ фирмой «Мультитон» разработаны и более крупные системы радиопоиска [55], рассчитанные не только на обслуживание по всему городу, но и целого края с числом абонентов 100000 и более. В структуре таких систем увеличивается число радиопередатчиков и модемов, в терминале используется ЭВМ, управление терминалом может осуществляться не только от диспетчерских пультов, но и от городской или междугородкой телефонной сети.

В [55] отмечается, что вариант такой системы с 60 передатчиками использовался в нескольких областях Канады общей протяженностью 2400 км. Подобная система Британского Почтового ведомства, вначале охватывающая площадь 2330 км^2 Большого Лондона, была расширена через государственную телефонную сеть на всю страну. Схожие системы были внедрены в Гонконге, Ирландии и других странах.

В таких крупных системах предложено использовать цифровой формат сигналов типа POCSAG (Post Office Code Standiration Advisoru Grup) [175]. Разработка и внедрение этого формата (Великобритания), который был принят МСЭ как код №1 для адресного радиовызова, явились существенным вкладом в развитие СПРВ. Благодаря этому формату увеличилась скорость вызовов до 15 в секунду и число абонентов, входящих в эту систему, может достигать 2 млн. Применение помехоустойчивого двоично-десятичного кодирования позволило увеличить объем дополнительной информации: при использовании цифровых приемников *RPR*-322–до 24 цифр, при использовании приемников *RPR352* – до 600 буквенно-цифровых знаков. В этих приемниках

дополнительная информация отображается с помощью индикатора (жидкокристаллического дисплея).

Параметры одной из указанных выше крупных систем, использующими этот формат сигналов, приводятся в приложении № 2.2, а сам формат сигналов POCSAG, ставший одним из наибоее популярных, рассматривался в гл.1, дополнительная оценка которому будет дана ниже.

Интересны разработки Multitone Electronics PLC совместно с фирмами Standard Telephone Laboratories и Plessly по созданию полупроводниковой интегральной схемы для приема и обработки частотно манипулированных высокочастотных радиосигналов известным методом синхронного детектирования [67, 66].

Стремление к расширению зоны обслуживания и увеличению числа абонентов послужило также толчком для развития хорошо зарекомендовавшей СПРВ «Беллбой», дальнейшей разработкой которой явилась так называемая система «Метро-Пэйдж» (Metro – Page) (США) [142]. Эта система рассчитана на обслуживание крупного города с пригородами, важной особенностью которой является ее зональная структура. «Метро-Пэйдж» может обслуживать от 16 зон с емкостью 10 тыс. абонентов до 64 зон с емкостью 300 тыс. абонентов. В каждой из зон используется один или несколько передатчиков. Передача вызова, управляемая единым терминалом, может осуществляться как одновременно во всех зонах, так и в каждой в отдельности. Это свойство позволяет наиболее эффективно использовать емкость кода вызовов, применяя одинаковые посылки вызова для абонентов с различной зоной обслуживания. Для повышения надежности СПРВ используются два взаимно резервируемых терминала.

В отличие от вышеописанных терминалов реализация терминала «Метро-Пейдж» основана полностью на компьютерной технике. Данные о «параметрах возможных вызовов» заранее вводятся в компьютерную сеть в виде специального списка, в котором для каждого из абонентов содержатся следующие данные: номер абонента, тип вызывного устройства, код вызова, правовое положение, зона обслуживания абонента.

Процесс обработки вызовов во многом аналогичен вышеописанной системе «Беллбой». Достоинством терминала «Метро-Пейдж» является универсальность с возможностью обслуживать различные системы радиовызова и в том числе ранее используемыми СПРВ (например, «Беллбой»). Дополнительно было предложено цифровое пятитональное кодирование сигналов вызова. Система совместно с используемыми приемниками «Пейджбой», рассчитанными на такое кодирование[142, 171, 127], получила название «Метро-Пейджбой».

К СПРВ с тональным МЧКК относятся разработки [55] Swissphone, Autophon (Швейцария) и Florian (Франция). Они предназначены для работы в диапазонах около частот 80; 160; 450 МГц с разносом радиоканалов 25/20/12,5 кГц. Абонентская емкость до 100 тыс. Каждая кодовая комбинация вызова содержит пять тональных частот. Время передачи одной кодовой комбинации

около 1,5 с. Может быть предусмотрена передача речевого сообщения. Возможен групповой вызов.

В разработках фирмы General Electric (США) [55] предусмотрена также передача речевого сообщения. Однако, в отличие от большинства других СПРВ с речевым сообщением, вызов передается не сигналом МЧКК, а ДЦК с ЧМн несущей.

Следующим этапом развития и расширения зоны действия СПРВ можно считать разработки систем, позволяющих обслуживать целые районы страны с рядом мелких городов – это так называемые широкозонные СПРВ, одной из представительниц которых является «Система вызова абонента с широкой зоной обслуживания» (Selective Wide Area Paging (SWAP) (Канада) [141], именуемая старым названием «Беллбой». В перспективе возможности этой системы и принципы ее построения позволяют создать СПРВ государственных масштабов. Структурная схема SWAP, испытанная в ряде районов США и Канады и показавшая эффективные результаты, представлена на рис. 2.6.

Весь район обслуживания разбивается на отдельные зоны (на рис.2.5 показаны две зоны: I и II), в каждой из которых установлены несколько радиопередатчиков (*1, 2, 10, 11)* с одним блоком управления-контроллером (3, 7). Число обслуживаемых зон может достигать 30. Запросы на вызов поступают через телефонную сеть зоны обслуживания *(4, 8)* к терминалу (6), расположенному в центре района обслуживания. В набираемом номере первые три цифры используются для коммутации телефонного аппарата к линии терминала, а остальные пять цифр – для обработки в терминале и преобразования в кодовые посылки вызова. Первые три цифры номера,

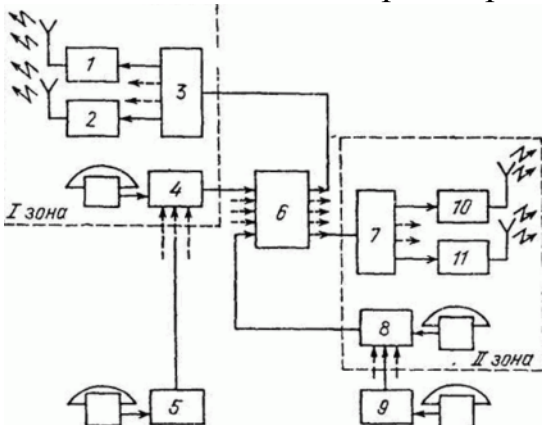


Рис. 2.5. Схема действия системы SWAP

поступающие в терминал SWAP, определяют тип приемников вызова (метод кодирования вызова) и зону (город) обслуживания абонента, а последние две цифры соответствуют номеру абонента. Выход на терминал из района, не обслуживаемого этим терминалом, может осуществляться через межрайонную телефонную сеть *5, 9*.

Обработка номеров в терминале SWAP во многом аналогична вышеописанному терминалу «Метро-Пэйдж» – также используются ЭВМ, и осуществляется ввод списка данных об абонентах. Число обслуживаемых абонентов в этой системе может достигать 30 тыс.

Касаясь вопроса о типах приемников радиовызова, которые могут обслуживаться системами SWAP, следует отметить универсальность этих систем с возможностью их внедрения в различных странах [55, 42]. Поэтому тип приемников радиовызова и, особенно - цифровых, для таких систем может определяться местом их использования, например: «Беллбой», «Моторола» – в США и Канаде, «Мультитон» – в Великобритании и Канаде (в приложении №2.1 приводятся характеристики систем с приемниками «Беллбой»). Активное участие в создании систем SWAP принимала фирма Omicron Data Systems (Канада) [55].

Другим вариантом системы, рассчитанной на обслуживание больших территорий, является Шведская СПРВ MSB-(Mobil Socking – Мобильная связь), использующая сеть ОВЧ ЧМ вещательных передатчиков [175, 12]. (Развитие этой системы получило в варианте RDS (Radio Data System), рассчитанной на передачу широковещательных коротких сообщений).

Вызов осуществляется через телефонную сеть. Вызывающий, кроме четырехзначного номера для выхода на систему MSB и шестизначного номера вызываемого абонента, набирает также и свой телефонный или заранее оговоренный с вызываемым абонентом номер. Из телефонной сети набранные номера поступают в терминал радиовызова и далее передаются к вещательным радиопередатчикам, расположенным по всей стране.

Сигналы вызова: адрес (кодовая комбинация вызова) и дополнительная информация (до 12 цифр) передаются в двоичном коде (тип кода см. в приложении №2.2). Следует отметить, что система MSB явилась развитием рассмотренной выше шведской системы с использованием ОВЧ ЧМ вещательных передатчиков. В системе MSB также используются ОВЧ ЧМ вещательные сигналы, уплотненные сигналами персонального вызова, которые, в отличие от ранней СПРВ, являются не многочастотными, а двоичными. Эти сигналы создаются путем преобразования двоичных последовательностей, поступающих со скоростью 1187 бод, в сигналы относительной фазовой модуляцией (ОФМ) квазигармонической формы с частотой 1187 Гц, которыми осуществляется балансная амплитудная модуляция (амплитудная модуляция с подавленной несущей) сигнала поднесущей частоты 57 кГц. Сигнал поднесущей частоты частотно модулирует несущую частоту ЧМ вещательного передатчика с девиацией ±3 кГц. Такой метод передачи позволяет устранить взаимные помехи между сигналами вызова и стереовещательными сигналами. Дополнительным условием для этого является синхронизация по фазе поднесущей частоты СПРВ со стереопилот сигналом 19 кГц.

В условиях работы системы радиовызова на различных ЧМ вещательных частотах в различных регионах страны в приемниках радиовызова предусматривается сканирование вещательных каналов для обнаружения канала вызова.

Кроме рассмотренной системы следует отметить аналогичный вариант уплотнения FM вещательных каналов сигналами ДЦК на поднесущей частоте 76 кГц, используемый в системах MobiDARC [108, 83, 177].

Среди цифровых СПРВ следует отметить также ряд других разработок, рассчитанных на работу с выделенным (не уплотняющим) каналом. Harris HICAP (США) рассчитана на емкость до 1 млн. кодовых комбинаций вызова [55=52]. Приемники вызова Harris RF-6000, предназначенные для работы в диапазоне 30...60 или 148...174 МГц, рассчитаны на прием двух кодовых комбинаций, каждой из которых соответствует свой тип звуковой сигнализации.

Другая цифровая система *DP-6000* Philips (Нидерланды) [190] рассчитана на ДЦК с передачей дополнительной информации в виде шестизначного номера имеет возможности обслуживать до 10 тыс. приемников вызова как через диспетчера, так и через телефонную сеть.

В разработках объединения ITT [55] есть СПРВ, рассчитанные на цифровой код POCSAG.

В США была разработана цифровая СПРВ со стартстопным форматом сигналов вызова, отличным от формата POCSAG кодированием с использованием кода Голея (32,12) в сочетании с кодом БЧХ (25,7) [175,55]. Японская СПРВ «Покет Белл» также была развита до уровня цифровой передачи вызовов с форматом сигналов, в котором применено сочетание кодов БЧХ (31,16) и (7,4) [175,167]. Параметры этих систем приводятся в приложении № 2.2.

В проектах Tecnomen *OY* (Финляндия) планировалось создание национальной СПРВ [186] в диапазонах около частот 146 и 325 МГц с емкостью не менее 100 тыс. абонентов и возможностью передачи дополнительной информации в виде 10 цифр.

Из отечественных разработок СПРВ общего пользования можно отметить систему ЛУЧ-1В, рассчитанную на работу в диапазоне 146…174 МГц с цифровыми сигналами ЧМн и абонентской емкостью до 1000 абонентов с индивидуальным и групповым вызовом.

Кроме систем широкозонных проектировались и более крупные СПРВ континентальных масштабов. Одним из первых таких проектов был вариант системы «Евросигнал» (Eurosignal) [52, 148]. Эта система планировалась для обслуживания целого ряда западноевропейских стран в виде единого комплекса со множеством зон, на которые должна была разбиваться вся территория вызова с учетом границ этих стран. В соответствии с рекомендациями Европейской Конференции Почты и Дальней связи [European Conference of Postal and Telecommunications Agministrations (CEPT)] в 1968 г. для передачи сигналов персонального радиовызова были выбраны четыре частоты 87,34; 87,365; 87,390 и 87,415 МГц, используемые таким образом, чтобы частоты смежных зон чередовались [148]. Каждая зона обслуживается центральным терминалом. Для равномерного охвата СПРВ в каждой зоне планировалось использовать сеть радиопередатчиков мощностью от 0,2 до 2 кВт. В процессе передвижения абонента из одной зоны в другую приемник переключается на радиочастоту зоны обслуживания. Шеститональное кодирование сигналов вызова СПРВ «Евросигнал» рассчитывалось на обслуживание 100 тыс. абонентов с передачей им четырех различных команд.

Одними из последних достижений в технологии СПРВ стали разработки протоколов (форматов) синхронной цифровой передачи (с ДЦК) сигналов радиовызова с возможностью дополнять их высообъемными сообщениями. Это форматы FLEX и ERMES (см. разд.1.2). Абонентская (кодовая адресная) емкость FLEX достигает миллиардов.

Как следует из вышерассмотренного, в разных странах могут использоваться различные формы передачи радиовызовов. Поэтому при планировании межгосударственных или глобальных сетей радиовызова [144, 105] необходимо или учитывать эти особенности, или выбрать некий единый стандарт формата передачи вызовов. Независимо от этих условий, целесообразно создание универсальной системы обработки и передачи вызовов с различным кодированием, рассчитанной на различные типы приемников вызова, с принципами работы этой системы, подобными вышерассмотренным принципам организации межсистемного взаимодействия SWAP. В такой системе при обработке поступающих из телефонной сети запросов на вызов в терминале предлагается [144] определять не только номер вызываемого абонента, но и район, где следует передавать сигналы вызова, и тип приемника абонента (тип кодирования). С учетом этих предложений для взаимодействия терминалов различных систем удачной разработкой является межсистемный (сетевой) протокол TNPP- Telocator Network Paging Protocol (см. разд.2.6).

Касаясь вопроса выбора единого стандарта для государственных и межгосударственных сетей радиовызова, следует выделить три цифровых формата сигналов: POCSAG, FLEX и ERMES (см. гл.1). Обобщенно передачу таких сигналов можно рассматривать через технологию временного разделения каналов (TDMA) с учетом ее тактовой и цикловой синхронизации. Различие в передаче сигналов по такой технологии может заключаться в режимах работы системы – асинхронном (со стартстопными посылками вызовов), квазисинхронном и синхронном режимах [163, 175].

Особенностью POCSAG является его стартстопный (или квазисинхронный) режим и ограниченная адресная емкость $2 \cdot 10^6$ (при отдельных вариантах использования может достигать $8 \cdot 10^6$). При введение территоиальных признаков нахождения абонентов использование этой емкости может быть увеличено [114] (см.гл.1).

Лучшими по этим показателям являются FLEX и ERMES. Причем по гибкости использования, возможности передавать вызовы с разными скоростями и величинами объемов передаваемых сообщений, применимости для глобальных сетей предпочтительным оказывается формат FLEX.

Рассмотрим особенности применения формата FLEX (основные его параметры приведены в гл.1, разд. 1.2). Следует обратить внимание на его адресную емкость, которая доведена до более чем пяти миллиардов, и достаточно высокие (наибольшие по сравнению с другими форматами сигналов вызова) возможности пропускной способности и скорости передачи вызовов, которые позволяют без особых трудностей расширять сети СПРВ до межрегионального, государственного и межгосударственных уровней.

Синхронная работа протокола FLEX основана на использовании блочной передачи данных кодовыми словами помехоустойчивым кодированием сигналов такого же, как и в POCSAG – БЧХ (32,21,1). Основная структура протокола FLEX рассмотрена в гл.1 (см. разд. 1.2, рис. 1.4) при оценке максимальных скоростей передачи данных в ПНС. Поэтому в качестве дополнения к вышерассмотренному дадим лишь разъяснения «блоку синхронизации» и «блоку данных» формата сигналов и особенностям их передачи по радиоканалу (см. рис. 2.6).

Каждый кадр (фрейм) начинается с синхропосылки, состоящей из двух частей. Первая часть (синхр1 и кадр информ) всегда передается со скоростью 1600 бит/с и содержит данные о скорости передачи, последующей информации, номере текущего фрейма, номере цикла, виде модуляции, поддержке роуминга и т. д. Вторая часть синхропосылки (сихр2) передается со скоростью, указанной в первой ее части.

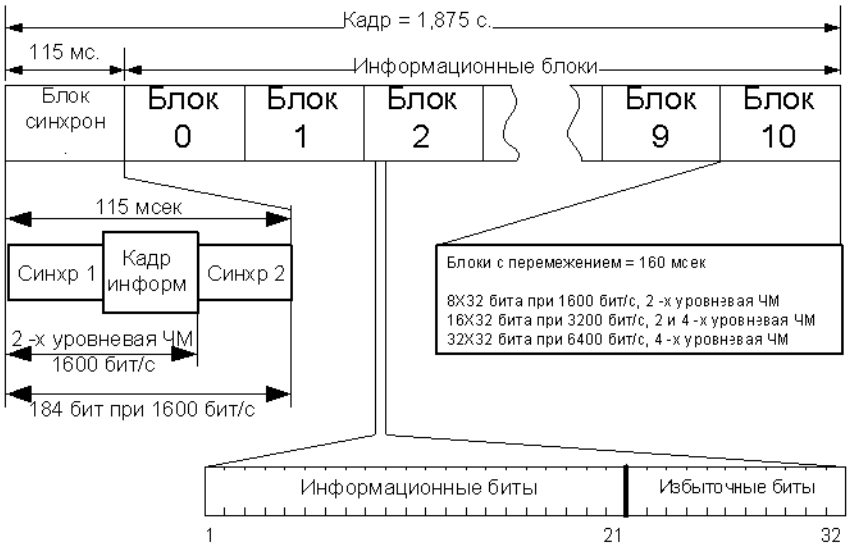


Рис.2.6. Структура блоков синхронизации и данных формата FLEX

Увеличение скорости передачи обеспечивается за счет мультиплексирования с использованием радиосигналов с 2-х и 4-х уровневой частотной манипуляции (ЧМн), вид которых показан на рис. 2.7 и 2.8. На скорости 1600 бит/с степень мультиплексирования равна 1, на скорости 3200 бит/с -2 и на скорости 6400 бит/с -4.

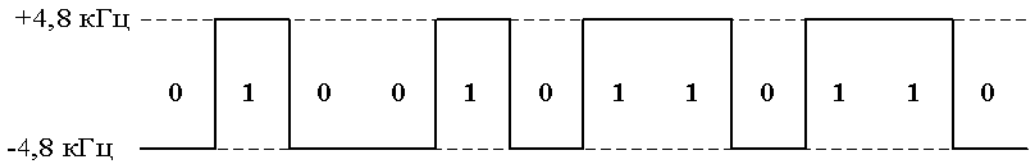


Рис. 2.7. 2-х уровневая ЧМн

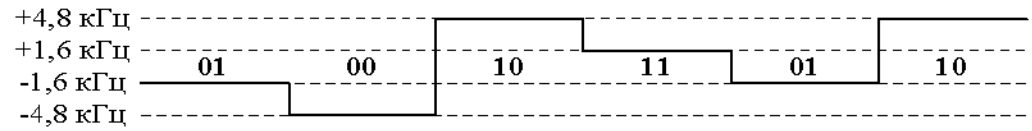


Рис. 2.8. 4-х уровневая ЧМн

В зависимости от скорости передачи информации, указанной в блоке синхронизации, каждый информационный блок информационного пакета может содержать 8; 16 или 32 кодовых слова вида БЧХ (32,21,1), который аналогичен виду, используемому в формате POCSAG (см. рис.1.3=2.7). Передача информации в блоках осуществляется с использованием интерливинга по матрицам размером 8х32,16х32 или 32х32 в зависимости от скорости передачи информации.

В информационных блоках содержатся сведения о структуре блока, адресах пейджеров, структуре сообщения и сообщения (подробно см. гл. 1, разд. 1.2). Пейджер, с заданным для него номером фрейма (кадра), «при просмотре» его обнаруживает или не обнаруживает свой адрес. При обнаружении адреса он ожидает передаваемого ему сообщения, которое передается в указанном блоке фрейма, а при не обнаружении – выключается, дожидаясь вновь прихода своего фрейма.

Формат FLEX совместим с форматом POCSAG для работы в одном радиоканале [79, 105]. Кроме того, развитием использования этого протокола можно считать его доработку до уровня передачи статических черно-белых изображений [117].

Терминальное оборудование для систем с форматами сигналов POCSAG и FLEX строится на принципах рассмотренных выше с автоматической передачей вызова и через диспетчерские службы (см. схему на рис.1.2). Наиболее востребованным можно считать оборудование, выпускаемое фирмами «Motorola» (США), Glenayre Electronics (Канада), Zetron (США) и «Пейдж-Линк Технология» (Россия) [68].

Как указывалось в разд.1.2 развитием FLEX стало его дополнение технологией ReFLEX, рассчитанной на двустороннюю передачу сообщений. В этой технологии предусмотрена повышенная скорость передачи данных и, безусловно, требуется сеть радиоприемных станций («обратного» радиоканала) для приема сигналов от двусторонних пейджеров, которые в отличии от обычных пейджеров имеют встроенный маломощный радиопередатчик.

Существует две версии протокола этой технологии: ReFLEX 25 и ReFLEX 50 [154].

ReFLEX 25 предназначен для радиоканала с полосой пропускания 25 и 50 кГц. При канале 25 кГц скорость может достигать 1600, 3200 или 6400 бит/с, а при полосе пропускания 50 кГц возможна объединенная передача 3-х каналов с такими скоростями. Обратный канал имеет ширину 12,5 кГц и скорость приема 9600 бит/с.

Протокол ReFLEX 50 применяется только при ширине полосы канала 50 кГц на передачу при скорости 25600 бит/с, а обратный (приема) также имеет ширину 12,5 кГц и скорость – 9600 бит/с.

Протокол InFLEXion рассчитан [154] на двусторонний пейджинг, который должен позволить передавать на пейджер в цифровой форме голосовые сообщения. Для работы этого протокола необходима полоса пропускания канала передачи 50 кГц с планируемой скоростью передачи 112 кбит/с. Эта передача предполагает использование 4-х позиционная фазовой

манипуляции (4 - PSK). Обратный канал, как и в вышерассмотренных протоколах, должен иметь полосу 12,5 кГц.

Одной из первых организовала двустороннюю пейджинговую связь в диапазоне 1930 …1990 МГц американская корпорация SkyTel Corp с использованием пейджеров Tango и Access Link компании Моторола. Двусторонняя передача данных осуществляется с помощью протоколов ReFLEX и InFLEXion. При попадании в зону радиосвязи пейджер автоматически регистрируется в сети. При получении сообщения пейджер посылает в сеть подтверждение о получении информации. Пользователь пейджера после ознакомления с сообщением может использовать «заготовленные» ответы «да», «нет», «позвоню позже» и т.д. Вариант ответа выбирается из перечня «заготовленных» ответов, находящихся в памяти пейджера, путем нажатия соответствующих кнопок. Возможен вариант ответа сообщением с пейджера, сформированного пользователем на клавиатуре пейджера. В рассматриваемой системе двусторонний пейджер имеет возможность принимать сообщения длиной до 500 символов и посылать ответные сообщения – до150 символов.

Сервисная сеть SkyTel II-Way обеспечивает надежное взаимодействие между двумя абонентами и возможность посылать сообщения, поступающие по электронной почте Internet.

В качестве примера использования протокола ReFLEX можно привести также СПРВ ARTEL - Advanced Personal TELecommunication (Израиль).

Касаясь крупных пейджинговых систем в России, следует отметить, что началом их интенсивного внедрения с использованием протокола POCSAG, следует считать начало 90-х годов (заметим, что первая городская СПРВ Multiton (см. приложение № 2.2) была внедрена в Москве в 1980 году). Для этих систем выделены радиоканалы с полосой 25 кГц в основном в диапазоне 146…174 МГц и частично в диапазоне около 450 МГц. Практически во всех крупных регионах России были внедрены такие СПРВ. В конце 90-х – начале 2000-х годов в отдельных российских СПРВ был дополнительно внедрен протокол FLEX. В некоторых регионах наряду с системами с выделенным радиоканалом были внедрены СПРВ с каналами вызова, уплотняющими FM вещательные радиоканалы.

Стремлением множества российских операторов пейджинговой связи было создание федеральной сети СПРВ. Ярким примером этого является «Ассоциация операторов пейджинговой связи», включающая в свою сеть не только СПРВ большинства регионов нашей страны, но и государство «Беларусь», т.е. был реализован не только федеральный (многорегиональный), но и межгосударственный пейджинг [189]. Создание таких крупных сетей потребовало решений ряда научных, технических и организационных задач, с которыми успешно справились отечественные специалисты, что можно рассматривать как значительный вклад в развитие пейджинга.

Обобщая оценку СПРВ, нельзя не отметить спутниковые системы адресного радиовызова. Возможность реализации таких систем базировалась на спутниковых системах связи Глобалстар, Инмарсат-ИКО и Иридиум [108, 83,

177], среди которых практически завершенной по внедрению адресного радиовызова можно считать систему Иридиум (США). Глобальность работы Иридиум достигается за счет использования для связи серии из шестидесяти шести низкоорбитальных спутников (высота их орбиты -780 км), через которые была организована ретрансляция сигналов радиовызова, и наземных АС - односторонних абонентских пейджеров. АС автоматически поочередно переключается на прием сигналов с одного спутника на другой в зависимости от его перемещения, а следовательно перемещения зоны радио покрытия им участков земли, в которую попадает АС.

Эффективность таких систем особенно проявляется в местах, где отсутствует какая-либо связь. Однако в городских условиях возникали сложности приема радиосигналов, которые в основном проявлялись в помещениях зданий. Объяснение этому - небольшая мощностью радиосигналов и их сравнительно высокая частота (в диапазоне частот около 1626 МГц), обладающая не лучшими характеристиками проникновения в помещения зданий в условиях непосредственной спутниковой передачи.

Завершая оценку развития СПРВ, следует заметить, что бурное развитие сотовой связи, которая в значительной степени повторила идею передачи пейджинговых сообщений своей услугой SMS (услуга передачи коротких сообщений), отрицательно повлияло на активность развития СПРВ. Хотя следует заметить, что первоначально SMS не предназначалась для массового использования (передача SMS сообщений, например, в GSM сотовой связи (см. гл.1, разд. 1.4) осуществляется по каналам, предназначенным для управления системой). Тем не менее, адресный радиовызов как самостоятельный вид связи сохраняет свою актуальность и востребованность в силу следующих его особенностей применения:

• во-первых, применение адресного радиовызова непосредственно по своему назначению – персональному радиовызову с передачей сообщений в СПРВ;

• во-вторых, СПРВ с односторонней передачей вызовов-сообщений (обычный пейджинг) с пейджерами – абонентскими приемниками, не содержащими радиопередатчиков (чего не может быть ни в одном виде радиотелефонной связи), являются средством подвижной связи практически безальтернативным для определенной категории населения, любые радиоизлучения для которых являются особенно вредными и опасными. Это дети дошкольного и младшего школьного возраста, беременные женщины, люди с электроимплантами и др;

• в - третьих, радиовызов можно рассматривать как направление в технике связи для дополнения различных систем передачи данных «адресностью» их передачи – приема;

• в-четвертых, адресная передача радиовызова может использоваться как много командное средство дистанционного управления различными устройствами и технологическими процессами;

• в- пятых, прямая необходимость применения радиовызова, причем, как в виде варианта СПРВ, для решения очень важной на сегодняшний день

проблемы – оповещения населения о различного рода экстренных событиях, и в том числе чрезвычайных ситуациях; при этом особую роль приобретает необходимость обоснования способов формирования и использования группового (многоадресного) и широковещательного радиовызова. (Перечень ряда вариантов применения систем радиовызова приводится в приложении № 2.3).

Обобщая выше проведенный анализ эволюции методов и систем радиовызова, а также учитывая вышеуказанные возможности их применения, можно сделать следующую классификацию этих систем:

• *по форме передачи радиовызова и дополняющего его сообщения существуют следующие типы систем:*

– системы только с передачей вызова,

– системы с передачей вызова и допоняющего его сообщения в виде речевого сообщения,

– системы с передачей вызова и допоняющего его сообщения в виде цифрового или буквенно-цифрвого сообщения;

• *по способу передачи вызовов:*

– через диспетчерские службы (call-центры),

– автоматическая передача при непосредственном взаимодействии с внешними телекоммуникационными сетями (ГТС, Интернет и др.)

• *по способу кодирования передаваемых сигналов:*

– системы с МЧКК,

– системы с ДК (ДЦК);

• *по виду используемых радиоканалов:*

– системы с выделенным (специально организованным) радиоканалом вызова,

– системы с каналом вызова, уплотняющим существующие радиоканалы (например, каналы радиовещания);

• *по зоне действия систем:*

– локальные,

– с ограниченной зоной действия (районные, городские, региональные),

–широкозонные (многорегиональные, государственные и межгосударственные);

– континентальные и в перспективе глобальные.

Из вышеизложенного следует, что организация адресного радиовызова и в том числе СПРВ может осуществляться различными способами. В связи с этим возникает задача исследования характеристик и научного обоснования методов его реализации для различных условий применения.

2.2. Оценка взаимодействия систем радиовызова с городской телефонной сетью

Анализ структур СПРВ, проведенный в разд. 1.2 и 2.1, показал целесообразность взаимодействия таких систем с городской телефонной сетью

(ГТС). Это взаимодействие оказывает влияние как на ряд характеристик ГТС, так и на принципы построения и параметры систем радиовызова.

Взаимодействие СПРВ с ГТС возможно двумя вариантами: или через диспетчерскую службу СПРВ –Call центр (см. рис. 1.2), или автоматическое, когда управление передачей радиовызова в СПРВ осуществляется непосредственно сигналами из ГТС (см.рис.2.2,а и 1.2). Для оценки первого варианта необходимо определение телефонной нагрузки, создаваемой СПРВ, которая рассчитывается традиционными методами взаимодействия ГТС с учрежденческой АТС. При этом должна учитываться статистика значений параметров переговоров диспетчеров с абонентами ГТС, дающими запросы на радиовызовы, и величины трафика вызовов в зависимости от абонентской емкости СПРВ и его почасового - суточного изменения. Такая оценка производится в гл. 3.

Оценку второго варианта можно дать, основываясь на трафиковом анализе вызовов с учетом специфики построения современных ГТС. Дадим такую оценку этому варианту.

При автоматическом взаимодействии СПРВ с ГТС коммутация телефонного аппарата к терминалу СПРВ зависит от способа подключения терминала к ГТС. Для наиболее полной оценки этого взаимодействия рассмотрим способы подключения терминала СПРВ к крупной современной ГТС. Такие ГТС строят на принципах узлообразования с использованием районных АТС (РАТС), узлов исходящих сообщений (УИС) и узлов входящих сообщений (УВС). Фрагмент такой ГТС показан на рис. 2.9.

Подключение терминала СПРВ к крупной ГТС возможно четырьмя способами (на рис. 2.9 штриховые линии). *Первый способ,* когда используется связь, подобная связи ГТС с автоматической междугородной телефонной станцией (АМТС). При этом используются специальные соединительные линии РАТС к терминалу СПРВ и для коммутации телефона набирается однозначный номер. Как вариант может использоваться дооборудование АМТС.

Второй способ (подобный связи со специальными службами «служба погоды», «служба времени» и т. д.): терминал подключается через узел спецслужб (УСС). При этом коммутация телефонного аппарата к терминалу осуществляется от любой РАТС по соединительным линиям к УСС. Для соединения с терминалом используется двух- или трехзначный номер (например, 001 или 002).

Третий способ, когда терминал СПРВ подключается к одной из РАТС подобно подключению учрежденческих телефонных станций ГТС. При этом для коммутации телефонного аппарата вызывающего абонента с терминалом необходимо набрать код РАТС и номер направления к терминалу. Для этого требуется, как правило, трех- или четырехзначный номер.

Упрощенным способом подключение терминала СПРВ к РАТС может быть также вариант с использованием серийного номера РАТС (количество каналов РАТС-СПРВ определяется числом телефонных номеров в серийном номере). Значность номера доступа к СПРВ будет определяться значностью

абонентских номеров в ГТС. Для современных развитых ГТС эта значность может быть принята равной семи.

Четвертый способ – это подключение терминала СПРВ к узлу входящих сообщений – УВС как самостоятельной РАТС необходим при телефонной нагрузке, создаваемой СПРВ соизмеримой с нагрузкой РАТС. При этом возможна двух- или трехзначная нумерация для коммутации телефона к терминалу СПРВ.

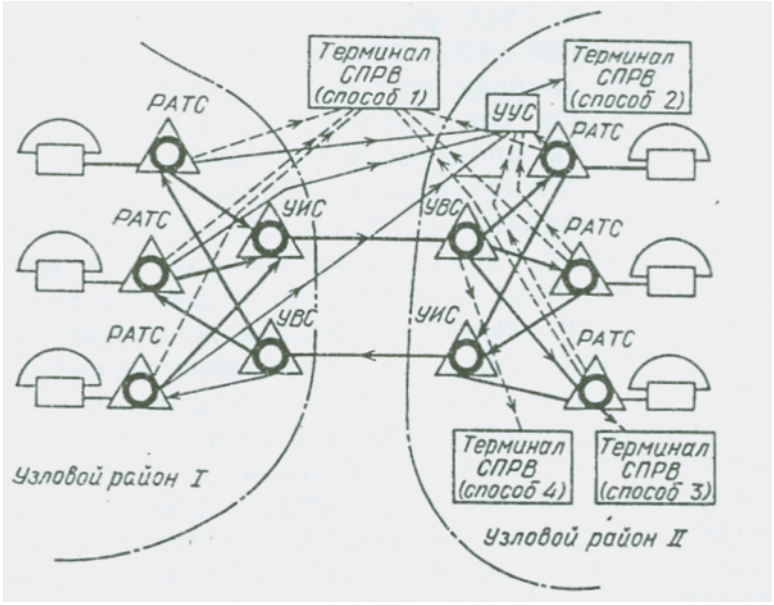


Рис. 2.9. Взаимодействие ГТС с терминалом СПРВ

Выбор одного из указанных способов может быть обоснован лишь после определения телефонной нагрузки, создаваемой СПРВ в ГТС, и технико-экономического анализа введения дополнительных коммутационных устройств и возможного изменения структуры существующих ГТС. Поэтому, учитывая, что первый способ требует введения дополнительных линий во всей ГТС, что усложняет внедрение СПРВ, ограничимся оценкой телефонной нагрузки от СПРВ лишь для трех последних способов. При этих способах участвуют практически все звенья ГТС, и поэтому выбор для оценки именно этих способов целесообразен с позиции выявления предельно возможной телефонной нагрузки, создаваемой СПРВ.

2.2.1. Телефонная нагрузка в ГТС, создаваемая от СПРВ

Сопоставление значности номеров (кодов) для коммутации телефонного аппарата к терминалу СПРВ для определенных выше трех способов позволяет принять для обобщенной оценки значность номера, равную трем, а для упрощенного варианта третьего способа – семи.

Телефонная нагрузка определяется статистическими значениями средней длительности занятия, средним числом занятий, создаваемых одним источником, и числом источников нагрузки. Из существующих разновидностей средних длительностей занятия для СПРВ в основном характерна средняя длительность занятия при состоявшемся вызове. Для определения средней длительности занятия при состоявшейся передаче вызова СПРВ на основании [108=97] нетрудно составить выражение

$$t_1 = \kappa_c\, \alpha\, (t_{c0} + t_{c1} + t_T + t_{c2} + t_{от} + t_0), \qquad (2.2.1)$$

где κ_c – доля вызовов, закончившихся соединением с терминалом СПРВ, κ_c можно считать аналогичным параметру ГТС $\kappa_р$ – доле вызовов, закончившихся разговоров (обычно на сети $\kappa_р$ =0,5... 0,7); α – коэффициент, учитывающий продолжительность занятия входов коммутационного поля (входов 1ГИ - первой ступени группового искания АТС), которое не закончилась соединением (α = 1,1;... 1,2); t_{c0} – средняя продолжительность прослушивания сигнала ответа станции ГТС (на основании статистических данных эксплуатации ряда ГТС t_{c0} составляет порядка 3...3,7 с); t_{c1}– средняя продолжительность соединения с терминалом, которая для современных АТС равна времени набора номера и определяется соотношением $t_{c1} == t_{н1} n_1$ (где $t_{н1}$– длительность набора каждой цифры, которую можно принять порядка 1,5 с, $n1$ – число знаков в набираемом номере, необходимых для подключения аппарата к терминалу); t_T – среднее время слушания сигнала ответа и готовности терминала, определяемое временем срабатывания электронных устройств (кодирующего устройства), можно принять порядка 2...4 с; t_{c2}– средняя продолжительность регистрации номера вызываемого абонента и дополнительной информации в терминале СПРВ (учитывая однотипность регистрирующих устройств терминала и АТС t_{c2} можно определить аналогично t_{c1} :

$$t_{c2} = t_{н1}\, (n_2 + n_3),$$

где n_2 и n_3 – соответственно числа знаков в набираемом номере, соответствующих номеру вызываемого абонента и дополнительной информации); $t_{от}$ – сигнал ответа о регистрации номера в терминале СПРВ, длительность которого можно принять в пределах 1 с; t_0 – средняя длительность задержки приборов соединительного тракта после отбоя составляет в среднем 1 с.

Учитывая численные значения указанных элементов времени и принимая для определения предельной нагрузки $\kappa_c\, \alpha$ =1, найдем выражение для средней длительности занятия (при состоявшейся передаче вызова):

$$t_1 = 7{,}7 + 1{,}5(n_1 + n_2 + n_3). \qquad (2.2.2)$$

Обозначим число абонентов (источников нагрузки) ГТС - $N_{ГТС}$, а число абонентов СПРВ – N. Так как вызов абонентов может осуществляться только абонентами, то число вызовов, приходящихся на одного абонента СПРВ в час наибольшей нагрузки (ЧНН), будет определяться из соотношения:

$$C_{ГТС} = ND/N_{ГТС}, \qquad (2.2.3)$$

где D – среднее число входящих вызовов, приходящихся на одного абонента СПРВ в ЧНН. На основании статистических данных эксплуатации ряда СПРВ [159,8,177,186] D =0,05...0,2. Удельная нагрузка, создаваемая СПРВ в ГТС с учетом среднего времени передачи вызовов в ГТС (в эрлангах):

$$Y = N\, D\, t_1/N\, ГТС \bullet 3600. \qquad (2.2.4)$$

Подставив (2.2.2) в (2.2.4), получим окончательное выражение

$$Y = N\, D\, [7{,}7 + 1{,}5(n_1 + n_2 + n_3)/N\, ГТС \bullet 3600. \qquad (2.2.5)$$

На основании соотношения (2.2.5) оценим удельную нагрузку, создаваемую СПРВ в хорошо развитой ГТС. Для качественной оценки можно принять емкость ГТС NГТС = 2•106 и определить зависимость нагрузки от числа

абонентов СПРВ при различном среднем количестве вызовов, приходящихся на одного абонента СПРВ в ЧНН, для трех вариантов передачи радиовызова; 1 – при передаче только номера вызываемого абонента СПРВ (т.е. при передаче только вызова) – Y_B; 2 – при передаче номера вызываемого абонента и одного дополнительного информационного знака (цифры) – Y_{B+1}, 3 – при передаче номера вызываемого и номера вызывающего абонентов – Y_{B+7} (индекс 7 соответствует значности передаваемого номера телефона вызывающего – куда должен позвонить вызываемый). Как было указано выше, можно принять n_1=3. Значения n_2 и n_3 будут определяться соответственно числом абонентов СПРВ и числом знаков дополнительной информации к вызову.

Полученные по формуле (2.2.5) результаты расчетов нагрузки ГТС, создаваемой СПРВ различных емкостей и вариантов вызова для фиксированных значений параметра D, представлены в табл. 2.1.

Нагрузка ГТС, создаваемая от СПРВ различных емкостей и вариантов вызова. Таблица 2.1

N	D	Только вызов n_1=3, n_3 = 0		Вызов и один знак n_1=3, n_3 = 1		Вызов и номер вызывающего абонента n_1=3, n_3 = 7		Вызов и сообщение $n_1 + n_2 + n_3$=60
		n_2	$Y_в \cdot 10^{-6}$, Эрл	n_2	$Y_{в+1} \cdot 10^{-6}$, Эрл	n_2	$Y_{в+7} \cdot 10^{-6}$, Эрл	$Y_{в+46} \cdot 10^{-6}$, Эрл
10^3	0,05	4	0,126	3	0,126	4	0,199	
	0,1	4	0,252	3	0,252	4	0,398	2,6
	0,2	4	0,505	3	0,505	4	0,797	3,9
	0,3	4	0,757	3	0,757	4	1,195	
10^4	0,05	4	1,26	4	1,367	4	1,99	
	0,1	4	2,52	4	2,735	4	3,985	26
	0,2	4	5,05	4	5,47	4	7,97	39
	0,3	4	7,57	4	8,2	4	11,95	
10^5	0,05	5	13,67	5	34,7	5	20,97	
	0,1	5	27,35	5	29,4	5	41,94	
	0,2	5	54,7	5	58,88	5	83,89	260
	0,3	5	82	5	88,32	5	125,8	390
10^6	0,05	6	147	6	157,5	6	220	
	0,1	6	294	6	315	6	440	
	0,2	6	588,8	6	630	6	880	2600
	0,3	6	883,2	6	945	6	1320	3900
$2 \cdot 10^6$	0,05	7	315	7	336	7	461	
	0,1	7	630	7	672	7	922	
	0,2	7	1260	7	1344	7	1844	5200
	0,3	7	1890	7	2016	7	2766	7800

Примечание: При $N = 10^3$ число знаков номера вызова с передачей «только вызова» - $n_2 = 4$ избыточно на один знак для того, чтобы вместе с номером доступа n_1 =3 число набираемых цифр составляло 7 знаков. Такое добавление дополнительного знака позволяет обойтись без переделок в существующих АТС.

В крайнем правом столбце табл. 2.1 приводятся результаты расчета нагрузки для упрощенного варианта взаимодействия СПРВ с ГТС при дополнении вызова многознаковым сообщением - Y_{B+45}, когда n_1 = 7, т.е. для доступа к пейджингого терминалу используется 7-ми разрядный номер ГТС, $n2$

= 7, т.е. 7-ми разрядный номер адреса вызываемого абонента, и n_3 =45 – число символов в сообщении (средняя статистическая величина, определенная в гл. 3). Сообщение может представлять буквенно – цифровой текст, сформированный, например, в ДТМФ режиме или с обычного телефона с тональным набором, или с сотового телефона. В итоге – ($n_1 + n_2 + n_3$) = 7+7+45 = 59 ≈ 60.

На рис. 2.10 по полученным расчетным данным построены зависимости прироста нагрузки ГТС (т. е. нагрузки, создаваемой СПРВ) от емкости СПРВ при возможно максимальном значении D_{max}=0,2.

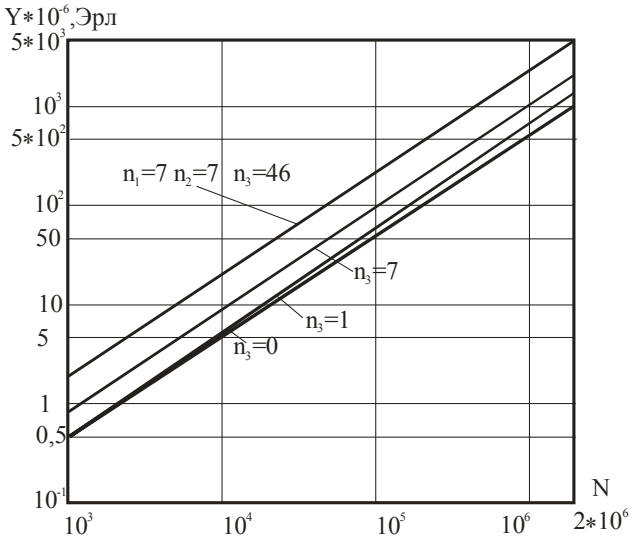


Рис. 2.10. Зависимость наибольшей нагрузки ГТС, создаваемой СПРВ, от числа абонентов системы радиовызова

Как видно из полученных данных, прирост нагрузки в ГТС составляет при самых высокоемкостных и информативных СПРВ (даже с емкостью, равной ГТС и со значением D = 0,3, превосходящим максимальное) в среднем тысячные или даже десятитысячные доли эрланг. Современные же ГТС имеют нагрузку примерно на два порядка выше. В качестве примера можно привести значение средней удельной нагрузки для крупной ГТС: $Y_{гтс}$ = 0,04.....0,08 Эрл [8=7]. Сопоставление нагрузки для случая с большой значностью номеров доступа к СПРВ и вызовами с многознаковыми сообщениями также показывает незначительное увеличение нагрузки ГТС.

Следует заметить, что реальное значение нагрузки может быть несколько выше рассчитанных величин за счет увеличения времени соединения при использовании автоматического ответа при прохождении этапов коммутации к терминалу СПРВ в виде «синтетического» голосового извещения из системы СПРВ-ГТС типа: «Вы подключены к СПРВ», «Ваше сообщение отправлено» и т.д., или использования для этих целей дополнительных тональных сигналов.

На основании вышеизложенного можно сделать вывод, что при автоматическом вызове абонентов СПРВ не оказывает существенного влияния на нагрузку ГТС.

Теперь рассмотрим факторы уменьшения нагрузки за счет применения СПРВ. На время миграции (отсутствия) абонентов в телефонной сети исключается нагрузка от переговоров с ними. При применении же СПРВ эти

переговоры состоятся с той разницей, что вызов передается через СПРВ и нагрузка телефонной сети не увеличивается, а восстанавливается.

При неответе или занятости вызываемого абонента значительная доля телефонной нагрузки создается повторными вызовами. СПРВ может устранять повторные вызовы, обусловленные отсутствием вызываемого абонента и отсутствием возможности его ответа в момент посылки вызова. Вследствие этого может уменьшиться нагрузка ГТС от повторных вызовов.

2.2.3. Характеристики сопряжения системы радиовызова и ГТС при автоматической передаче вызовов

Одним из важных факторов, определяющим емкость и эффективность использования радиоканала, является требование передачи радиовызовов равномерно, последовательно и непрерывно. На практике же запросы на вызов, поступающие из телефонной сети, имеют случайный и неравномерный характер.

Для выравнивания потока поступающих вызовов из телефонной сети терминал кроме кодирования сигналов радиовызова должен также выполнять следующие функции. Поступающие из телефонной сети (от АТС) запросы на вызов (номера) должны регистрироваться и проверяться на соответствие номерам СПРВ. При положительной проверке каждый из номеров поступает в последовательном порядке в накопительное устройство, а каждый из вызывающих абонентов получает из терминала сигналы о принятии запроса на радиовызов, а затем – отбоя. Накопительное устройство применяется для циклической повторной передачи вызова заданное число раз с целью повышения надежности приема сигналов радиовызова или в случае ограниченной доступности к радиоканалу. Из накопительного устройства вызовы поступают в кодирующее устройство, а затем к радиопередатчику (возможен вариант, когда кодирующее устройство размещается непосредственно на радиопередающей станции).

Так как передача вызовов осуществляется через ГТС к единому терминалу СПРВ, то немаловажным фактором в такой единой системе ГТС – терминал является число соединительных и регистрирующих устройств. Для количественной оценки этих устройств необходимо определить нагрузку, приходящуюся на коммутационные (регистрирующие) приборы терминала.

Как следует из (2.2.1), средняя длительность занятости коммутационно-регистрирующих приборов определяется средним временем $t_{c2} + t_T$. На основании этого средняя нагрузка, приходящаяся на коммутационные приборы терминала

$$Y_T = ND(t_{c2}+t_T)/3600 = ND[3+1{,}5(n_2 + n_3)]/3600, \text{ Эрл.} \qquad (2.2.6)$$

Поскольку современные крупные ГТС разбиваются на узловые районы, и подключение терминала может быть различным (см. рис. 2.9), оценку системы ГТС – терминал следует проводить как для неполнодоступной системы. По величине Y_T и вероятности потерь вызовов $p_т$ (считая, что качество связи с терминалом СПРВ должно быть такое же как и для связи с междугородней станцией, можно принять $p_т$=0,001) традиционными методами можно

определить нагрузку на коммутационные приборы терминала и требуемое количество соединительных линий (каналов) от ГТС к терминалу СПРВ. На основании этих данных решается задача технической реализации терминала СПРВ. Необходимые для этого результаты расчетов Y_T при максимальном значении $D=D_{max}=0{,}2$ представлены в табл.2.2 для различной значности номера вызова – n_2 и количества передаваемых знаков в сообщении к вызову – n_3.

Нагрузка терминала СПРВ.Таблица 2.2

N	n_2	n_3	Y_T, Эрл
10^3	4	0	0,5
	4	1	0,58
	4	7	1,1
	7	46	4,58
10^4	4	0	5
	4	1	5,8
	4	7	10,8
	7	46	45,8
10^5	5	0	50
	5	1	58
	5	7	108,8
	7	46	458
10^6	6	0	500
	6	1	583
	6	7	1083
	7	46	4580

Значность регистра в каждой соединительной линии (для каждого входящего канала) терминала будет определяться соответствующей значностью номера вызова и дополнительной информации и будет составлять от четырех при емкости $N=10^4$ без передачи дополнительной информации до 13 в СПРВ с $N=10^6$ с передачей дополнительной информации в виде семизначного номера вызывающего абонента.

Для случая передачи вызова с многосимвольным сообщением наибольшая значность должна составлять не менее 53 для чисто цифровых сообщений при требуемых 4 бит на цифру, А для буквенно-цифровых сообщений необходимо учитывать, что при регистрации буквенно-цифровых символов потребуется запоминать 7 (или 8) бит на символ.

Результаты по оценке нагрузки терминала позволяют проанализировать варианты построения сети терминал – ГТС. Для этого необходимо сравнить нагрузку отдельной РАТС, подключенной к УВС, с нагрузкой терминала СПРВ.

Нагрузка таких РАТС может быть определена из соотношения

$$Y_{РАТС} = Y_1 N_{РАТС} \qquad (2.2.7)$$

где Y_1 – средняя нагрузка, приходящаяся на одного абонента, значение которой для крупной ГТС согласно данным [8] можно принять равным 0,067 Эрл; $Y_{РАТС}$ – емкость АТС, значение которой в современной ГТС составляет порядка 10^4. Подставив числовые значения, получим: $Y_{РАТС}=10^4 \cdot 0{,}067=670$ Эрл.

Определим процентное соотношение нагрузки терминала и нагрузки РАТС для различных емкостей СПРВ. Результаты расчетов представлены в табл. 2.3.

Как видно из данных таблицы, при $N=10^3..10^4$ нагрузка терминала составляет незначительную долю нагрузки РАТС со сравнительно небольшим числом входящих соединительных линий и подключение терминала возможно как к УВС, РАТС, так и к УСС. При $N=10^5$ терминал может рассматриваться как небольшая РАТС и его подключение целесообразно к одному из УВС. При $N=10^6$ для СПРВ без передачи дополнительной информации (соотношение $Y_T \cdot 100/Y_{РАТС}=74\%$) терминал будет представлять собой уже аналог обычной РАТС. Нагрузка терминала СПРВ с емкостью $N=10^6$ и передачей дополнительной информации (соотношение $Y_T \cdot 100/ Y_{РАТС} == 162\%$) превосходит нагрузку РАТС, вследствие чего требуется распределение этой нагрузки по различным УВС или использование нескольких терминалов, связанных с различными РАТС или УВС, что усложняет структуру сети терминала – ГТС.

К таким же выводам можно придти для условий обработки вызовов с высокоинформативными (многосимвольными) сообщениями (см. табл.2.3).

Сопоставление нагрузки терминала СПРВ с нагрузкой районной АТС. Таблица 2.3

N	10^3	10^4	10^5	10^6
$Y_T \cdot 100/Y_{РАТС}$,% ($Y_T \cdot 100/Y_{РАТС}$, % при многосимвольном сообщении)	0,16 (0,68)	1,6 (6,8)	7,4...16,2 (68,3)	74...162 (683)

Из приведенного анализа следует, что при создании СПРВ, автоматически взаимодействующими с ГТС, когда первостепенными условиями ставятся существенные ограничения.на изменения в ГТС и упрощения ее взаимодействия с терминалом СПРВ, целесообразно использовать подключение терминала к одному УВС на правах РАТС и ограничивать емкость СПРВ величиной порядка $N= 10^5$. При умеренных абонентских емкостях СПРВ не исключается вариант упрощенного подключения терминала СПРВ через многосерийный номер ГТС или серийные номера, распределенные по различным РАТС.

2.3. Анализ сигналов радиовызова

Оценка вариантов реализации систем радиовызова, сделанная в разд.2.1, показала, что для передачи вызовов могут применяться различные методы формирования радиосигналов, и выбор того или иного метода требует его аналитической оценки с учетом требований предъявляемых к конкретному виду систем. Ниже проводится такая оценка.

2.3.1.Информативность и скорость передачи адресных радиовызовов

Для оценки сигналов систем радиовызова (СПРВ) необходимо конкретизировать передаваемую информацию. Возможны следующие варианты сигналов вызова: 1-передача только сигнала вызова, 2 – передача сигналов вызова и речевого сообщения вызывающего, 3 – передача сигналов вызова и дополнительной закодированной информации. На основании статистических данных эксплуатации ряда СПРВ было установлено, что речевые сообщения носят характер приоритетности разговора (срочный, несрочный) и указания, с кем должен связаться (позвонить на работу, домой, в вышестоящее учреждение и т. д.) или какую заранее оговоренную команду должен выполнить вызываемый абонент. Информативность этих сообщений очень незначительная. Ее можно было бы закодировать десятком символов. Например, при ориентации на множество из восьми различных равновероятных сообщений (срочно, не срочно, шесть команд) количество информации на каждое сообщение I_c=$\log_2 8$=3 бита.

При передаче дополнительной информации в виде телефонного номера вызывающего, например, семизначного, количество информации в сообщении I_c=$\log_2 10^7$≈24 бита. Кроме того, сам вызов (адрес) вызываемого приемника несет в себе определенное количество информации (вызываетесь). Если вызовы передаются равновероятно, то количество информации, приходящееся на вызов:

$$I_a = \log_2 N, \qquad (2.3.1)$$

где N– число абонентов (емкость) СПРВ.

Для определения пропускной способности СПРВ при различных вариантах сигналов вызова проведем оценку времени передачи одного вызова и скорости передачи вызовов.

Увеличение времени передачи сигнала радиовызова позволяет улучшить параметры радиоканала СПРВ и надежность вызова (см. гл. 4). В связи с этим целесообразно передавать сигналы радиовызова по возможности более длительными посылками или в частном случае с повторением. Предельно возможное время передачи каждого вызова определяется интенсивностью потока вызовов. Для терминала СПРВ, выполняющего, как отмечалось в разд. 2.2, функции накопителя-распределителя и имеющего свободный доступ к радиопередатчикам, несмотря на случайный и неравномерный характер поступающих запросов на вызов, поток радиовызовов на выходе можно рассматривать как равномерный. Учитывая также, что интенсивность потока вызовов определяется абонентской емкостью СПРВ – N и средним числом вызовов, приходящихся на одного абонента СПРВ в час наибольшей нагрузки – D, выражение для наибольшего времени (в секундах) на передачу одного радиовызова можно представить в виде:

$$T_в = T_A + T_C = \frac{3600 \bullet A}{ND(M+1)} - \Delta T, \qquad (2.3.2)$$

где T_A – время передачи самого вызова (адреса); T_C – время передачи дополнительной информации (сообщения); ΔT – интервал времени между радиовызовами; M – число повторений радиовызова; A – коэффициент

использования передатчика, который определяется режимом работы накопительного устройства терминала и интенсивностью загрузки СПРВ. На основании данных эксплуатации ряда зарубежных систем [159, 172, 177, 186] и результатов статистической оценки, проведенной в гл.3, значения величин A и D могут составлять A=0,8...1; D =0,05...0,2.

Зависимости $T_в$ от числа абонентов СПРВ N для наиболее возможных предельных значений (см.разд. 2.2) параметра D_{min}=0,05 и D_{max}=0,2 при ΔT=$T_в$/2, M=0 и A = 0,9 представлен на рис. 2.11. Заштрихованная область характеризует эту зависимость для интервала $0{,}05 \le D \le 0{,}2$.

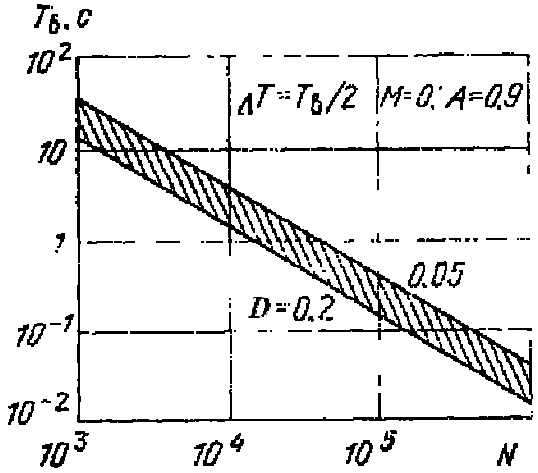


Рис. 2.11. Зависимость максимального времени передачи вызова от абонентской емкости СПРВ

Для оценки числа обслуживаемых абонентов N при максимальной интенсивности использования радиоканала (при $A \approx 1$ и $\Delta T = 0$) можно преобразовать выражение (2.3.2) к виду

$$N = 3600/T_в D(M + 1) \qquad (2.3.2')$$

При передаче вызова с речевым сообщением время, приходящееся на один вызов, может составлять 10...30 с и, следовательно, емкость обслуживаемых абонентов будет значительно ограничена. Принимая значения параметра

D =0,1 и, считая, что M=0, получим, что для вызова с речевым сообщением предельная абонентская емкость

$N = 3600/T_в D$ = 3600/(10...30)•0,1 = 3600...1200.

Для более высокоемкостных систем с N=$10^5 \ldots 10^6$ при тех же значениях параметров D, M, A и ΔT возможное время на передачу каждого вызова согласно (2.3.2) будет составлять (имеется в виду режим работы канала с последовательной передачей сигналов вызова): $T_в$ =36... 360 мс и, следовательно, значительно возрастает скорость передачи вызовов. Скорость передачи информации в таких высокоемкостных системах будет составлять:

$$R = I_в/T_в = (I_а + I_с)/T_в \qquad (2.3.3)$$

– при передаче только вызова (без передачи дополнительной информации $–I_с = 0$): R = 47...550 бит/с;

– при передаче вызова и одного из восьми сообщений ($I_с$ = 3 бита):

R = 70...800 бит/с;

– при передаче вызова и семизначного номера телефона вызывающего (I_c ~24 бита): R = 80...1300 бит/с;

– при вызове с объемным сообщением в виде 46 символов при условии их равновероятной передачи (без учета статистики передачи каждой буквы алфавита, десятичной цифры и дополнительных знаков) и при 7-ми битовом безызбыточном отображением каждого символа:

$$R_{об}=940\ldots9500 \text{ бит/с}$$

(*при передаче объемного вызова с адресом фиксированной длины из 7-ми десятичных цифр, каждая из которых формируется 4-х битовыми двоичными комбинациями и сообщения из 46-ти равновероятных символов, каждый по 7 бит, требуемая скорость передачи двоичных элементарных посылок (бит*) будет составлять* $R^*_{об}$=972…9720 *бит*/с.*).

Кроме того, учитывая случайный характер поступающих запросов на радиовызов, в терминале СПРВ (см.рис.2.20) с передачей дополнительной информации в закодированной форме или с передачей только вызова можно предусмотреть ряд несложных накопительных устройств, которые обеспечили бы требуемую безотказность регистрации этих запросов на радиовызовы.

С другой стороны, отказ от передачи речевого сообщения и передача лишь сигналов вызова (с передачей или без передачи закодированной информации) позволяет в значительной степени сократить энергетические показатели системы при той же помехоустойчивости.

На основании приведенных соображений можно сделать вывод о нецелесообразности передачи речевого сообщения в крупных СПРВ. При необходимости же передачи дополнительной информации ее можно передавать в закодированной форме, что не столь существенно скажется на энергетических показателях системы и ее емкости. Формат посылки вызова при этом должен состоять из кодовой комбинации адреса (по сути дела, это кодовая комбинация номера приемника) и кодовой комбинации сообщения.

При выборе типа кодирования как первичного преобразования вызовов в электрические сигналы необходимо учитывать одно из главных требований СПРВ – миниатюризацию переносных приемников 'вызова, упрощение декодирующих устройств и экономичность в потреблении энергии. Наиболее простым методом кодирования, требующим минимальных затрат и числа элементов декодирующих устройств и обладающим сравнительно высокой помехоустойчивостью, является многочастотное комбинаторное кодирование [113]. При таком кодировании каждая из кодовых посылок представляет собой набор частот (обычно звукового диапазона), передаваемых в определенных комбинациях (см. разд. 2.1). Для декодирования сигналов вызова используются узкополосные пассивные – *LC,* активные перестраиваемые или электромеханические фильтры, коммутируемые согласно алгоритму комбинаторного построения кода.

Другим, приемлемым для СПРВ, кодированием является обычное двоичное (цифровое) кодирование, при котором каждая кодовая комбинация состоит из последовательности импульсов постоянного тока с двумя признаками различия (будь то признаки амплитудные, полярности или ширины

импульсов). Сложность декодирующих устройств и потребляемая ими энергия при таком кодировании определяются системой логических устройств, число и назначение которых зависит от структуры кода. Рассмотрим параметры этих двух видов кодирования с позиций применения их к системам адресного радиовызова.

2.3.2. Многочастотное комбинаторное кодирование (МЧКК) первичного формирования сигналов вызова

Дадим оценку МЧКК с позиций его применения в адресных системах в зависимости от параметров канала радиовызова и абонентской емкости

1. Структура и основные характеристики МЧКК

Построение системы МЧКК определяется функциями комбинаторики. Наиболее распространенными видами МЧКК, позволяющими реализовать несложные декодирующие устройства приемников СПРВ, являются: кодирование на размещение (последовательное), при котором каждая из кодовых комбинаций вызова состоит из l гармонических сигналов различных частот, передаваемых друг за другом (рис.2.12,а, изображающий две кодовые комбинации при l=2, где τ – время передачи каждой частоты, $T_в$ – время передачи всей кодовой комбинации и ΔT – длительность паузы между передачей кодовых комбинаций); кодирование на сочетание (параллельное), при котором каждая из кодовых комбинаций состоит из r частот, передаваемых одновременно (параллельно) (рис. 2.12,б, изображающий кодовые комбинации при r = 3, где τ=$T_в$); кодирование смешанное, сочетающее в себе элементы кодирования как на сочетание, так и на размещение, при котором жаждая из кодовых комбинаций состоит из l импульсов, каждый из которых заполнен g частотами (рис.2.12,в, изображающий два варианта кодовых комбинаций с параметрами l=2, g = 2, где τ – время передачи одного частотно-заполненного импульса, $T_в$– время передачи всей кодовой комбинации). Каждая из кодовых комбинаций соответствует одному определенному вызову (приемнику).

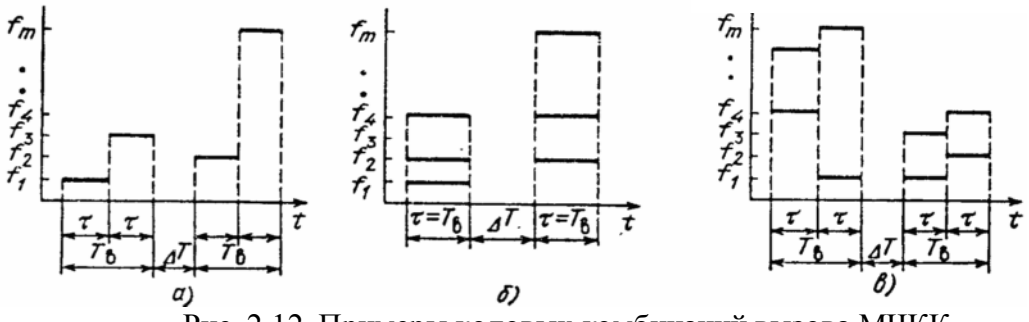


Рис. 2.12. Примеры кодовых комбинаций вызова МЧКК

Частоты k, r или g выбирают из m возможных кодовых частот, используемых в системе кодирования. Количество кодовых комбинаций – емкость системы кодирования на размещение и сочетание [78, 59] – определяется соответственно числом размещений

$$A_m^l = m!/(m-l)! \qquad (2.3.4)$$

и числом сочетаний

$$C_m^r = m!/\ [(m-r)!r!] \qquad (2.3.5)$$

Емкость смешанного кодирования при условии, что каждый частотно-заполненный импульс в кодовой комбинации отличается не менее чем одной частотой

$$L\begin{pmatrix} g \\ l \end{pmatrix} = A_M^l, \qquad (2.3.6)$$

где $M = C_m^g$.

К МЧКК следует также отнести класс частотного кодирования с десятичным построением (ЧКДП). При ЧКДП каждой цифре от 0 до 9 присваивается одна частота или набор частот и каждая кодовая комбинация номера вызова состоит из последовательно передаваемых частот, соответствующих цифрам номера. Эти частоты можно передавать непосредственно друг за другом или через интервалы времени; иногда эти интервалы заполняются «сдвигающей» частотой для маркирования перехода от одной цифры кодового номера к следующей.

В связи с увеличением числа последовательно передаваемых частот в кодовой комбинации номера (при многозначных номерах) процесс декодирования усложняется по сравнению с вышеописанными методами комбинаторного кодирования.

Кодирование каждой цифры одной из десяти частот позволяет осуществить беспрерывную передачу кодовой комбинации номера, что, в свою очередь, дает возможность в некоторой степени упростить декодирующее устройство ЧКДП. Однако специфичностью такого метода является требование отсутствия одинаковых соседних частот в кодовой комбинации. В противном случае при декодировании требовалось бы применение стартстопного механизма и счета посылок, что значительно усложняло бы декодирующее устройство. Поэтому повторяющиеся соседние цифры номеров в кодовых комбинациях передают на вспомогательной одиннадцатой частоте f_{11}.

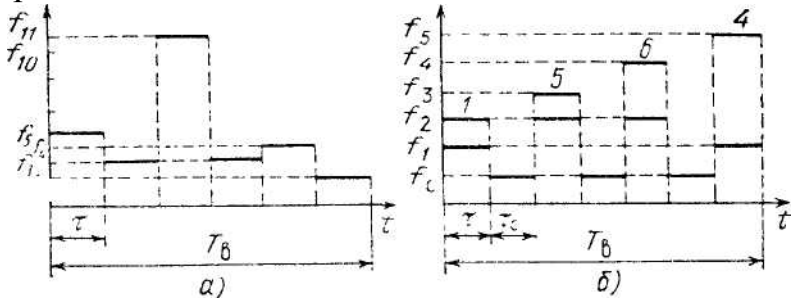


Рис.2.13. Примеры кодовых комбинаций вызова ЧКДП: а- $B\begin{pmatrix} 1 \\ 11 \end{pmatrix}$;б- $B\begin{pmatrix} 2 \\ 5+1 \end{pmatrix}$

Изображенная на рис. 2.13,а кодовая комбинация номера 533342 поясняет принципы такого кодирования.

Емкость системы кодирования, при которой не допускаются следующие друг за другом одинаковые элементы сигнала [177],

$$B\begin{pmatrix} g \\ m \end{pmatrix} = C_m^g \left(C_m^g - 1\right)^{l-1} = \left[\frac{m!}{(m-g)!}\right] \cdot \left[\frac{m!}{(m-g)!} - 1\right]^{l-1}, \qquad (2.3.7)$$

где m – число кодовых частот в системе; g–число частот в одном элементе кодовой посылки (число частот, кодирующих цифру); l – число элементов в

кодовой посылке (значность номера). Для одночастотного кодирования цифр емкость

$$B\begin{pmatrix}1\\10\end{pmatrix}=C_{10}^{1}\left(C_{10}^{1}-1\right)^{l-1}=10\bullet 9^{l-1}<10^{l}$$

Использование же вспомогательной одиннадцатой частоты позволяет создавать коды с емкостью, определяемой значностью номеров вызовов:

$$B\begin{pmatrix}1\\11\end{pmatrix}=C_{11}^{1}\left(C_{11}^{1}-1\right)^{l-1}=11\bullet 10^{l-1}>10^{l}. \qquad (2.3.8)$$

Небольшая избыточность емкости обычно не используется. Например, при шестизначном номере кодовая посылка будет состоять из шести последовательно передаваемых частот (см. рис.2.13,а) и

$$B\begin{pmatrix}1\\11\end{pmatrix}=11\bullet 10^{6-1}=1{,}1\bullet 10^{6}\approx 10^{6}.$$

При кодировании каждой цифры несколькими одновременно передаваемыми частотами временные интервалы или заполнения «сдвигающими» частотами между кодовыми комбинациями необходимы, так как в противном случае или значительно усложняются декодирующие устройства, или увеличивается необходимое число кодовых комбинаций для обозначения цифр. Емкость такого кодирования [177], позволяющего передачу одинаковых элементов сигнала:

$$B\left(\frac{2}{5+1}\right)=\left(C_{m}^{g}\right)^{l}=\left[m!/(m-g)!\right]^{l}, \qquad (2.3.9)$$

где m, g и l – то же, что и для (2.3.7).

При двухчастотном кодировании цифр, так называемом дека-коде [145], при котором требуется минимум кодовых частот (пять) для получения десяти кодовых комбинаций, емкость кодирования также зависит от значности требуемых номеров команд и определяется формулой

$$B\left(\frac{2}{5+1}\right)=\left(C_{5}^{2}\right)^{l}=10^{l}. \qquad (2.3.10)$$

Промежутки между кодовыми комбинациями частот τ в дека-коде заполняются сдвигающей шестой частотой $f_{\text{с}}$. Рисунок 2.13,б иллюстрирует кодовую комбинацию четырехзначного номера 1564. Рассмотренные выше типы МЧКК не определяют потенциальные возможности такого кодирования, поскольку из-за требований упрощения декодирующих устройств в них нет полного использования всех возможных комбинаций кодовых частот. Каждая элементарная посылка τ в этих кодах включает в себя лишь незначительную часть из всего числа кодовых частот m. Если же в элементарных посылках использовать все возможные комбинации из m частот, то можно получить максимальную емкость МЧКК. Для определения этой емкости можно воспользоваться известным соотношением, используемым в технике систем передачи с частотным разделением каналов (парциальных каналов), – соединением с повторениями

$$L_m(l)=\left[2+\sum_{r=1}^{m-1}C_m^r\right]^l, \qquad (2.3.11)$$

где l – число элементарных частотно-заполненных посылок (значность кодовой комбинации), слагаемое 2 определяет две кодовые комбинации, когда все m частот выключены (нулевая комбинация) и когда все m частот передаются. Если исключить нулевую комбинацию, то выражение (2.3.11) можно представить в виде

$$L_m(l)=(2^m-1)^l. \qquad (2.3.11')$$

На рис. 2.14 показаны два варианта комбинации при m=8 и l =2. Если накладываются ограничения на максимальное число частот в одной элементарной посылке (например, из-за требований по пик-фактору) до величины m - r, то число используемых кодовых комбинаций уменьшится и составит

$$L'_m\left(\frac{l}{r}\right)=\left[\sum_{i=1}^{r}C_m^i\right]^l=\left[2^m-\left(1+\sum_{j=r+1}^{m}C_m^j\right)\right]^l. \qquad (2.3.12)$$

Сравним указанные типы МЧКК по информативности вызова и эффективности использования полосы частот канала формирования кодовых комбинаций (в тракте модуляции). Количество информации, приходящееся на одну частоту в кодовой комбинации: $H_и = I_B/s$, бит/кодовая частота, где I_B – количество информации, приходящейся на один вызов; s = lr – число кодовых частот в кодовой комбинации; l – число частотно-заполненных импульсов, передаваемых последовательно; r – число частот в одном частотно-заполненном импульсе [для кодов $L\binom{g}{e}$, $B\binom{g}{m}^r \equiv g$].

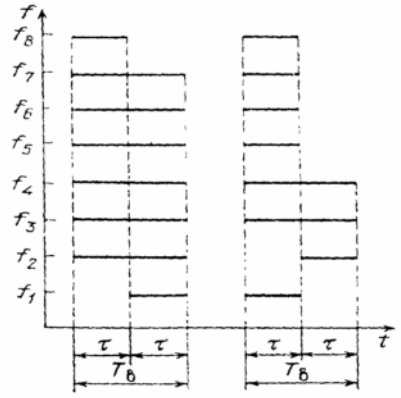


Рис. 2.14. Примеры кодовых комбинаций МЧКК L_m (l=2)

При равновероятной передаче вызовов, рассматривая передачу вызова как передачу только адреса,

$$I_B = I_a = I_{B\max} = \log_2 N,$$
$$H_И = H_{И\max} = (\log_2 N)/s \qquad (2.3.13)$$

где N – количество абонентов (емкость) СПРВ, которое определяется емкостью системы кодирования (2.3.4) – (2.3.12). Скорость передачи информации от источника вызовов

$$R_И = H_И \upsilon, бит/с,$$

где $\upsilon = s/T_B$ – скорость передачи элементарных сигналов кодовой частоты; $T_В$ – длительность передачи вызова. Поскольку $T_B = l\tau$ [τ – длительность элементарного сигнала (радиоимпульса кодовой частоты)], получим

$$R_И = H_И s / T_B = H_И r / \tau.$$

Воспользовавшись равенством $1/\tau = B$ – скоростью манипуляции в бодах, запишем

$$R_И = H_И rB. \qquad (2.3.14)$$

Скорость передачи информации от источника (производительность источника) вызовов определяет скорость передачи информации в канале формирования кодовых комбинаций (КФКК), т.е. $R_И = R_{КФКК}$. Зная $R_{КФКК}$, эффективность использования полосы частот в таком канале можно оценить с помощью относительной пропускной способности

$$v = R_{КФКК} / \Delta F = H_И rB / \Delta F, \frac{Бит/с}{Гц}, \qquad (2.3.15)$$

здесь ΔF – полоса частот КФКК;
или энтропией сигналов

$$H_{КФКК} = R_{КФКК} / 2\Delta F = H_И rB / 2\Delta F, \qquad (2.3.16)$$

где $2\Delta F$ – характеризует пропускную способность КФКК (число разделимых за одну секунду взаимно независимых ортогональных сигналов).

Заметим, что при использовании обычного двоичного кодирования, когда в КФКК формируются не многочастотные сигналы, а только два бинарных, при $H_{КФКК} = B/2\Delta F = 0{,}5$ энтропия сигнала может достигать [20] $H_И = B_{И\max} = 1$. Если дополнительно ввести «фазовые признаки» (квадратурную передачу), то энтропия увеличивается в два раза, т. е. $H_{КФКК}$ =1. Подставив выражение для $H_И$ (2.3.13) в (2.3.13) – (2.3.16), окончательно получим

$$R_И = (\log_2 N) rB / s = (\log_2 N) B / l, \qquad (2.3.14')$$

$$v = (\log_2 N) B / l\Delta F, \qquad (2.3.15')$$

$$H_{КФКК} = (\log_2 N) B / 2l\Delta F. \qquad (2.3.16')$$

Проведем оценку сигналов МЧКК для идеальной ортогональной системы.

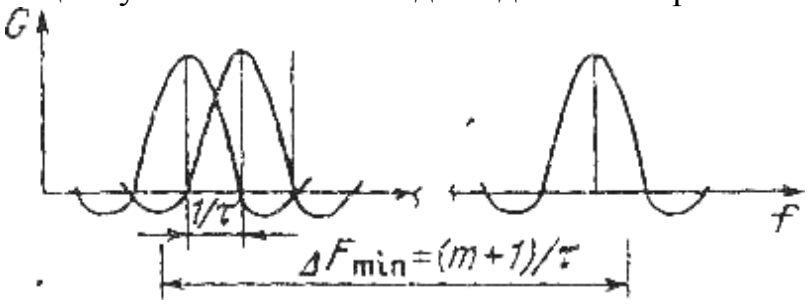


Рис. 2.15. Спектральная характеристика ортогональных сигналов

Для МЧКК наибольшее число ортогональных сигналов (частот) m, которое можно различить в декодере приемника, определяется спектральной характеристикой сигналов (см. рис.2.15) и будет находиться из соотношения

$$\Delta F = \Delta F_{\min} \geq (m+1)/\tau.$$

Время передачи вызова и скорость манипуляции соответственно

$$T_в = T_{в\,\min} = l\tau \leq l(m+1)/\Delta F, \qquad (2.3.17)$$

$$B = 1/\tau \leq \Delta F(m+1). \qquad (2.3.17')$$

Подставив (2.3.17') в (2.3.14')–(2.3.16'), получим

$$R_{И} = \Delta F \log_2 N / [l(m+1)] \qquad (2.3.14'')$$

$$v = \log_2 N / [l(m+1)] \qquad (2.3.15'')$$

$$H_{КФКК} = \log_2 N / [2l(m+1)]. \qquad (2.3.16'')$$

Соотношения (2.3.13) – (2.3.16''), преобразованные применительно к рассмотренным выше типам МЧКК, представлены в табл. 2.4. В приложении № 2.4,п.2 приводится пример расчёта рассмотренных параметров сигналов МЧКК при ΔF=3000 Гц и m=8.

Сравнение полученных результатов по определению этих параметров позволяет дать оценку различных видов МЧКК. Так, $H_{И}$ будет возрастать для кодов $A_m^l, C_m^r, L\binom{g}{l}$ с ростом m, так как m определяет, по сути дела, основание кода. (Правда, в этих кодах не доиспользуются все возможные кодовые комбинации, которые можно получить при основании кода m, числом m^s, из-за чего их значение $H_{И}$ меньше максимального $H_{И\max} = I_{B\max}/s = (\log_2 m^s)/s = \log_2 m$.) Однако по использованию полосы частот формирования кодовых комбинаций (величине $H_{КФКК}$), которая в конечном итоге после модуляции несущей определит и полосу радиоканала, эти коды менее эффективны.

В этом смысле эффективнее оказывается код $L_m(l)$, при котором в каждой кодовой комбинации используются (манипулируются) все m частот. Этот тип кода оказывается также эффективней и по числу вариантов кодовых комбинаций. Код $L_m\binom{l}{r}$ из-за меньшего числа разрешенных комбинаций несколько проигрывает по этим параметрам коду $L_m(l)$. Однако декодер приемника $L_m(l)$ и $L_m\binom{l}{r}$ сложнее, чем для других типов МЧКК, поскольку количество фильтров кодовых частот в таком декодере зависит от частотной содержательности кодовой комбинации (номера) вызова и может достигать величины m или r (см. рис. 2.14).

Для кодов $B\binom{1}{11}^l$ и $B\binom{2}{5+1}^l$ требуется увеличение времени передачи каждого вызова с ростом l значности десятичного числа номера вызова, что может сказаться на пропускной способности системы.

Рассмотренные характеристики МЧКК для идеальной ортогональной системы определяют потенциальные возможности применения этих кодов. Для реальной оценки МЧКК необходимо определить возможности использования этих кодов в системе с декодерами, содержащими несложные фильтры селекции кодовых частот и при условии согласования интенсивности потока вызовов от источника вызовов с полосой формирования кодовых комбинаций.

Соотношения для оценки основных параметров различных видов МЧКК. Таблица 2.4

Тип МЧКК	N	$H_И$, бит/код. частота	$\Delta F_{\min}$, Гц	T_B, с	$R_И$, бит/с	$\nu, \frac{бит/с}{Гц}$	$H_{кфкк}$
A_m^l	$\frac{m!}{(m-l)!}$	$\log_2 A_m^l / l$	$\frac{m+1}{\tau}$	$l\tau = \frac{n(m+1)}{\Delta F}$	$(\log_2 A_m^l)\Delta F/(m+1)l$	$(\log_2 A_m^l)/(m+1)l$	$(\log_2 A_m^l)/2l(m+1)$
C_m^r	$\frac{n!}{(n-m)!m!}$	$\log_2 C_m^r / r$	»	$\tau = \frac{m+1}{\Delta F}$	$(\log_2 C_m^r)\Delta F/(m+1)$	$(\log_2 C_m^r)/(m+1)$	$(\log_2 C_m^r)/2(m+1)$
$L\binom{g}{l}$	A_μ^1, где $\mu = C_m^g$	$\log_2 A_\mu^l / gl$	»	$l\tau = \frac{l(m+1)}{\Delta F}$	$(\log_2 A_\mu^l)\Delta F/(m+1)l$	$(\log_2 A_\mu^l)/(m+1)l$	$(\log_2 A_\mu^l)/2l(m+1)$
$B\binom{1}{11}^l$	10^l	3,3	$\frac{12}{\tau}$	$l\tau = \frac{12l}{\Delta F}$	$0{,}275\Delta F$	0,275	0,137
$B\binom{2}{5+1}^l$	10^l	$\frac{3{,}3l}{(3l-1)}$	$\frac{7}{\tau}$	$(2l-1)\tau = \frac{2l-1}{\Delta F}$	$0{,}47\Delta F l/(l-1)$	$0{,}47l/(l-1)$	$0{,}24l/(2l-1)$
$L_m(l)$	$(2^m-1)^l$	$\log_2(2^m-1)/m$	$\frac{m+1}{\tau}$	$l\tau = \frac{(m+1)l}{\Delta F}$	$(\log_2 L_m)\Delta F/(m+1)l$	$(\log_2 L_m)/(m+1)l$	$(\log_2 L_m)/2l(m+1)$
$L_m\binom{l}{r}$	$\sum_{i=1}^{r} C_m^l$	$\log_2(2^m-1)/m$	$\frac{m+1}{\tau}$	$l\tau = \frac{(m+1)l}{\Delta F}$	$\log_2 L_m\binom{l}{r}\Delta F/(m+1)l$	$\log_2 L_m\binom{l}{r}/(m+1)l$	$\log_2 L_m\binom{l}{r}/2l(m+1)$

2. *Согласование МЧКК с пропускной способностью системы радиовызова*

Как следует из анализа видов МЧКК (см. табл. 2.4), время на передачу одного вызова зависит от полосы частот формирования и типа кода: $T_B = \varphi(m, l, \Delta F)$. Максимальная пропускная способность системы возможна, когда время на передачу равно времени, обусловленному абонентской емкостью СПРВ в виде (2.3.2), т. е. когда производительность источника сообщений (вызовов) равна скорости их передачи. Это условие определяет согласование емкости и полосы частот формирования МЧКК с емкостью СПРВ, которое в общем виде можно представить

$$\begin{cases} T_B = \dfrac{3600}{DN(M+1)} - \Delta T, \\ N = F(m), \\ T_B = \varphi(m, l, \Delta F), \end{cases} \qquad (2.3.18)$$

где $F(m)$ – функция комбинаторики, по которой строится конкретный код [см. (2.3.4) – (2.3.12)].

Рассмотрим условие согласования на примере системы с декодерами приемников вызова, реализованных на основе полосовых фильтров.

При одинаковой добротности фильтров декодера относительная расстройка смежных кодовых частот должна быть постоянна, т.е. $\sigma = \Delta f_c / f_i = const$, и при заданной полосе частот, отводимой под формирование кодовых комбинаций, нетрудно получить

$$1 + \sigma = (f_i + \Delta f_c)/ f_i = \sqrt[m]{f_B / f_H}\,, \qquad (2.3.19)$$

где Δf_c – интервал между соседними частотами f_i, и f_{i+1}; m – число кодовых частот в системе; f_B и f_H – верхняя и нижняя частоты в отводимой под формирование кодовых комбинаций полосе частот.

Для большинства элементов селекции с частотной характеристикой, подобной характеристике однозвенного LC-фильтра, ослабление уровня сигнала при заданной расстройке Δf определяется соотношением:

$$\alpha = \sqrt{1 + (2\Delta f Q / f_i)^2} = \sqrt{1 + (2\sigma Q)^2}\,. \qquad (2.3.20)$$

Отсюда добротность элементов селекции

$$Q = \sqrt{\alpha^2 - 1} / 2\sigma$$

или при $\alpha >> 1$

$$Q \approx \alpha f_i / 2\Delta f = \alpha / 2\sigma\,. \qquad (2.3.20')$$

Принимая $\Delta f = \Delta f_c$ и учитывая, что ослабление α соответствует защитному отношению от влияния соседних частот, после подстановки (2.3.20') в (2.3.19) и логарифмирования, получаем

$$m = (\lg f_B - \lg f_H)/\lg(1 + \alpha / 2Q)\,. \qquad (2.3.21)$$

В качестве иллюстрации зависимости m от Q на рис.2.16 показан ее вид для диапазона частот f_B … f_H =300... 3400 Гц при различных α. Видно, что

при увеличении добротности Q возможно увеличение и числа кодовых частот в системе.

В свою очередь, изменение Q влияет на минимально возможное время передачи колебаний каждой из кодовых частот, которое определяется из соотношения $\tau = k_{\text{ф}} \cdot (1/\Delta f)$, где Δf – полоса пропускания фильтра на уровне 0,7; $k_{\text{ф}}$ = 0,4...1,1 – коэффициент, зависящий от передаточной функции фильтра [74,132], соответствующий условиям наибольшего превышения сигнала над флуктуационной помехой, и требуемого затухания остаточных колебаний при заданной скважности следования радиоимпульсов.

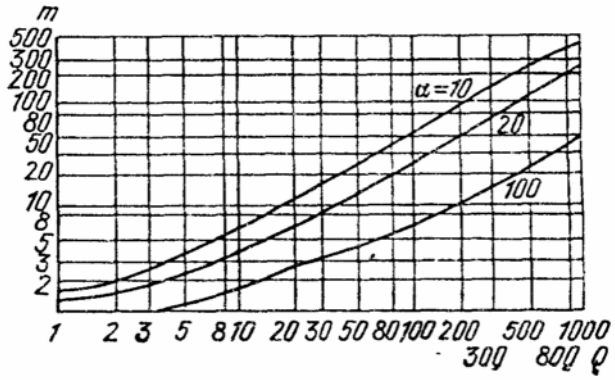


Рис. 2.16. Зависимость числа кодовых частот в полосе 0,3... 3,4 кГц от добротности фильтров декодирующих устройств приемников радиовызова

Для большинства типов фильтров, используемых в рассматриваемых системах, можно принять [74, 78] $k_{\text{ф}} \approx 1$. Тогда $\tau = 1/\Delta f$.

Зависимость добротности фильтра от времени передачи кодовой частоты τ

$$Q = f / \Delta f = f\tau$$

где f – кодовая частота.

Очевидно, что верхний предел возможного времени τ при заданной добротности будет определяться на наименьшей кодовой частоте $f_{\min} = f_H$. Тогда

$$Q = f_H \tau \qquad (2.3.22)$$

С другой стороны, τ зависит от времени передачи всей кодовой комбинации $T_{\text{в}}$ и интенсивности потока вызовов, т. е. от числа абонентов (парка приемников) N, среднего числа вызовов, приходящихся на одного абонента СПРВ в час наибольшей нагрузки D, числа повторений передачи одного вызова M. На основании (2.3.2)

$$\tau = T_B / l = \left[\frac{3600A}{ND(M+1)} - \Delta T \right] / l, \qquad (2.3.23)$$

где l – число частотно-заполненных импульсов в кодовой комбинации, передаваемых последовательно.

Для наиболее реальных значений $A \approx 1$ и $\Delta T \approx 0{,}5T_B$ получим

$$\tau = \frac{2400}{ND(M+1)}. \qquad (2.3.24)$$

В соответствии с (2.3.24) выражение для добротности фильтров (2.3.22) можно представить в виде:

$$Q = f_H \tau = \frac{f_H 2400}{lND(M+1)}.$$

Подстановка этого соотношения в (2.3.21) позволяет определить зависимость числа кодовых частот в системе от интенсивности потока вызовов при заданной полосе частот, отводимой под формирование кодовых комбинаций:

$$m = \frac{\lg f_B - \lg f_H}{\lg\left[1 + \alpha lND(M+1)/4800 f_H\right]}. \qquad (2.3.25)$$

Число кодовых частот предопределяет, в свою очередь, емкость системы кодирования в виде соответствующей функции комбинаторики $F(m)$. Для рассматриваемых видов МЧКК $F(m) = A_m^l$; $F(m) = C_m^r$ и т. д. Причем емкость системы кодирования должна удовлетворять числу обслуживаемых приемников вызова $N = F(m)$.

При заданных функциях комбинаторики (заданной структуре кодирования) на основании полученной зависимости (2.3.25) возможно определение параметров и условия согласования [15] емкости системы кодирования N с числом приемников селективного вызова (абонентов), которые могут быть обслужены при заданной интенсивности потока вызовов (N,D,M) и полосе частот, отводимой под формирование кодовых комбинаций $f_B - f_H$. Это условие для рассматриваемого примера в общем виде можно представить системой уравнений:

$$\begin{cases} N = F(m). \\ m = \dfrac{\lg f_B - \lg f_H}{\lg\left[1 + \alpha lND(M+1)/4800 f_H\right]} \end{cases}. \qquad (2.3.26)$$

В рассматриваемых видах МЧКК для условия согласования и определения его параметров в соответствии с (2.3.4) – (2.3.12) можем записать:

– при кодировании на размещение

$$\begin{cases} N = m!/(m-l)! \\ m = \dfrac{\lg f_B - \lg f_H}{\lg\left[1 + \alpha lND(M+1)/4800 f_H\right]} \end{cases}, \qquad (2.3.27)$$

– при кодировании на сочетание

$$\begin{cases} N = m!/\left[(m-r)!r!\right] \\ m = \dfrac{\lg f_B - \lg f_H}{\lg\left[1 + \alpha lND(M+1)/4800 f_H\right]} \end{cases}, \qquad (2.3.28)$$

– при смешанном кодировании

$$\begin{cases} N = A_\mu^l, где \mu = C_m^g \\ m = \dfrac{\lg f_B - \lg f_H}{\lg\left[1 + \alpha lND(M+1)/4800 f_H\right]} \end{cases}, \qquad (2.3.29)$$

– при кодировании на соединение с повторениями

$$\begin{cases} N = \left[2 + \sum_{r=1}^{m-1} C_m^g \right]^l \\ m = \dfrac{\lg f_B - \lg f_H}{\lg\left[1 + \alpha l N D (M+1) / 4800 f_H\right]} \end{cases} \qquad (2.3.30)$$

Решение систем уравнений (2.3.27) – (2.3.30) в большинстве случаев является громоздкой задачей. С целью ее упрощения для определения значений функции $F(m)$, наиболее часто встречающихся и имеющих практическую ценность видов МЧКК, в приложении №2.4,п.1 представлены выражения, приведенные к виду, удобному для расчета, а на рис.2.17 показаны кривые (сплошные линии) функций для $m \leq 300$. Эти зависимости не учитывают интенсивности потока вызовов и поэтому могут быть использованы лишь при расчете многоадресных систем с низкой скоростью передачи вызовов.

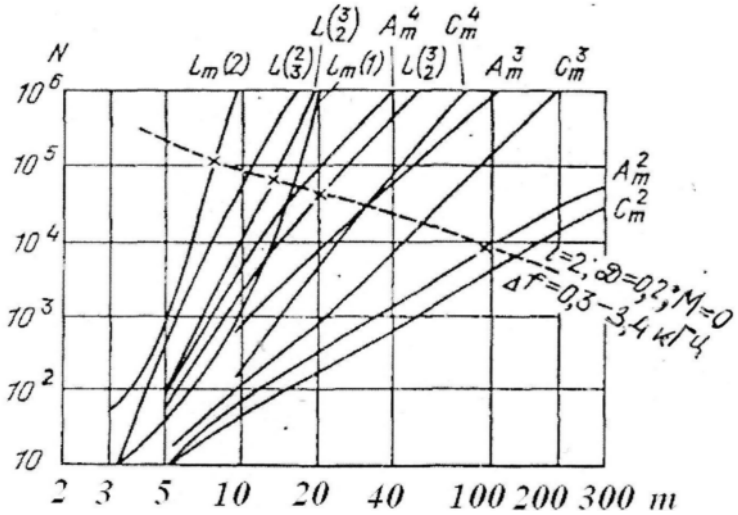


Рис. 2.17. Зависимость емкости МЧКК от числа кодовых частот

При условии согласования – решения системы уравнений (2.3.26) – значения функций $F(m)$ будут ограничены сверху по величине m, определяемой функцией (2.3.25) от интенсивности потока вызовов D, N, M и полосы частот формирования кода $f_H \ldots f_B$. В качестве примера, на рис. 2.17. штриховой линией показана зависимость (2.3.25) для D = 0,1; M=0, l=2 при полосе 0,3...3,4 кГц. Условие согласования будет определяться точками пересечения этой линии с зависимостью $F(m)$ для l=2: с кривыми для A_m^2, $L_m(2)$, $L\binom{g=2}{l=2}$, $L\binom{g=3}{l=2}$.

Для МЧКК вида ЧКДП число кодовых частот, в которых m неизменно и определяется типом кодирования, на основании выражений (2.3.18), (2.3.8), (2.3.9), (2.3.24) условие согласования определяется системами уравнений

– для ЧКДП емкостью $B\binom{1}{11}$

$$\begin{cases} T_B = 2400 / ND(M+1) \\ N = B\binom{1}{11} = 10^l \\ T_B = \tau l \end{cases} \qquad (2.3.31)$$

– для ЧКДП емкостью $B\begin{pmatrix}2\\5+1\end{pmatrix}$

$$\begin{cases} T_B = 2400/ND(M+1) \\ N = B\begin{pmatrix}2\\5+1\end{pmatrix} = 10^l \\ T_B = (2l-1)\tau \end{cases} \qquad (2.3.32)$$

3. Полоса частот формирования МЧКК и абонентская емкость системы радиовызова

Условие согласования определяет связь интенсивности потока вызовов: *N, D, M* с емкостью системы кодирования и полосой частот формирования МЧКК. Принимая во внимание, что емкости СПРВ могут иметь $N = 10^4 \ldots 10^6$ абонентов, максимально возможное время на передачу каждой кодовой частоты вызова (даже без передачи повторных вызовов $M = 0$) в среднем для рассматриваемых вариантов МЧКК согласно соотношению (2.3.24) составит 0,4… 0,01 с. Нижняя частота полосы частот формирования МЧКК удовлетворяющая условию избирательности фильтра наименьшей кодовой частоты

$$f_H \geq 2\Delta f_H = 2/\tau, \qquad (2.3.33)$$

при этом должна иметь значение $f_H \geq 2.5 \ldots 100$ Гц. Целесообразно принять $f_H \approx 300$ Гц.

Решения систем уравнений условия согласования (2.3.26) – (2.3.30) для различных N при $f_H = 300$ Гц позволили определить зависимость области необходимой полосы частот ΔF формирования часто встречающихся видов МЧКК от абонентской емкости СПРВ для наиболее практически ценных случаев: D=0,2; α=10 и $M = 0$ (рис.2.18). Границы области для большинства кодов определяются кривыми для A_m^2 и $L\begin{pmatrix}g=2\\l=2\end{pmatrix}$. Кривые наиболее эффективного кодирования $L_m(l=1)$, $L_m(l=2)$ показаны отдельно.

Как видно из рис. 2.18, ширина полосы частот формирования наиболее приемлемых видов МЧКК для СПРВ значительно возрастает с увеличением ее емкости, что является очевидным ограничением применения МЧКК для СПРВ с емкостью N>5· (10^4..... 10^5). (В данном случае, имеется в виду емкость СПРВ с передачей только вызовов без дополнительной информации к вызову или если дополнительная информация передается абоненту в виде разно вариантных дополнительных вызовов и число их должно входить в общую емкость СПРВ.) Причем, в области возможного применения МЧКК N>5 (10^4... 10^5) достаточно эффективно использование полосы стандартного телефонного канала ΔF =3100 Гц (см. пересечение с заштрихованной областью штриховой линии на рис. 2.18), что является немаловажным для применения МЧКК при использовании в СПРВ стандартной радиотелефонной аппаратуры.

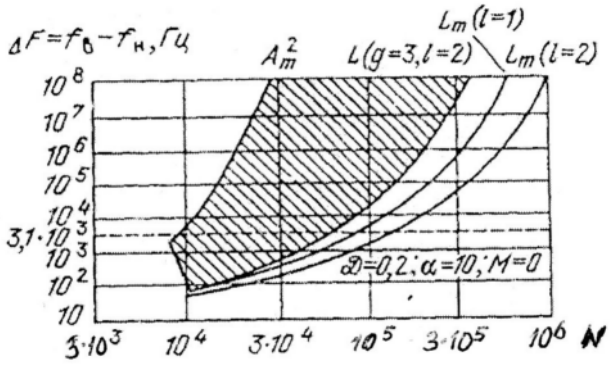


Рис 2.18. Зависимость полосы частот формирования МЧКК от числа абонентов СПРВ

С целью оценки возможностей использования полосы частот телефонного канала 0,3...3,4 кГц были произведены расчеты параметров согласования емкости наиболее приемлемых видов МЧКК с емкостью СПРВ при различных интенсивностях потока вызовов: *N,D.* Расчеты проводились [15=14] в соответствии с условием согласования (2.3.27) – (2.3.30). При расчете принимали фиксированные значения параметра α=10; 20 из соображений практически допустимого влияния сигналов, кодовых частот на сигналы в фильтрах, настроенных на соседние кодовые частоты. Среднее число вызовов, приходящихся на одного абонента в час наибольшей нагрузки, определялось по статистическим данным эксплуатации различных СПРВ [159=155, 177=173] и принимались фиксированными D = 0,5; 0,1; 0,2. Число повторений кодовых комбинаций обычно не превышает двух, поэтому величина M принималось равной 0 и 1.

Результаты расчетов согласованной емкости кодирования с емкостью СПРВ (с числом обслуживаемых приемников вызова) $N_{\text{согл}}$ приведены в приложении №2.5. По этим результатам на рис. 2.19,*а-г*, 2.20 построено семейство зависимостей согласованной емкости СПРВ для различных видов МЧКК от среднего числа вызовов, приходящихся на одного абонента в час наибольшей нагрузки *D,* при α=10, M = 0 (сплошные линии) и M=1 (штриховые линии).

Для представления о влиянии величины α на $N_{\text{согл}}$ на рис. 2.19,а штрихпунктирной линией показана зависимость для A_m^2 при M = 0 и α=100.

В отсутствие условия согласования использование МЧКК является неоптимальным. При емкости СПРВ $N>N_{\text{согл}}$ возможны значительная задержка и даже отказ в передаче вызовов. При $N<N_{\text{согл}}$ передача вызовов будет производиться с замедленной скоростью.

В приложении №2.5 и на рис. 2.20 приведены также данные $N_{\text{согл}}$ для ЧКДП, рассчитанные по (2.3.31), (2.3.32) для стандартного телефонного канала. Величина τ определялась по соотношению (2.3.22), а добротность фильтров Q – по (2.3.21) и рис. 2.16. Значения параметров, использоаванных в расчетах, приведены в табл. 2.6.

Параметры сигналов и устройств их обработки для оценки ЧКДП. Таблица 2.6

α	10		20		100	
m	6	11	6	11	6	11
Q	8	18	16	36	20	200
τ, с	0,027	0,06	0,053	0,122	0,27	0,667

Полученные результаты по оценке МЧКК при условии согласования с пропускной способностью системы могут быть использованы при выборе типа кода для СПРВ. Для сравнения МЧКК по использованию полосы частот формирования кода по соотношениям (2.3.16'), (2.3.17') и (2.3.24) произведена оценка энтропии рассмотренных видов сигналов $H^*_{\text{КФКК}}$ для параметров, приводимых в приложении № 2.5 и на рис. 2.19 и 2.20 при D = 0,1 α=10 и M==0. Результаты этой оценки приведены в табл. 2.7. Там же для сравнения даны результаты оценки энтропии этих сигналов $H_{\text{КФКК}}$ по (2.3.16") для идеальной ортогональной системы.

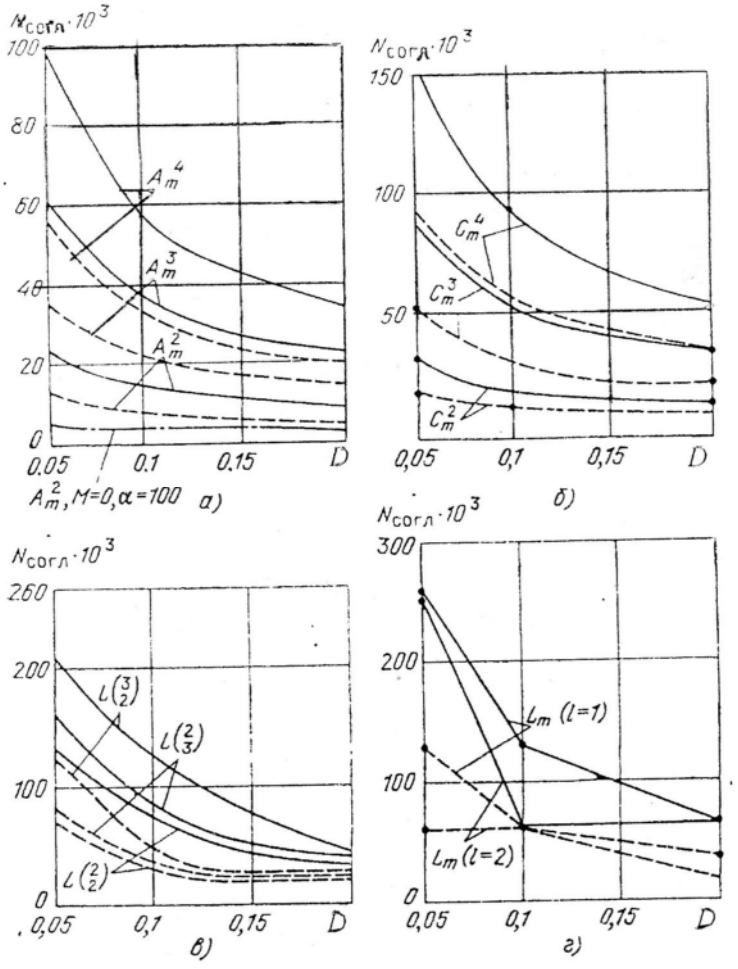


Рис. 2.19. Зависимость согласованной абонентской емкости СПРВ от среднего числа вызовов, приходящихся на одного абонента, при МЧКК вида: *а*) – A_m^4, A_m^3, A_m^2; *б*) - C_m^4, C_m^3, C_m^2; *в*) - $L\binom{2}{2}, L\binom{2}{3}, L\binom{3}{2}$; *г*)- $L_m(l=1),\ L_m(l=2)$

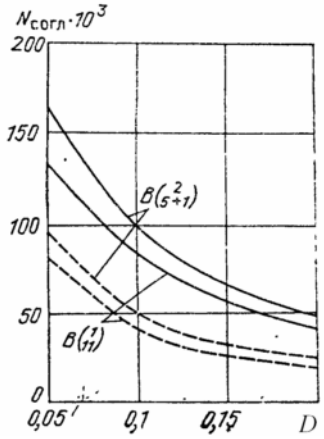


Рис. 2.20. Зависимость согласованной абонентской емкости СПРВ от среднего количества вызовов, приходящихся на одного абонента, при ЧКДП: $B\binom{1}{11}$ и $B\binom{2}{5+1}$

Оценка эффективности использования полосы частот формирования МЧКК. Таблица 2.7

Тип МЧКК	A_m^2	A_m^3	A_m^4	C_m^2	C_m^3	C_m^4	$L\binom{g=2}{l=2}$	$L\binom{g=2}{l=3}$	$L\binom{g=3}{l=2}$	$B\binom{1}{11}$	$B\binom{2}{5+1}$	$L_m(l=1)$	$L_m(l=2)$
$N_{согл}$, тыс.	14,6	21,9	58,6	18,4	52,4	92,3	75	85	132	80	98	131	65
m	122	34	17	192	69	40	24	10	14	11	6	17	8
$H^*_{КФКК}$	0,001	0,002	0,006	0,002	0,006	0,1	0,008	0,009	0,015	0,009	0,01	0,015	0,007
$H_{КФКК}$	0,028	0,068	0,11	0,037	0,112	0,2	0,162	0,249	0,284	0,136	0,132	0,473	0,446

Из данных таблицы видно, что для рассмотренной системы сигналов МЧКК, определяемых добротностью фильтров с частотной характеристикой, подобной характеристике однозвенной *LC*-цепи, заданным защитным отношением от влияния соседних кодовых частот α и условием согласования, энтропия сигналов существенно занижена. Это объясняется неэффективным распределением кодовых частот в отведенной полосе по сравнению с идеальной ортогональной системой МЧКК (см. табл. 2.4), а также трудностями в согласовании абонентской емкости с емкостью кодов из-за дискретного изменения их емкости в зависимости от числа кодовых частот в системе m. Это особенно проявляется в высокоемкостных кодах $L_m(l)$, измененные емкости которых происходят особенно интенсивно – «скачкообразно» даже при незначительном изменении величины m (см. рис. 2.17 и 2.19,*г*).

Безусловно, состояние современной микросхемотехники фильтров аналоговых и дискретного действия позволяет предположить о возможности создания системы с параметрами сигналов, приближающимися к оптимальной ортогональности. Это могло бы устранить противоречие, которое возникает при выборе сигналов по величине их энтропии и по требованию упрощения декодирующих устройств приемников вызова.

2.3.3. Двоичное (цифровое) кодирование (первичное формирование сигналов) вызова

Рассмотренное кодирование с частотными признаками является обычным двоичным неизбыточным кодированием с частотно-кодовой манипуляцией, и

приведенные выше оценки по ограничению емкости такого кодирования справедливы с позиций упрощения приемников вызова, т. е. применения несложных декодирующих устройств. Предельные же емкости, которые можно получить при обычном двоичном (цифровом) кодировании (ДК), определяются известным соотношением [138, 37] $\log_2 N = 2\Delta F T_в$, где ΔF–полоса частот формирования кодовых комбинаций.

Используя выражение (2.3.2), можно записать

$$N\log_2 N = 2\Delta F \cdot 3600/D\,(M+1) = 7200 \cdot \Delta F / D\,(M+1). \qquad (2.3.34)$$

В частности, при использовании полосы частот телефонного канала ΔF = 3,1 кГц для значений M=0; D=0,05...0,2 емкость ДК может составлять N=(5…20)•10^6, что значительно превышает значения емкостей для большинства рассмотренных видов МЧКК, формирующихся в такой же полосе частот (см. приложение №2.5).

Таким образом, при значительных емкостях СПРВ, особенно когда требуется передача дополнительной информации, например, в виде семизначного номера или других высокообъемных сообщений (при этом можно считать, что возрастает величина N), целесообразно использование ДК.

Выбор кода определяется не только простым преобразованием десятичного номера в двоичное число, но и помехоустойчивостью приема сигналов. Определим условия выбора ДК.

Поскольку передача вызовов имеет случайный характер и притом передача одного и того же вызова происходит редко (например, при D = 0,1 число вызовов одного абонента может составлять один за десять часов), оценку помехоустойчивости декодирования необходимо производить для сигналов с неизвестной априорной вероятностью, т. е. правильностью обнаружения сигнала, и характеризовать вероятностью пропуска вызова $p_{пр}$ и вероятностью ложного вызова $p_л$. Причем, так как время ожидания вызова значительно превосходит время приема вызова, то для приемников СПРВ является наиболее опасной $p_л$. Величина $p_л$ может определяться по-разному. Например [62=59], задается допустимая вероятность ложных вызовов за определенный период (например, за год), а затем пересчитывается на длительность одного вызова. Возможно также [98=76] для определения $p_л$ исходить из величины $p_{пр}$ и соотношения времени передачи вызова $T_в$ и времени ожидания приема вызова $t_{ож}$. Оба эти способа дают одинаковые результаты. Значение $p_{пр}$ должно быть не более вероятности ошибки прохождения вызова через телефонную сеть $p_{ТС}$. С учетом $p_{ТС}$. для современных телефонных сетей целесообразно принять $p_{пр} \le 10^{-2}$. Исходя из требований МСЭ (МККР) [148] число ложных вызовов на одного абонента не должно превышать одного в год, расчеты $t_{ож}$ и $T_в$ (2.3.2) при значениях D = 0,05...0,2; M = 0 для крупных СПРВ (при $N \ge 105$) позволяют определить $p_л \le 10\text{-}8$. Эти значения $p_{пр}$ и $p_л$ согласуются с параметрами ряда действующих СПРВ [55].

Последовательная передача сигналов вызова в радиоканале определяет целесообразность использования линейного блочного двоичного кодирования, когда определенной кодовой комбинации соответствует определенный вызов

(адрес). Передача сигналов вызова может быть как стартстопная, так и синхронная.

Дадим оценку таких кодов для симметричного канала (при вероятности перехода $p_{10} = p_{01} = p$) без памяти и без замираний, считая, что ошибки приема символов обусловлены гауссовскими шумами, следовательно, являются независимыми, и вероятность появления i ошибок в кодовой комбинации из n символов подчиняется биноминальному закону

$$p_n(i) = C_n^i p^i (1-p)^{n-1}. \qquad (2.3.35)$$

Здесь $p^i(1-p)^{n-i}$ – вероятность появления кодовой комбинации с i ошибками; C_n^i – число кодовых комбинаций, отличающихся от заданной i символами.

Для определения вероятности ошибки (появления ошибочной кодовой комбинации) необходимо учитывать все возможные ошибки $1 \le i \le n$. Вероятность ошибки неизбыточного двоичного кода (НДК)

$$p_{ош} = \sum_{i=1}^{n} C_n^i p^i (1-p)^{n-1}. \qquad (2.3.36)$$

Для НДК из N кодовых комбинаций длиной n на рис. 2.21,*а* показаны переходные вероятности при передаче i-й комбинации (для наглядности в качестве i-й принята 1-я комбинация), где $p_{прав}$ - вероятность правильной передачи, $p(2/i)$, $p(j/i)$, ..., $p(n/i)$ – вероятности перехода i-й комбинации в любую другую комбинацию. Эти вероятности образуют полную группу несовместимых событий, следовательно:

$$p_{прав} + \sum_{j=2}^{N} p(j/i) = 1 \text{ или } p_{прав} + \sum_{j=1}^{N-1} p(j/i) = 1. \qquad (2.3.37)$$

Поскольку декодер каждого из приемников вызова настроен только на одну кодовую комбинацию – свой вызов, то при любом из ошибочных переходов передаваемой ему комбинации произойдет пропуск вызова, а вероятность пропуска $p_{пр}$ будет определяться вероятностью ошибки $p_{ош}$. Согласно (2.3.35), (2.3.36)

$$p_{пр} = p_{ош} = \sum_{j=1}^{N-1} p(j/i) = \sum_{i=1}^{n} C_n^i p^i (1-p)^{n-1}. \qquad (2.3.36')$$

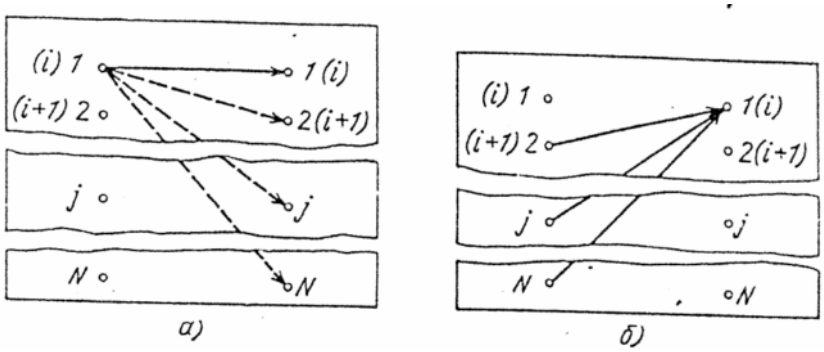


Рис.2.21. Переходные вероятности: *а* – при оценке пропуска вызова; *б* – при ложном вызове

На основании [36, 64] правую часть этого равенства можно представить в виде

$$p_{пр} = 1 - (1-p)^n \ . \qquad (2.3.38)$$

При $p<<0,5$

$$p_{пр} \approx np. \qquad (2.3.38')$$

Этот же результат можно получить из выражения $p_{пр}=1 - p_{прав.}$ Ложный вызов возникает в том случае, когда при передаче комбинации $j \neq i$ она переходит в i-ю. Вероятность такого перехода (трансформации) $p_{л\ j} = p(i/j)$ показана на рис. 2.21,*б*.

Вероятность ложного вызова определяется всеми возможными переходами с учетом p_j -вероятности передачи каждой из $N-1$ комбинаций

$$p_л = \sum_{j=1}^{N-1} p_j p_{лij} = \sum_{j=1}^{N-1} p_j p(i/j). \qquad (2.3.39)$$

При равновероятной передаче каждой из N комбинаций $p_1 = p_2 = \ldots = p_j = 1/N$ получим

$$p_л = 1/N \sum_{j=1}^{N-1} p(i/j). \qquad (2.3.40)$$

Полагая, что $p(i/j)=p(j/i)$ (сравните рис. 2.21,*а* и *б*), на основании (2.3.36′) и (2.3.38) можно утверждать, что

$$\sum_{j=1}^{N-1} p(i/j) = \sum_{i=1}^{n} C_n^i p^i (1-p)^{n-1} = 1-(1-p)^n$$

Окончательно получим

$$p_л = 1/N[1 - (1 - p)^n]. \qquad (2.3.41)$$

Поскольку величина p находится в интервале $0 < p < 0,5$ и ограничена сверху своим значением p=0,5, то для наихудших условий приема – в отсутствие сигнала или при срыве синхронизации, когда p=1/2, вероятность ложного вызова за время $n\tau$ (здесь τ - длительность элементарной посылки)

$$p_{л.о} = [1 - (1/2)^n]/N = 1/N - 1/(N \cdot 2^n).$$

Поскольку для НДК $N = 2^n$, то

$$p_{л.о} = (1/2)^n - (1/2)^{2n} \approx (1/2)^n. \qquad (2.3.42)$$

Соотношение (2.3.42) позволяет определить значение $n_л$, необходимое для удовлетворения заданной $p_л$. Например, при $p_л = 10^{-8}$ получаем $n_л = 27$.

При двоично-десятичном коде (ДДК) каждая десятичная цифра числа (номера вызова или сообщения) представляется двоичной комбинацией значностью $[\log_2 10] = 4$ (символ [ ] означает округление до ближайшего целого числа сверху). Количество таких комбинаций определяется значностью десятичного числа - $l_д$ (значностью N), и вся кодовая комбинация ДДК состоит из $n = 4l_д$ – двоичных символов. $p_{л.о}$ определяется по (2.3.42).

В табл.2.8 представлены результаты расчетов длины n НДК и ДДК для различных N и наращивания этой длины на величину $n_л$ - n путем введения избыточности для удовлетворения $p_л = 10^{-8}$, а также указаны способы введения такой избыточности.

Введение избыточности возможно и другими способами – использованием (n, k) избыточных помехоустойчивых кодов. В таких кодах каждая кодовая комбинация содержит n символов, k из которых информационные, а $n - k = r$ – избыточные. Эти коды характеризуются минимальным кодовым расстоянием $d = d_{min}$ (Т.е. наименьшим числом

Длина кодов типа НДК и ДДК. Таблица 2.8

N	n		$n_л$ - n		Способ введения избыточности
	НДК	ДДК	НДК	ДДК	
10^3	10	12	17	15	Двукратная передача комбинации с добавлением избыточных символов
10^4	14	16	13	11	Двукратная передача комбинации
10^5	17	20	10	7	Добавление избыточных (кодовых) символов до требуемой величины $n_л$
10^6	20	24	7	3	

символов, которыми одна кодовая комбинация отличается от другой. Для НДК $d_{\min}$=1). Число используемых разрешенных кодовых комбинаций $N = 2^k$. Применение таких кодов позволяет обнаруживать или (и) исправлять ошибки в кодовой комбинации, кратность которых определяется $d_{\min}$ и типом кода. Простейшим избыточным кодом является двоичный код с одной проверкой на четность (ДКЧ), который содержит один избыточный проверочный символ. Длина ДКЧ $n = [\log_2 N]+1$ и $d_{\min} = 2$. Если избыточный код используется только для обнаружения ошибок, то $p_{пр}$ будет определяться так же, как и для НДК (см. рис. 2.21,*а*), по (2.3.38). Если код также используется и для исправления ошибок $t_и$ кратности, то вероятность пропуска уменьшается:

$$p_{пр} = p_{ош} - p_{испр} = 1-(1-p)^n - \sum_{i=1}^{t_u} C_n^i p^i (1-p)^{n-i} = 1 - \sum_{i=0}^{t_u} C_n^i p^i (1-p)^{n-i}, \qquad (2.3.43)$$

где $p_{испр} = \sum_{i=1}^{t_u} C_n^i p^i (1-p)^{n-i}$ – вероятность наступления ошибок кратности не более $t_и$, которые могут быть исправлены.

Для оценки $p_л$ на рис. 2.22 показан фрагмент возможных ошибочных переходов в заданную кодовую комбинацию *i*. Символами «●» обозначены запрещенные (неиспользуемые) кодовые комбинации и «О» - разрешенные комбинации. Стрелками сплошных линий показаны переходы разрешенных комбинаций в заданную *i*.

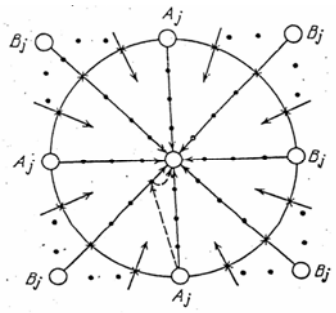


Рис. 2.22. Переходные вероятности для ложного вызова при избыточном коде

Стрелкой штриховой линии показан вариант перехода из разрешенной кодовой комбинации в запрещенную, которая исправляется в заданную. Чтобы устранить такое ошибочное исправление, необходимо отказаться от исправления ошибок в декодере и использовать код только для обнаружения ошибок, что особенно важно при высоких требованиях к $p_л$. В этом случае ошибочные переходы будут определяться вероятностью необнаруженной

ошибки $p_{н.о}(i/j)$ только для разрешенных комбинаций. На основании рассуждений к выражениям (2.3.39) и (2.3.40) запишем

$$p_л = \frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N-1} p_{н.о}(i/j).$$

Полагая, что $p_{н.о}(i/j) = p_{н.о}(j/i)$, можно считать, что $\sum_{j=1}^{N-1} p_{н.о}(i/j) = p_{н.о}$ – полной вероятности необнаруженной ошибки. Тогда

$$p_л = p_{н.о}/N. \qquad (2.3.44)$$

Согласно [36] $p_{н.о} = \sum_{i=d}^{n} W(\omega) p^i (1-p)^{n-1}$, где $W(\omega)$ – весовая характеристика кода, т.е. число кодовых комбинаций веса ω (с одинаковым количеством единиц) или иначе число вариантов, не обнаруживаемых данных кодом ошибок; $p^i(1-p)^{n-i}$ - то же, что и в выражении (2.3.35).

Так, например, для ДКЧ с одной проверкой на четность $d = 2$

$$p_{н.о} = \sum_{i=d}^{n} W(\omega) p^i (1-p)^{n-i}$$

где $i = 2, 4, 6, \ldots n'$ (n' - четное число, ближайшее к n и меньше его). Так как с повышением кратности ошибок вероятность ошибок резко падает, то

$$p_{н.о} \approx C^2_n p^2 (1-p)^{n-2}.$$

Методы определения $W(\omega)$ для общего случая очень громоздки, поэтому целесообразно ограничиться оценкой сверху. Чаще используется оценка (см., например, [74, 64])

$$p_{н.о} \le \sum_{i=2}^{n} C^i_n p^i (1-p)^{n-1}.$$

Однако эта оценка является значительно завышенной для $p_л$, поскольку учитываются все возможные и разрешенные, и запрещенные комбинации, отстоящие от заданной на величину, равную или более d. Например, для первого слагаемого $i = d$ на рис. 2.22 это все возможные комбинации «О» и «●» показаны на окружности.

Другую, более точную, оценку сверху можно сделать с помощью учета только разрешенных комбинаций (поскольку только они могут передаваться или приниматься – декодироваться). Для этого будем считать, что все $N - 1$ разрешенные кодовые комбинации имеют наибольшую вероятность перехода в заданную i-ю комбинацию $p^d(1-p)^{n-d}$, т.е. располагаются на окружности с радиусом d. Это разрешенные кодовые комбинации, которые на самом деле располагаются на этой окружности (на рис.2.22 см. A_j) и комбинации с большим d, которые как бы переносятся на эту окружность (см. переносы комбинаций B_j в точке с символами «*»). Тогда, учитывая число возможных переходов $N - 1$, получаем

$$p_{н.о} \le (N-1) p^d (1-p)^{n-d}.$$

Подставив это в (2.3.44), получаем

$$p_л \le \frac{N-1}{N} p^d (1-p)^{n-d} \approx p^d (1-p)^{n-d} \qquad (2.3.45)$$

В условиях отсутствия сигнала, при $p = 1/2$, $p_л = 1/2^n$.

Исследование выражения (2.3.45) на экстремум [178=174] позволяет определить величину $p^* = d/n$, соответствующую максимальной величине

$$p_{л\,max} \le (d/n)^d (1 - d/n)^{n-d}.$$

Если для вызова используется не одна кодовая комбинация (слово), а l слов, каждое длиной n, то при условии равновероятности передачи этих слов и независимости ошибок в них можно записать:

$$\begin{aligned} &p_л(l) = 1-(1-p_л)^l \le 1-[1-p^d(1-p)^{n-d}]^l; \\ &p_{л.о}(l) = 1-[1-(1/2)^d(1/2)^{n-d}]^l \approx (1/2)^{nl}; \\ &p_{л.max}(l) = 1-[1-(d/n)^d(1-d/n)^{n-d}]^l; \\ &p_{пр}(l) = 1-(1-p)^{nl}. \end{aligned} \qquad (2.3.46)$$

На основании полученных соотношений исследуем двоичные коды, предлагаемые [175] для многоадресных систем радиовызова. В табл. 2.9 даны основные параметры этих кодов, рассчитанные по полученным выше соотношениям p, $p_л$, $p_{л.о}$, и $p_{л.max}$ для $p_{пр}=10^{-2}$. Величина p определялась по (2.3.38′) в виде $p \approx p_{пр}/n$. Приводятся значения числа вызовов (адресов) – емкости кода как величины N', которую предлагается использовать [175] с учетом увеличения емкости при дополнительном кодировании стартовой комбинации или, наоборот, при уменьшении емкости за счет недоиспользования всех разрешенных кодовых комбинаций, так и величины N, определяющей предельную информативную емкость самого кода, которая и использовалась при оценке вышеуказанных параметров кодов.

Для сравнения в табл. 2.9 приведены результаты расчетов для НДК и ДКЧ, указана максимальная кратность обнаруживаемых ошибок t_0 .

Результаты оценки параметров двоичных кодов при $p_{пр}=10^{-2}$. Таблица 2.9

Тип кода	n, k	d	l	N'	N	p	$p_л(l)$	$p_{л.о}(l)$	$p_{л.max}(l)$	t_o
БЧХ[1]	31,16	7	1	$65\cdot10^3$	$65\cdot10^3$	$3\cdot10^{-4}$	$3\cdot10^{-25}$	$4{,}6\cdot10^{-10}$	$5{,}7\cdot10^{-8}$	6
НДК	16	1	1	-	$65\cdot10^3$	$6\cdot10^{-4}$	$1{,}5\cdot10^{-7}$	$1{,}5\cdot10^{-5}$	-	
БЧХ[2]	32,21	6	1	$8\cdot10^6$	$2\cdot10^6$	$3\cdot10^{-4}$	$8\cdot10^{-22}$	$2{,}3\cdot10^{-10}$	$1{,}9\cdot10^{-7}$	5
НДК	21	1	1	-	$2\cdot10^6$	$5\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-9}$	$4{,}8\cdot10^{-7}$	-	
Голея	23,12	7	2	$14\cdot10^6$	$16{,}7\cdot10^6$	$2\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-26}$	$1{,}4\cdot10^{-14}$	$1{,}6\cdot10^6$	6
НДК	24	1	1	-	$16{,}7\cdot10^6$	$4\cdot10^{-4}$	$2{,}5\cdot10^{-9}$	$6\cdot10^{-8}$	-	
Kasami	26,16	3	2	10^6	$\sim10^6$	$1{,}8\cdot10^{-4}$	$3{,}9\cdot10^{-23}$	$5{,}5\cdot10^{-17}$	$1{,}83\cdot10^{-4}$	2
НДК	20	1	1	-	10^6	$5\cdot10^{-4}$	$9{,}95\cdot10^{-9}$	$9{,}5\cdot10^{-7}$	-	
ДКЧ	18,17	2	1	-	10^5	$5{,}5\cdot10^{-4}$	$3\cdot10^{-7}$	$3{,}8\cdot10^{-6}$	-	1*
ДКЧ	21,20	2	1	-	10^6	$4{,}8\cdot10^{-4}$	$2{,}25\cdot10^{-7}$	$1{,}9\cdot10^{-6}$	-	1

[1] Циклический Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ)

[2] БЧХ с дополнительной проверкой на четность

* Обнаруживаются как однократные ошибки, так и все ошибки нечетной кратности.

Как видно из таблицы, избыточные коды (n, k) имеют достаточно большой запас по $p_л$ в сравнении с рассматриваемой $p_л = 10^{-8}$. Этот запас может быть трансформирован на использование этих кодов для исправления ошибок. Исправление ошибок ведет к уменьшению $p_{пр}$, а при заданной величине $p_{пр}$ - к менее жестким требованиям к p. Так, например, оценка кода (26, 16) по соотношению (2.3.43) для режима исправления ошибок $t_и$ =1 требует $p=3{,}9\cdot10^{-3}$, что в 20 с лишним раз меньше требуемой величины p при обнаружении ошибок. Другим важным свойством избыточных кодов являются обнаружение

и коррекция пачек ошибок, которые могут иметь место, например, при помехах импульсного вида. В табл. 2.10 приведены характеристики, отображающие эти свойства для рассмотренных кодов.

Обнаружение и исправление ошибок в избыточных кодах. Таблица 2.10

Характеристика ошибок в кодовом слове	БЧХ (31,16)	БЧХ (32,21)	Код Голея (23,12)	Код (26,16)
Максимальная кратность исправляемых ошибок	3	2	3	1
Максимальная кратность (длина) пачек исправляемых ошибок	7	5	5	5
Максимальная кратность пачек обнаруживаемых ошибок	15	11	11	11

Полученные результаты анализа позволяют оценить системы вызова для канала не только без замирания, но и при медленных замираниях, присущих, например, ОВЧ и УВЧ каналам радиовызова, когда оценку действия системы целесообразно производить с помощью надежности прохождения радиосигналов [107]. Эффективным способом повышения этой надежности является накопление повторяющихся кодовых комбинаций вызова. Если кодовая комбинация передается m раз и решение о вызове выносится при q принятых комбинациях, соответствующих декодеру, то можно получить [178]

$$p'_{пр}(m,q) = \sum_{i=0}^{q-1} C_m^i p_{пр}^i (1-p_{пр})^{m-i};$$

$$p'_{л}(m,q) = 1 - \sum_{i=0}^{q-1} C_m^i p_{л}^i (1-p_{л})^{m-i} = \sum_{i=q}^{m} C_m^i p_{л}^i (1-p_{л})^{m-i}.$$

В качестве примера на рис. 2.23,*а* и *б* показаны зависимости $p'_{пр}(m, q)$ и $p'_{л}(m, q)$ от m при заданных значениях $p_{пр}$, $p_{л}$ и $q = 1$ (сплошные линии), $q = 2$ (штриховые линии). Анализ этих зависимостей позволяет заключить, что накопление комбинаций вызова уменьшает $p'_{пр}(m, q)$ и увеличивает $p'_{л}(m, q)$.

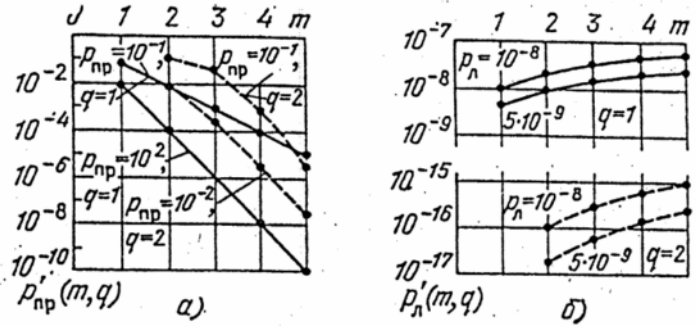


Рис. 2.23. Зависимости вероятности пропуска вызова (*а*) и ложного вызова (*б*) от числа повторений передачи вызова

Поэтому при выборе методов кодирования $p_{л}$ и $p_{пр}$ должны быть соответствующим образом скорректированы.

Следует заметить, что рассмотренные выше случаи использования кода в режиме обнаружения ошибок вызова не обязательны для кодовых комбинаций передаваемого за вызовом цифрового сообщения. Для этих сообщений возможно использование кода в режиме исправления ошибок, оценку которого можно проводить традиционными методами с позиций вероятности трансформации кодовых комбинаций. При этом не исключена возможность применения кодов, однотипных кодам для адреса (самого вызова) (см. разд.2.1).

При передаче сообщений только в виде цифр в информационной части кодовых слов (k) может использоваться ДДК, а при буквенно-цифровых сообщениях коды, представленные в табл.2.9 и приложении №2.2, или,например, код, подобный общеизвестному алфавиту №5**.**

Таким образом, вышеприведенная оценка характеристик помехоустойчивости передачи кодовых комбинаций адресного вызова для условий $p_{\text{л}} \ll p_{\text{пр}}$ позволяет обоснованно подойти к выбору типа кодирования и рациональному использованию его избыточности. Рассмотренный случай определения параметров помехоустойчивости при различных вариантах кодирования для $p_{\text{л}} \leq 10^{-8}$ и $p_{\text{пр}} \leq 10^{-2}$ может быть использован в качестве примера такой оценки при других требованиях к $p_{\text{л}}$ и $p_{\text{пр}}$.

2.3.4. Обоснование рекомендаций к выбору диапазона электромагнитных волн и видов радиосигналов для систем радиовызова

Поскольку системы радиовызова можно рассматривать как один из видов подвижной наземной радиослужбы, то, согласно рекомендаций по использованию радиоспектра [70], для них предпочтителен диапазон 26,1…960 МГц (ОВЧ и низкочастотная часть диапазона УВЧ). Однако современное бурное освоение диапазонов радиочастот в области их увеличения позволяет заключить о возможности использования для радиовызова радиочастот и более 960 МГц [6].

Касаясь конкретно СПРВ, необходимо учитывать специфику их применения и в частности – надежная работа в условиях города, и выбор радиочастот должен определяться удовлетворительными характеристиками распространения радиоволн в этих условиях (особенно при радиальном способе построения СПРВ) и частотными характеристиками индустриальных радиопомех. Такие условия распространения радиоволн накладывают определенные ограничения на использование радиочастот близких к СВЧ диапазону. Поэтому ограничимся оценкой возможностей применения в СПРВ радиочастот вышеуказанного диапазона.

Использование высокочастотной части этого диапазоав имеет ряд преимуществ - весьма удовлетворительные характеристики распространения радиоволн в городских условиях, снижение уровня индустриальных помех [50,70] и возможности уменьшения габаритов антенн. В связи с этим, можно рекомендовать [162] использование этого диапазона для СПРВ не ниже 100 МГц.

Необходимо также учитывать требование к СПРВ – надежный прием сигналов радиовызова как на улицах, так и в помещениях зданий. Частоты свыше 100 МГц обладают достаточно хорошей проникающей способностью в здания современных городских конструкций [23, 173]. Результаты по исследованию проникающей способности радиоволн в помещения зданий различных авторов не являются однозначными (подробно см. гл.4). В качестве примера в табл. 2.11 приведены средние значения затуханий уровня электромагнитного поля при проникновении в помещения первых этажей зданий для частот свыше 100 МГц,

Средние значения затухания уровня радиоволн при проникновении в помещения зданий. Таблица 2.11

Частота, МГц	150	250	400	900...1500
Затухание, дБ	22	18	18	15

указанные в документах МСЭ (МККР) [175] и в [6]. При переходе в более высокочастотную область следует учитывать трудности в реализации аппаратуры и ее стоимости. Поэтому при выборе частот необходимо исходить из компромисса между энергетическими характеристиками системы, сложностью и дороговизной аппаратуры (особенно приемных устройств СПРВ).

Не исключена возможность реализации систем радиовызова и, в том числе СПРВ, не только по радиальному, но и по сотовому принципу, с радиочастотами, используемыми в традиционных системах сотовой радиотелефонии. (Заметим, что в США [55] часть СПРВ, особенно двусторонних, работают в диапазоне около 900 МГц).

При организации радиовызова через искусственные спутники земли выбор радиочастот определяется принципами организации спутниковых систем связи.

Таким образом, для систем радиовызова, реализуемых на основе принципов наземной подвижной связи, наиболее приемлемым можно считать диапазон радиочастот 100… 960 МГц. Однако верхняя граница этого диапазона не является строго ограничительной и может определяться частотами, выбор которых может зависеть от структуры построения системы. При этом необходимо учитывать, что со значительным увеличением частоты радиоволн, характеристики их распространения, особенно в условиях города, ухудшаются. Очевино, этим можно объяснить, особый интерес, проявляемый в последнее время при планировании систем связи 4G [11] к освоению диапазона частот около частоты 700 МГц.

Характеристики распространения радиоволн и радиопомех рассмотренных диапазонов частот непостоянны во времени и по зоне действия системы, особенно на территории города, где распространение радиоволн имеет сложную многолучевую структуру (см.гл.4). Это является причиной случайных изменений фазы и уровня сигнала (отношения сигнал-помеха) при приеме, что накладывает свои требования при выборе методов управления колебаниями, и в частности ограничения (сложности) на когерентный прием сигналов. Эти особенности должны учитываться при выборе вида управления колебаниями (модуляции) и его параметров в зависимости от применяемых методов кодирования вызовов [93].

При этом приоритет должен отдаваться такому виду, который позволяет по возможности упростить приемники вызова, снизить их стоимость, уменьшить потребление ими энергии питания, сохраняя при этом в допустимых пределах помехоустойчивость приема.

Так, для простейших систем с МЧКК возможно использование амплитудной (*A*8*D*) или частотной (*F*8*D*) модуляции (АМ или ЧМ).

В крупных системах радиовызова с использованием двоичного (цифрового) кодирования – ДК (как первичных сигналов вызова) формированию радиосигналов может предшествовать ряд преобразований, таких как канальное кодирование, интерливинг и др. Не останавливаясь на деталях этих преобразований, которые, как показал анализ существующих СПРВ (см. разд. 2.1.1), могут и не использоваться и зависят от принципов организации радиоитерфейса системы радиовызова, рассмотрим способы управления несущими колебаниями радиопередатчика при поступлении на его вход двоичных сигналов.

К настоящему времени разработаны и внедряются множество видов управлении несущими колебаниями – от простейшей частотной манипуляции (ЧМн) до многоуровневой частотной модуляции, от бинарной или относительной фазовой манипуляции (ФМн или ОФМн) до различных видов квадратурной фазовой манипуляции (КФМн), от простейшей бинарной амплитудной манипуляции (АМн) до квадратурной многопозиционной амплитудной (амплитудно-фазовой) модуляции – КАМ (QAM), или сигналы с ортогональным частотным разделением со многими поднесущими (OFDM). Эти виды модуляции сигналов и их помехоустойчивость достаточно полно исследованы (см. например [64 или 25]). Результаты этих исследований позволяют при известных характеристиках одного вида модуляции определить (пересчитать) характеристики для любого другого вида модуляции. Такой же вывод можно сделать для класса радиосигналов, различающихся по форме в виде сложных шумоподобных сигналов (ШПС) [7], нашедших применение в ряде сотовых и асинхронных адресных систем. Заметим, что принципы создания ШПС могут найти применение [111] для адресации групп, вызываемых при передаче вызовов группами, когда число групп исчисляется десятками – сотнями.

Поэтому, принимая во главу указанные выше условия упрощения схемотехники приемников вызова, снижения их стоимости и уменьшения потребления ими энергии питания, а также с учетом типов сигналов в реально действующих вышерассмотренных систем (разд.2.1) можно рекомендовать для систем с ДК частотную манипуляцию (ЧМн) – *F*1*D*, ФМн или ОФМн. При усовершенствовании систем радиовызова (СПРВ) как по структуре, так и по типу радиосигналов всегда можно скорректировать характеристики помехоустойчивости вновь применяемых сигналов, используя теоретические результаты исследований помехоустойчивости для вышеуказанных видов модуляции.

Для класса систем радиовызова, рассчитанных на уплотнение сигналами вызова ОВЧ ЧМ вещательных каналов, применение для передачи сигналов радиовызова ЧМ несущей передатчика предпочтительно, так как при этом искажения вещательного сигнала сводятся к минимуму и выделение сигналов вызова несложно с помощью обычного широкополосного ЧМ демодулятора. При использовании МЧКК сигналы вызова с полосой частот формирования кодовых комбинаций, лежащей выше полосы частот вещательного звукового

сигнала, могут непосредственно модулировать несущую [121=113]. Такой вид сигналов можно обозначить *F*8*WXF*. При ДК формирование сигналов вызова осуществляется на поднесущей, которой частотно модулируется несущая передатчика *F*2*D*. Выбор вида модуляции поднесущей определяется условиями минимального влияния сигналов вызова на вещательный сигнал, ограничениями на пик-фактор, полосой частот уплотнения и помехоустойчивостью приема сигналов вызова. Здесь могут использоваться АМ с подавленной несущей *A*3*D* (в данном случае – поднесущей) [175] или ЧМн *F*2*D* для двоичных биимпульсных сигналов с ограниченным спектром частот. Если система работает в синхронном режиме, не исключена возможность применения ОФМ.

Не исключена также возможность создания СПРВ на основе уплотнения телевизионного сигнала, например, путем [70] передачи сигналов вызова в интервалы гасящих импульсов или путем уплотнения канала звука подобно уплотнению ОВЧ ЧМ вещательных сигналов.

2.3.5. Оценка параметров радиоканала и приема сигналов вызова МЧКК

Выбор типа радиосигналов и их параметров определяется комплексом условий – от учета особенностей распространения радиоволн до требований к помехоустойчивости приема сигналов. В системах радиовызова необходимое отношение сигнал-помеха на выходе приемника определяется требованиями к помехоустойчивости срабатывания декодирующего устройства (в конечном итоге порогового устройства). Оценка этой помехоустойчивости является самостоятельной задачей, после решения которой лишь возможно определение необходимых видов и параметров радиосигналов в канале связи.

1. Помехоустойчивость декодирования сигналов МЧКК

Как отмечалось в разд. 2.3.3, оценку помехоустойчивости приема (декодирования) сигналов радиовызова необходимо производить для вероятности пропуска вызова $p_{пр}$ и вероятности ложного вызова $p_{л}$, значения которых целесообразно принять $p_{пр} \leq 10^{-2}$, $p_{л} \leq 10^{-8}$. Величины $p_{пр}$ и $p_{л}$, характеризующие декодирование всей кодовой комбинации вызова, определяются вероятностями ложного приема элементарных посылок (каждой кодовой частоты) $p_{л1}$ и пропуска их приема $p_{пр1}$ в зависимости от вида МЧКК и соответственно структуры декодирующего устройства. Обобщенная функциональная схема декодирующего устройства МЧКК представлена на рис. 2.24, где каждая ветвь (канал) выделения и обработки сигналов кодовой частоты состоит из фильтра кодовой частоты (ФКЧ), детектора огибающей, интегрирующей цепи и порогового устройства (П). Коммутация этих ветвей и сравнение наличия поступающих сигналов происходят в соответствии с комбинаторикой построения кода в специальной схеме комбинаторной коммутации и сравнения (СККС) – принимается решение о принятии вызова (вырабатывается сигнал включения сигнализации) или его отсутствии.

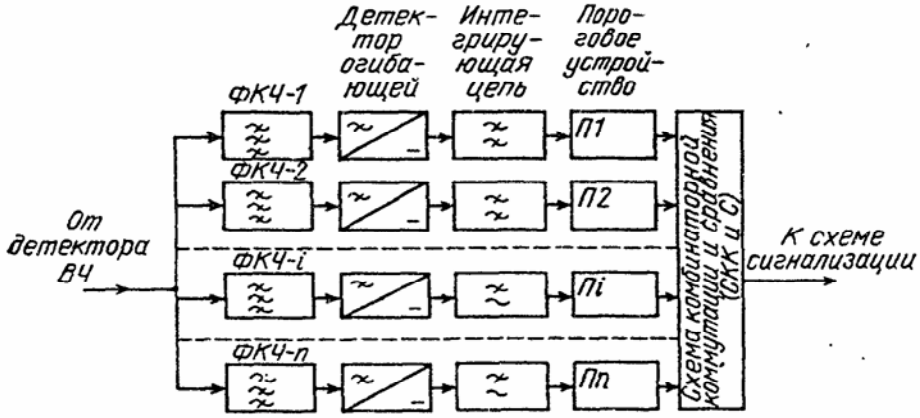


Рис. 2.24. Обобщенная функциональная схема декодирующего устройства МЧКК

Проследим оценку параметров помехоустойчивости декодирования на примере кодирования с частотными признаками на сочетание (параллельного кодирования) C_m^r. Оценку такого кодирования можно рассматривать как усредненную для ряда видов МЧКК, в которых используется параллельная передача кодовых частот (например, смешанного кодирования). В декодирующем устройстве C_m^r СККС является логической схемой «И».

При оценке вероятности ложного срабатывания $p_л$ декодирующего устройства необходимо учитывать энергию сигналов, попадающую в канал обработки элементарной посылки от соседних (смежных по частоте) кодовых частот.

Поэтому

$$p_л = \sum_{i=0}^{r-1} p(i) p(i_c) p_{л1}^{r-i}, \qquad (2.3.47)$$

где $p(i)$ – вероятность передачи комбинаций, совпадающих с кодовыми частотами декодирующего устройства ($i \le r$); $p_{л1}$ – вероятность ложного приема элементарной посылки в канале каждой кодовой частоты декодирующего устройства; r – число частот в одной кодовой комбинации; $p(i_c)$ – вероятность передачи комбинаций с частотами, соседними с i кодовыми частотами декодирующего устройства.

Возможны три случая ложного вызова: 1 – в отсутствие влияния соседних кодовых частот, 2 – при влиянии одной соседней частоты и 3 – при влиянии двух смежных кодовых частот. Для оценки сверху необходимо рассмотреть случай 3. Принимая условие, что все вызовы передаются равновероятно и непрерывно, не приводя промежуточных выкладок, можем записать для вероятности ложного вызова с учетом воздействия двух соседних (смежных) кодовых частот:

$$p_{л.с} = \left(1/C_m^r\right) \sum_{i=0}^{r-1} C_{m-(r-1)}^r \left(1 - C_{m-1}^r / C_m^r\right)^{2r-2i} p_{л1}, \qquad (2.3.48)$$

где $p_{л1}$ – вероятность ложного приема в канале одной кодовой частоты i с учетом влияния двух соседних частот.

Поскольку исходным условием является $p_л = p_{л.с} \le 10^{-8}$, в (2.3.48) можно ограничиться последними членами суммы

$$p_л = p_{л.с} \approx [C^r_{m-1}(1 - C^r_{m-1}/C^r_m)^2 / C^r_m] p_{л1} = (1 - r/m)(r/m)^2 p_{л1}. \qquad (2.3.48')$$

(Для МЧКК на размещение A^l_m выражение для $p_л$ получено в [76]).

Вероятность пропуска вызова

$$p_{пр} = 1 - (1 - p_{пр1})^r \approx r p_{пр1}, \qquad (2.3.49)$$

где $p_{пр1}$ – вероятность пропуска сигнала элементарной посылки одной кодовой частоты.

Преобразовав выражения (2.3.48) и (2.3.49), для вероятностей ложного приема элементарной посылки и ее пропуска получим

$$p_{л1} \approx p_{л.с} / [(1\text{-}r/m)/(r/m)^2]; \qquad (2.3.48'')$$

$$p_{пр1} \approx p_{пр} / r. \qquad (2.3.49')$$

Величины $p_{л1}$ и $p_{пр1}$ позволяют произвести оценку энергетических характеристик сигнала и помех в каждом из каналов кодовой частоты декодирующего устройства. Методика и пример определения требуемых отношений энергии сигнала к спектральной плотности шума без учета влияния соседних частот – $E_i/N_0=g$, с учетом влияния одной соседней частоты – $E_i / N_0^{'} = g^{'}$ и двух соседних частот-$E_i/N_0^{''}=g^{''}$ при заданной расстройке фильтра, соответствующей соседним частотам, относительно частоты заполнения радиоимпульса – Δ_f, приводятся в приложении № 2.6.

В качестве иллюстрации этой методики для МЧКК в табл. 2.12 приводятся результаты оценки характеристик кодов на сочетание C^r_m с различной кодовой емкостью и удовлетворяющих $p_л=10^{-8}$; $p_{пр}=10^{-2}$.

Таблица 2.12

Тип кода	$p_{пр1}$ (2.3.49')	$p_{л1}$ (2.3.48'')	$E_i/N_0=g$ (2.3.52)	$E_i/N_0^{''}=g^{''}$ (2.3.54)	Δ_f
C^2_{60}	$5*10^{-3}$	$3*10^{-6}$	32 (15дБ)	58 (17,6дБ)	$6,4/\tau$
C^3_{60}	$3*10^{-3}$	$8*10^{-6}$	29 (14дБ)	49 (16,9дБ)	$6,4/\tau$

Проведенный выше анализ МЧКК не ограничивается применением только к кодам вида C^r_m и методологически может быть использован для других видов МЧКК. К тому же заметим, что коды вида C^r_m могут рассматриваться как элементы кодирования более сложных кодов $L\binom{l}{g}$, $L_m(l)$, $L_m\binom{l}{r}$ и, следовательно, результаты, полученные выше для C^r_m, являются частью анализа таких сложных видов МЧКК.

2. Обоснование параметров радиоканала для сигналов МЧКК

Сигналы МЧКК (первичные сигналы, которыми должна модулироваться несущий радиосигнал) можно рассматривать как дискретно-аналоговые, которые в основном предназначены для формирования в полосе стандартного телефонного канала 300-3400 Гц с возможностью их передачи по

общепринятым для подвижной связи радиоканалам с выделенной полосой 25 кГц. Поэтому, рассматривая виды модуляции для сигналов МЧКК как аналоговых сигналов, оправданно выделить два вида: АМ и ЧМ. (Применение фазовой модуляции может рассматриваться с учетом ее функциональной взаимосвязи и коррекции характеристик относительно ЧМ [33]).

Известно, что увеличение ширины спектра радиосигналов позволяет повысить помехоустойчивость их приема [98, 133]. В этом, в частности, проявляется преимущество сигналов ЧМ по сравнению с сигналами АМ. Однако вследствие наличия порогового эффекта при приеме сигналов ЧМ [33, 31] эффективность ЧМ проявляется лишь в допустимых пределах значений соотношений сигнал-помеха на входе в полосе пропускания и на выходе приемника.

Необходимое отношение сигнал-помеха на выходе приемника ЧМ является определяющим параметром при выборе индекса модуляции. В подвижной ОВЧ – ЧМ радиосвязи для удовлетворительной разборчивости речевых сообщений [33], требующей отношения сигнал-помеха на выходе приемника 15... 20 дБ, оптимальным следует считать индекс модуляции β =1,2, что соответствует выигрышу в отношении сигнал-помеха на входе приемника ЧМ по сравнению с приемником АМ в среднем на 8 дБ. Этим объясняется предпочтение, отдаваемое ЧМ в системах подвижной радиосвязи, особенно при эксплуатации их в городских условиях [33, 143]. Поскольку задачи сравнения АМ и ЧМ для большинства случаев решены, дадим оценку параметров ЧМ радиоканала вызова.

При определении параметров радиоканала ЧМ исходным условием является необходимое отношение мощностей сигнал-шум на выходе частотного детектора (ЧД), которое взаимосвязано с отношением энергии элементарной посылки к спектральной плотности флуктуационного шума в виде

$$\left(E_i/N_0\right)^* = U_c^2\,\tau/N/\Delta f_э \qquad (2.3.50)$$

где $\left(E_i/N_0\right)^*$ – в зависимости от влияния энергии сигналов соседних частот определяется или для $\left(E_i/N_0\right)^* = \left(E_i/N_0^{'}\right) = g^{'}$, или для $\left(E_i/N_0\right)^* = \left(E_i/N_0^{''}\right) = g^{''}$ (см. приложение № 2.6);

$U_с$ – эффективное напряжение сигнала кодовой частоты; N – энергия флуктуационного белого шума в полосе $\Delta f_э$, т. е. мощность флуктуационного шума; $\tau = 1/\Delta f$; Δf – полоса пропускания фильтра кодовой частоты (ФКЧ) на уровне 0,5 по мощности; $\Delta f_э = \left(1/K_0\right)\int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)d\omega$ – энергетическая полоса ФКЧ; $K(j\omega)$ – передаточная функция ФКЧ; K_0 – коэффициент передачи фильтра (ФКЧ) на резонансной частоте.

Связь энергетической полосы фильтра с его полосой пропускания на уровне 0,5 по мощности может быть представлена в виде

$$\Delta f_э = c^{'}\Delta f\,, \qquad (2.3.51)$$

где c' – коэффициент, характеризующий частотную характеристику фильтра (для фильтра с передаточной функцией колебательного контура c' = 1,571).

Подставляя соотношения для τ и (2.3.51) в (2.3.50) и выражая относительно отношения мощностей сигнал-шум для фильтров декодирующего устройства ФКЧ, получаем

$$\left(P_c/P_ш\right)_{ФКЧ} = U_c^2/N = \left(E/N_0\right)^* c' .$$

Для фильтров с передаточной функцией колебательного контура

$$\left(P_c/P_ш\right)_{ФКЧ} = U_c^2/N = 0{,}63\left(E/N_0\right)^* .$$

Продолжая оценку рассматриваемых примеров МЧКК на сочетание, используя данные $\left(E_i/N_0\right)^* = \left(E_i/N_0''\right)$ табл. 2.12, получаем для кода C_{60}^2 $\left(P_c/P_ш\right)_{ФКЧ} = 36{,}5$; для C_{60}^3 $\left(P_c/P_ш\right)_{ФКЧ} = 31$. По значению $\left(P_c/P_ш\right)_{ФКЧ}$ и диапазону частот формирования МЧКК находятся требуемые параметры ЧМ радиоканала.

Для определения оптимальных параметров ЧМ используют громоздкие трансцендентные уравнения [135], решение и оценку которых целесообразно производить графически. На рис.2.28 представлены зависимости отношения энергий сигнал-шум в радиоканале до ЧД – $\left(E/N_0\right)_{вх}$ от полосы частот канала ЧМ сигналов вызова, рассчитанные и построенные автором для отношения сигнал-шум на выходе ЧД, равного отношению, сигнал-шум на выходе ФКЧ для наивысшей кодовой частоты f_{max} = 3400 Гц, для диапазона 300... 3400 Гц с интервалом между частотами Δf=6,4/τ. По оси абсцисс отложены значения коэффициента широкополосности сигнала ЧМ

$$\gamma = \Delta f/\left(2\Delta f_э\right), \qquad (2.3.52)$$

где Δf – ширина полосы частот спектра сигнала ЧМ в радиоканале;

$\Delta f_э$ – энергетическая полоса ФКЧ.

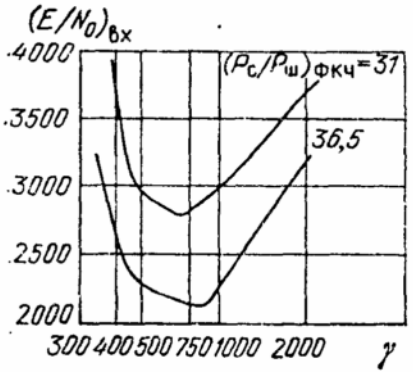


Рис.2.28. Зависимости отношения сигнал-шум от коэффициента широкополосности ЧМ

Анализ кривых па рис.2.28 позволяет определить оптимальную требуемую ширину спектра радиосигнала при минимальном требуемом отношении сигнал-шум до ЧД, т. е. в полосе радиоканала. За оптимальное значение коэффициента широкополосности можно принять $\gamma = \gamma_{опт} = 750$. Ширина спектра радиоканала согласно (2.3.52) и (2.3.28)

$$\Delta F = 2\gamma_{опт}\Delta f_э = 2\gamma_{опт} c'\tau . \qquad (2.3.52')$$

При использовании ФКЧ с частотной характеристикой колебательного контура длительность передачи элементарной посылки кодовой частоты определяется из условия - $\Delta f = 6{,}4/\tau$ и полосы частот формирования кода 3100

Гц, для рассматриваемого примера с числом кодовых частот m= 60 нетрудно определить τ = 0,13 с.

Учитывая, что для кодов C_m^r τ=T_B, по соотношению (2.3.2′) можно найти абонентскую емкость N. Сравнение величины N с кодовой емкостью рассматриваемых кодов показывает, что код C_{60}^2 может удовлетворять этой емкости близко к условию согласования $N = C_{60}^3$, а емкости кода C_{60}^2 недостаточно для достижения максимальной пропускной способности системы. Для сохранения справедливости дальнейшей оценки канала для кода C_{60}^2 будем считать, что в системе радиовызова с этим кодом повышение эффективности использования канала вызова достигается за счет дополнения каждого вызова сообщением такой длины, которая удовлетворяла бы τ = 0,13 с.

Подставив числовые значения в (2.3.52′), получим ΔF=18 кГц.. По кривым рис. 2.28 для $\gamma_{опт}$ определяется минимальная величина отношения энергий сигнал-шум на входе приемника $(E/N_0)_{\text{ВХ}}$.

Отношение мощностей сигнал-шум определяется [143]

$$\left(P_c/P_ш\right)_{BX} = \left(E/N_0\right)_{BX}/2\gamma\,. \qquad (2.3.53)$$

Учитывая нестабильность частоты гетеродина, которую для малогабаритного приемника диапазона 100... 950 МГц можно принять равной $10^{-6}\ldots10^{-5}$, что соответствует возможному отклонению частоты гетеродина $\Delta f_H \approx 2$ кГц и является доминирующей в сравнении с нестабильностью стационарного передатчика, полоса частот, занимаемая радиоканалом: $\Delta F_K = \Delta F + 2\Delta f_H = 2\gamma\Delta f_э + 2\Delta f_H = 22$ кГц. Для такого расширенного канала γ=910. По рис. 2.28 корректируем величину $(E/N_0)_{\text{ВХ}}$ и по (2.3.60) уточняем $\left(P_c/P_ш\right)_{BX}$. Полученная величина $\left(P_c/P_ш\right)$– это минимально допустимое отношение сигнал-помеха, которое удовлетворяет $p_л$ и $p_{пр}$ и определяет чувствительность приемника.

Результаты этой последовательной оценки для рассматриваемого примера МЧКК на сочетания представлены в табл. 2.13.

Таблица 2.13

Тип кода	$\left(P_c/P_ш\right)_{ФКЧ}$	$\gamma_{опт}$ = 750		γ =910	
		$(E/N_0)_{\text{ВХ}}$	$\left(P_c/P_ш\right)_{BX}$	$(E/N_0)_{\text{ВХ}}$	$\left(P_c/P_ш\right)_{BX}$
C_{60}^2	36,5	2160	1,44	2250	1,23
C_{60}^3	31	2760	1,84	2900	1,59

Девиация частоты и индекс ЧМ согласно соотношениям, приводимым в [143], соответственно определятся

$$f_Д = \Delta F_K/2 - \left(f_{\max} - \Delta f_э/2\right) - \Delta f_H = 22/2 - \left(3{,}4 - 0{,}012/2\right) - 2 = 5{,}6\,\text{кГц},$$

$$\beta_{ЧМ} = f_Д/\left(f_{\max} + \Delta f_э/2\right) = 1{,}64\,.$$

Полученные параметры ЧМ канала рассмотренного варианта системы радиовызова позволяют сравнить ЧМ с АМ применительно для таких систем. Сравнение АМ и ЧМ приводится в [33, 67, 187]. Ограничимся анализом

результатов, полученных Э. Вэем [187] при сравнении ЧМ и АМ сигналов радиовызова при МЧКК. Анализ проведем путем сопоставления полученных выше параметров ЧМ с параметрами этого сравнения.

Сравнение [187] проводилось при условии равенства полос частот радиоканалов АМ и ЧМ в диапазоне ОВЧ для двух значений полосы частот 17 и 34 кГц (такие значения полосы частот принимались из условия возможного разнесения соседних каналов ОВЧ на интервалы 25 и 50 кГц и с учетом нестабильности частотных характеристик приемопередающих устройств); диапазон кодовых частот принимался аналогично вышерассмотренному варианту системы радиовызова равным 0,3... 3,4 кГц. Из сопоставления полос частот этих двух каналов с обоснованной полосой ЧМ канала (22 кГц) рассмотренного варианта сигналов МЧКК видно, что значение последней является средним по отношению к первым. Вследствие этого можно полагать, что ухудшение помехоустойчивости ЧМ приемников по сравнению с АМ приемниками, отмеченное в [187] для полосы частот канала 17 кГц и отсутствующее для полосы 34 кГц, в ЧМ канале рассмотренного варианта МЧКК будет практически отсутствовать. Отмеченная для обоих этих каналов повышенная чувствительность приемников ЧМ к фазовым расхождениям одновременно принимаемых сигналов от двух передатчиков для ЧМ канала с определенной выше полосой частот остается неизменной. И главное, в условиях при работе радиосистемы в условиях города с высоким уровнем индустриальных радиопомех в основном импульсного характера, преимущество в помехоустойчивости ЧМ в сравнении с АМ сохраняется.

2.3.6. Обоснование параметров радиоканала для сигналов вызова при ДК

Системы связи с сигналами ДК могут характеризоваться как цифровые. К настоящему времени для цифровых систем связи разработана масса видов радиосигналов (модуляций), позволяющих эффективно бороться с негативными эффектами многолучевости распространения сигналов, повысить эффективность использования частотного спектра, которые частично рассмотрены в разд. 2.3.4 и анализ которым будет дан в последующих главах. Использование того или иного вида модуляции главным образом определяется возможным отношением сигнал-помеха в канале связи, а в системах радиовызова – дополнительно условиями упрощения схемотехники приемника радиовызова и минимизации потребления энергии его источника питания. Базовыми для множества разновидностей современных видов модуляции для двоичных (цифровых) сигналов можно считать ЧМн (частотную манипуляцию) и АМн (амплитудную манипуляцию), которые в свою очередь удовлетворяют указанным выше условиям реализации и энергопотребления приемников радиовызова. Причем, учитывая специфику помеховой обстановки, обусловленной городскими условиями, в которых особенно важна передача радиовызовов, предпочтение следует отдать ЧМн, и для качественной и количественной оценки помехоустойчивости сигналов в системах радиовызова целесообразно проанализировать именно сигналы ЧМн. Такой анализ позволит, используя современные теоретические достижения по сравнительной оценки

помехоустойчивости сигналов различных видов модуляции, при необходимости определить характеристики других видов сигналов в сопоставлении с ЧМн сигналами.

Неопределенность во времени передачи радиовызова отдельному приемнику и преобладание ждущего режима его работы являются одной из особенностей при определении параметров радиосигналов. Как отмечалось выше (см. разд. 2.3.3) в системах радиовызова с ДК может использоваться два режима передачи радиовызовов: стартстопный и синхронный. Причем в системах радиовызова со стартстопным режимом при очень больших абонентских емкостях возможен переход в квазисинхронный режим, когда в канале постоянно передаются вызовы (или «холостые вызовы») и синхронизация поддерживается через заданные циклы. Кроме того, учитывая, что значительная часть энергии сигнала в таких системах приходится на синхросигнал (стартовую посылку), можно дополнительно утверждать, что передача каждого вызова осуществляется в синхронном режиме.

Таким образом, для возможных видов систем радиовызова можно ограничиться рассмотрением помехоустойчивости приема кодовой комбинации вызова в условиях жесткой синхронизации. Без значительного ущерба в качестве оценки сигналов ЧМн при ДК будем считать канал симметричным, т. е. вероятности перехода $p_{01} = p_{10}$, равенство энергий сигнала «нажатия» (единицы) и «отжатия» (нуля) и их априорных вероятностей.

Из анализа в разд. 2.3.3 ДК следует, что типы кодирования вызова могут быть различные: от двоичного с проверкой на четность (ДКЧ) до более сложных избыточных кодов (n, k). Там же приводятся основные соотношения и величины для $p_л$, $p_{пр}$ и p. Для величины p определяющей является $p_{пр}$. В режиме обнаружения ошибок (2.3.38′) $p \approx p_{пр}/n$. В режиме исправления ошибок требования к величине p, определяемой из соотношения (2.3.43), менее жесткие. Поэтому, принимая за исходное условие режим обнаружения, можно привести оценку сигналов с более высокими требованиями к помехоустойчивости.

1. Определение основных параметров цифрового радиоканала вызова

Не останавливаясь отдельно на каждом из рассмотренных выше видов ДК, проведем оценку ЧМн радиосигналов для избыточного (n, k) ДК, информационная часть которого k есть двоично-десятичный код (ДДК) передаваемых десятичных цифр номера вызова значностью $l_Д$, т. е. $k = 4l_Д$, и вся кодовая комбинация вызова с учетом проверочных символов r имеет длину $n = 4l_Д + r$.

Поскольку код вызова может содержать не только номер вызова (адрес), но и дополнительное сообщение, то необходимо учесть увеличение длины кодовой комбинации на это сообщение. Целесообразно рассмотреть три случая: 1) вызов без сообщения $n = n_a$ – код адреса; 2) вызов с передачей сообщения в виде одной десятичной цифры $n = n_a + c1$; 3) вызов с передачей сообщения в виде семизначного десятичного номера $n = n_a$ +с7. Причем оценку сигналов

будем производить, акцентируя внимание на адресе, поскольку он определяющий в «приеме всего вызова (дополнительное сообщение, как отмечалось выше, если адрес принят верно, принимается с достаточной достоверностью).

Результаты расчетов n для $N=10^3...10^6$ сведены в табл.2.14 (значение n принималось ориентировочно с учетом наиболее приемлемых к СПРВ избыточных кодов). Там же приведены длины без избыточного ДК $\langle \log_2 N \rangle$ и ДДК $4l_Д$, а также рассчитанные по (2.3.38′) величины p, удовлетворяющие вероятности пропуска адреса $p_{пр}=10^{-2}$.

Из сравнительного анализа различных методов частотной манипуляции, приводимых в [132], следует, что для приемников, требующих наиболее простых схемных решений, а следовательно, не требующих высоко стабильных и узкополосных фильтров, целесообразно с точки зрения помехоустойчивости отдавать предпочтение широкополосной ЧМн.

Таблица 2.14

N	$\langle \log_2 N \rangle$	$4l_Д$	$n_a = 4l_Д + r$	p	$n = n_a + c1$	$n = n_a + c7$
10^3	10	12	16	$6{,}2\cdot10^{-4}$	16+4	16+7·6
10^4	14	16	20	$5\cdot10^{-4}$	20+4	20+7·6
10^5	17	20	25	$4\cdot10^{-4}$	25+4	25+7·6
10^6	20	24	30	$3{,}3\cdot10^{-4}$	30+4	30+7·6

Разность частот манипуляции «отжатия» и «нажатия» f_1-f_2, для широкополосной ЧМн выбирается с учетом условия [132]

$$|f_1 - f_2| \geq 2/2\pi\tau\rho = B/\pi\rho, \qquad (2.3.54)$$

где B – скорость манипуляции; τ – длительность элементарного радиосигнала; ρ – параметр ортогональности сигналов, соответствующий отношению напряжений на выходах фильтров, настроенных на частоты f_1 и f_2, и нестабильности частотной характеристики приемника и самих фильтров f_1 и f_2. Выбор параметров в (2.3.54) определяется требованиями помехоустойчивости и зависит от режима работы системы и вида используемого кодирования. Из анализа [132] зависимостей отношения энергий сигнал-спектральная плотность шума на выходе фильтра с частотной характеристикой одноконтурного звена E/N_0 от параметра ортогональности сигналов «нажатия» и «отжатая» в канале ЧМн ρ для обеспечения заданной вероятности p (рис.2.29) следует, что для рассчитанных p целесообразно выбирать ρ = 0,2...0,4. В противном случае или значительно увеличится разнос частот манипуляции, что существенно скажется на ширине канала [111], или увеличится требуемое отношение сигнал-шум. Ширина канала определяется также скоростью манипуляции B.

Минимально возможная скорость манипуляции с учетом соотношения (2.3.2)

$$B = 1/\tau = n/Tk_c = ND(M+1)n/3600k_c, \qquad (2.3.55)$$

где τ – длительность элементарной посылки; n – число элементарных посылок в

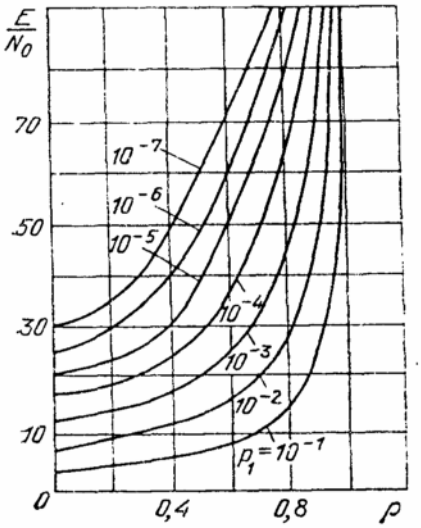


Рис.2.29. Зависимости отношения сигнал-шум от параметра ортогональности

кодовой комбинации вызова (без синхросигнала и стоповой посылки); $k_c = T_{к.в}/T$ – коэффициент, учитывающий время на передачу синхронизирующей и стоповой посылок, а также вводимую избыточность кодирования; $T_{к.в}$ – время кодовой комбинации вызова без синхронизации; T – время передачи всей посылки вызова (с синхронизацией).

Значение k_c зависит от способа кодирования, цикловой синхронизации, групповой или одинарной передачи вызовов, дополнительного сообщения, требований периодической передачи опознавательных кодовых комбинаций для периодического включения приемников при использовании в них схем экономического потребления энергии.

Как показывает анализ ряда цифровых СПРВ (см. разд. 2.1), а также принимая во внимание аналогию СПРВ с системами телеуправления, рассматриваемыми в [75], можно принять k_c = 0,4...0,8. Если в СПРВ за вызовом передается дополнительное сообщение, то необходимо варьировать значением k_c в указанных пределах, а в (2.3.55) значение n будет определяться суммарным числом элементарных символов па адреса (вызова) и дополнительного сообщения c. На рис. 2.30 на основании данных табл. 2.14 и соотношения (2.3.62) при наиболее реальных значениях параметров D и M определены зависимости B от абонентской емкости N (сплошные линии при D = 0,1 и M = 0; штриховые – при D = 0,2 и M = 0 или D = 0,1 и M =1) для трех вариантов вызова: без передачи дополнительного сообщения c = 0; с передачей дополнительного сообщения в виде одной цифры *c1* без избыточным ДДК; с передачей семизначного номера *c7* с помощью избыточного ДК такого же, какой используется для передачи адреса. На этом рисунке для СПРВ с сообщением *c7* показана зависимость при k_c = 0,9, которая может быть принята при синхронной работе СПРВ, когда на синхронизирующие посылки тратится минимум времени (стартовая посылка не передается). Штрихпунктирными линиями показаны зависимости минимальной B при использовании без избыточного ДК с синхронизацией (k_c = 0,8) и без синхронизации (k_c =1). Сопоставляя полученные результаты для N=10^6 с данными, приводимыми в

приложении №2.2 для цифровых СПРВ такой емкости, можно сделать вывод, что их скорость передачи занижена по сравнению с требуемой.

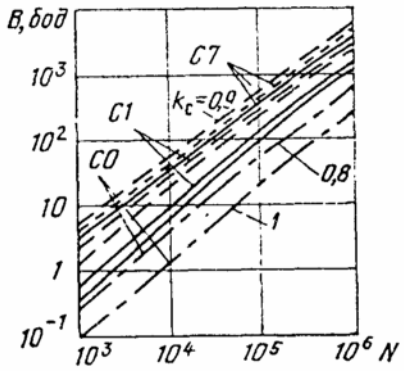


Рис.2.30. Зависимости скорости манипуляции в канале ЧМн от абонентской ёмкости системы радиовызова (СПРВ)

Полоса частот каждого из каналов «нажатия» и «отжатия» ЧМн, определяемая [134, 74] как $\Delta F = 1{,}1/\tau = 1{,}1\ B$ или с учетом (2.3.55)

$$\Delta F = 3 \cdot 10^{-4}\, ND\, (M+1) n / k_c. \qquad (2.3.55')$$

Эта полоса сравнительно узкая и может составлять сотни – тысячи герц. Поэтому канальные фильтры приемника целесообразно включать в тракт промежуточной частоты или в НЧ тракт при прямом преобразовании в «нулевую частоту». При этом значительное влияние на полосу пропускания канальных фильтров оказывает нестабильность частотной характеристики приемника – нестабильность частоты гетеродина и изменение скорости манипуляции в незначительных пределах не является критичным.

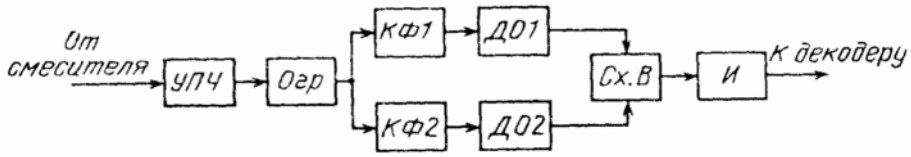


Рис.2.31. Функциональная схема демодулятора ЧМн сигналов

На рис.2.31 показана структурная схема демодулятора при указанном способе включения канальных фильтров, где *УПЧ* – усилитель промежуточной частоты; *Огр* – ограничитель; *КФ1*, *КФ2* – канальные фильтры; *ДО1, ДО2* – детекторы огибающей; *Сх.В* – схемы вычитания; *И* – интегратор. (В приемнике с преобразованием сигнала в «нулевую частоту» указанные нестабильности таким же образом влияют на полосу ФНЧ, включаемых после смесителей).

Полоса пропускания канальных фильтров с учетом возможных отклонений частоты за счет нестабильности гетеродина приемника $\Delta f_{\text{Н}}$ (отклонением частоты передатчика базовой станции пренебрегаем, так как его стабильность частоты при стационарных условиях эксплуатации может значительно превосходить стабильность частоты гетеродина)

$$\Pi_\phi = \Delta F + 2 \left| \Delta f_H \right|.$$

Принимая усредненную частоту несущей – $f_{\text{НЕС}}$ для диапазонов радиочастот, рекомендуемых к использованию в системах радиовызова (см. разд. 2.3.4), и нестабильность гетеродина приемника $\Delta f_{\text{Н}}/f_{\text{НЕС}} = \pm 10^{-5} \ldots 10^{-6}$, для дальнейшей оценки можно принять $\Delta f_{\text{Н}} = \pm 2$ кГц.

Для фильтров с передаточной функцией вида

$$K(f)=\sqrt{1+(2\Delta f_P Q/f_0)^2}=\sqrt{1+(2\Delta f_P/\Pi_\phi)^2}$$

с добротностью Q, резонансной частотой f_0, равной f_1 или f_2, и с полосой пропускания на уровне 0,7, равной Π_ϕ, для $K(f)=1/\rho=1/(0{,}2....0{,}4)$ можно определить необходимую разность (разнос) частот манипуляции $\Delta f_P=|f_2-f_1|$. С учетом (2.3.54), выражений для Π_ϕ, передаточной функции фильтра $K(f)$, зависящей от $f=\Pi_\phi$ и определяющего задаваемого параметра ρ в виде функции $K'(\Pi_\phi,\rho)$, величину разноса частот в общем виде можно конкретизировать

$$|f_2-f_1|=K'(\Pi_{\phi,}\rho)\cdot\Pi_\phi=K'(\Pi_\phi,\rho)\cdot(\Delta F+2|\Delta f_H|).$$

Можно также определить полосу частот, занимаемую каналом радиовызова $\Delta F_K=\Delta F+\Delta f_P$. Подставляя соотношения для ΔF (2.3.55′) и $\Delta f_р$, получим

$$\Delta F_K=\Delta F+\Delta f_P=(3\cdot 10^{-4}\,ND\,(M+1)n/k_c)+|f_2-f_1|. \qquad (2.3.56)$$

Индекс частотной модуляции [26] определяется

$$\beta_{ЧМ}=\frac{1}{2}\frac{|f_2-f_1|}{B/2}$$

Результаты расчетов этих параметров ЧМн радиоканала для различной емкости систем радиовызова N представлены в приложении № 2.7. В соответствии с этими расчетами на рис.3.32 построены графики зависимости ΔF_K от N при различных объемах передаваемого сообщения и параметрах D и M: штриховые линии для D = 0,1 и M = 0 или D = 0,05 и M=1, сплошные линии – для D = 0,2 и M = 0 или D = 0,1 и M=1.

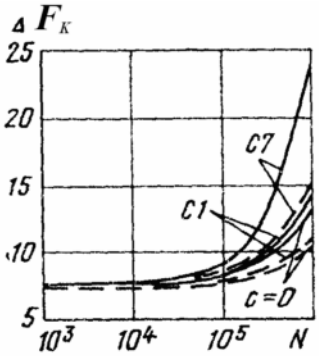


Рис.2.32. Зависимость требуемой полосы частот радиоканала от абонентской емкости системы радиовызова (СПРВ)

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что в СПРВ с ДК на ширину радиоканала влияет главным образом нестабильность частотной характеристики приемника вызова, что и определяет использование широкополосной ЧМ. Исключение составляет СПРВ с N=10^6 и передачей дополнительного сообщения в виде семизначного номера ($c7$), когда скорость манипуляции превосходит возможные отклонения частоты гетеродина приемника.

2. *Особенности характеристик радиоканалов вызова при передаче высокообъемных сообщений и эффективность использования радиоканала*

Как отмечалось в разд.2.3.1, в отдельных системах радиовызова и особенно в пейджинге передача вызова может дополняться высокообъемными сообщениями – $C_{\text{вос}}$ буквенно-цифрового вида. Причем, как показывает практика, за среднестатистическую величину этих сообщений можно принять сообщения, состоящие из 46-ти (≈50-ти) символов (см. гл.3 и [96], [99]). При 7-ми битах, приходящихся на один символ, количество информационных бит для передачи такого сообщение составит $n_{\text{вос}} = C_{\text{вос}} = 322$ (≈350-ти) бит, а с учетом проверочных бит-r длина сообщения составит - $n_{\text{вос}} + r = 322 + r$. Весь вызов, адрес с сообщением, определится $n_a + n_{\text{вос}} + r = n_a + 322 + r \approx n_a + 350 + r$. Полная коррекция (увеличение) количества передаваемых бит учитывается коэффициентом k_c [см. (2.3.55)].

С учетом значений k_c, сопоставляя значения $n_a + n_{\text{вос}} + r$ для различных N со значениями, приводимыми в табл.2.14 для $n_a = 4l_Д + r$, $n = n_a + c1$, $n = n_a + c7$, можно прийти к выводу, что величина n_a и ее изменения пренебрежимо малы по сравнению с $n_{\text{вос}} + r$ и можно считать $n_a + n_{\text{вос}} + r$ практически не изменяется для различных N. Однако скорость передачи таких сообщений сохраняет свою зависимость от N.

Учитывая эти особенности, дадим оценку характеристик ЧМн канала радиовызова с высокообъемными сообщениями. При этом будем акцентировать внимание, как указывалось выше, на оценку приема адреса, используя рассчитанные значения вероятности ошибки p, приводимые в табл. 2.14. Основываясь на вышеприведенной методике (2.3.55),(2.3.55′) и (2.3.56), определяя.ncz параметры $B, П_ф, \Delta f_Р$, $\beta_{ЧМ}$ и итоговые величины $\Delta F_К$. Результаты этой оценки в виде зависимостей B, $\beta_{ЧМ}$ и $\Delta F_К$ от N для практически применимых значений k_c=0,6, M =0, D= 0,1 и D=0,2 представлены на рис.2.33.

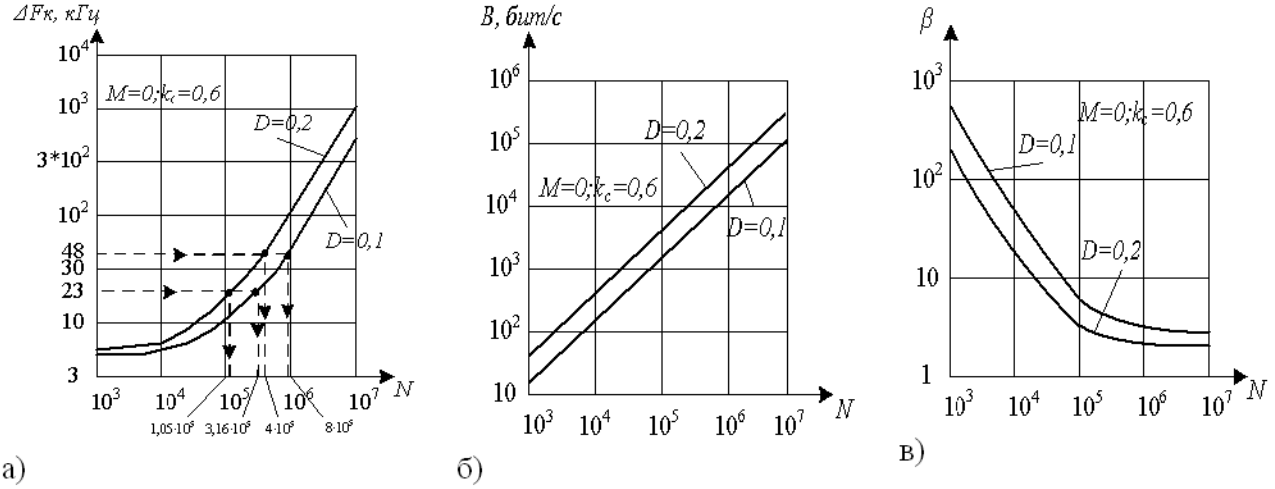


Рис. 2.33. Зависимости ширины радиоканала – $\Delta F_К$ (а), скорости передачи – B (б) и индекса частотной модуляции – $\beta_{ЧМ}$ (в) от числа абонентов в системе радиовызова с передачей высокобъемных сообщений – $C_{\text{вос}}$

Полученные результаты позволяют наглядно проиллюстрировать выбор параметров ЧМн радиосигналов (радиоканала) для различной абонентской

емкости системы радиовызова и определить ограничения для стандартно выделяемых полос радиочастот. На этих рисунках пунктирной линией показаны ограничения для таких полос $П_{РК}$ = 25 и 50 кГц с учетом защитных полос между соседними радиоканалами $\Delta f_{зп}$, т.е. для $\Delta F_К = П_{РК} - \Delta f_{зп} \approx 23$ и 48 кГц. Эти ограничения определяют максимально возможную абонентскую емкость системы радиовызова с радиоканалом при указанных его полосах частот – $N_{рк1}$ и тем самым являются критерием для определения требуемого количества таких радиоканалов при $N > N_{рк1}$.

Кроме того, к настоящему времени разработаны способы передачи статических графических изображений по каналу радиовызова, принципы которых основаны также на передаче высокообъемных сообщений с той лишь разницей, что при этом передаются специально закодированные символы, с помощь которых в приемнике, на его дисплее, формируется графическое изображение. Таким образом, проведенная оценка радиосигналов при передаче высокообъемных сообщений и ее методика применимы и для случая передачи графических изображений.

Для сравнения возможностей передачи высокообъмных сообщений сигналами, широко применяемого формата POCSAG при «популярной» скорости передачи B=1200 бит/с, выделенном радиоканале с полосой 25 кГц, квазисинхронном режиме и D=0,2 с использованием соотношения (2.3.55=2.3.62) рассчитана максимально возможная абонентская емкость $N_{\text{POCSAG}} \leq 37 \cdot 10^{3}$. Сопоставляя эту величину с результатами вышеприведенной оценки нетрудно прийти к выводу о недоиспользовании возможностей ЧМн радиоканала в «среднескоростных» системах с форматом POCSAG.

И, тем не менее, обобщая вышеприведенные оценки, оценки систем, использующих формат POCSAG, и другие системы радиовызова, необходимо в целом сделать заключение о высокой эффективности используемых в этих системах радиоканалов, когда по радиоканалу, рассчитанному на радиосвязь двух пользователей, может обслуживаться десятки-сотни тысяч абонентов! При введении условного показателя оценки этой эффективности как отношение

$$N / \Delta F_к \text{ или } N / П_{РК} \text{ [абонентов/Гц]},$$

нетрудно определить, что эта величина для систем радиовызова будет намного больше в сравнении с целым рядом других систем радиосвязи.

3. Особенности обработки сигналов в приемнике радиовызова

По поводу обработки сигналов в приемнике следует заметить, что расширение полосы частот канальных фильтров по сравнению с требуемой полосой каждого из каналов ΔF ухудшает помехоустойчивость приема сигналов и не позволяет использовать для определения необходимого отношения сигнал-шум E/N_0 зависимости помехоустойчивости для оптимального некогерентного приема ЧМн сигналов (рис.2.29). Для наибольшего приближения к оптимальному приемнику используем интегрирование после детектора огибающей (на рис.2.31 показан один интегратор *И*, включенный после схемы сравнения, что полностью эквивалентно схеме с двумя интеграторами, включенными после каждого из

детекторов огибающей (*ДО1, ДО2*) перед схемой сравнения). Интегратором может быть фильтр, согласованный с принимаемым импульсным сигналом. Так, при согласовании с прямоугольным импульсом длительностью τ импульсная реакция такого фильтра

$$g(t) = \begin{cases} 1 \text{ при } 0 \le t \le \tau, \\ 0 \text{ при } t < 0 \text{ и } t > \tau. \end{cases}$$

В качестве примера на рис.2.34 приведена схема интегратора, выполненного на *ФНЧ* с пороговым устройством (*ПУ*), срабатывающим в моменты подачи тактовых синхронизирующих импульсов (*СИ*). Необходимое отношение сигнал-помеха для такого некогерентного приемника при использовании канальных фильтров с частотной характеристикой колебательного контура определится из соотношения [132]

$$p \approx \frac{1}{2}\left\{1 - \Phi\left[1{,}39\sqrt{(E/N_0)_И} - 1{,}24\sqrt{\Delta f_э \tau}\right]\right\},$$

где p – вероятность искажения элементарного символа; Φ – функция Крампа; $(E/N_0)_{\text{п}}$ – необходимое отношение сигнал-шум в схеме с интегрированием после детектора; $\Delta f_э$– энергетическая полоса пропускания канальных фильтров, связанная с полосой их пропускания соотношением (2.3.51), т. е. $\Delta f_э = c'_{\Delta} f \approx 1{,}57 П_ф$; $\tau = 1/B$.

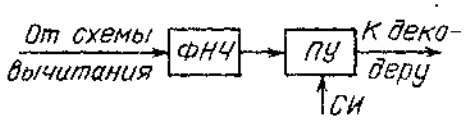


Рис.2.34. Схема интегратора

Воспользовавшись данными, приводимыми в табл. 2.14 и приложении № 2.7, определяем величину $(E/N_0)_{\text{п}}$, а затем на основании (2.3.50) находим отношение мощностей сигнал-помеха в канальных фильтрах $(P_c/P_ш)_ф = (E/N_0)_И / \tau\Delta f_э$. Необходимое отношение сигнал-шум в полосе частот, отводимой под радиоканал вызова $(P_c/P_ш)_K = (P_c/P_ш)_ф(\Delta f_э / \Delta F_k) = (E/N_0)_И / \tau\Delta F_K$.

На рис.2.35 представлены зависимости $(E/N_0)_{\text{п}}$ от абонентской емкости N для радиовызова с различным объемом дополнительного сообщения при значениях параметров D = 0,2 M==0 или D =0,1, M=1.

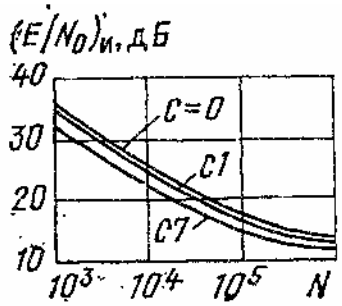


Рис. 2.35. Зависимости минимально допустимого отношения сигнал-шум в радиоканале ЧМн, удовлетворяющего $p_{пр}=10^{-2}$, от абонентской емкости СПРВ

Как видно из этих зависимостей, с ростом N требуется меньшее значение $(E/N_0)_{\text{п}}$. Это объясняется тем, что с ростом N увеличивается значение B, весомость спектра частот манипуляции увеличивается по сравнению с

нестабильностью частот гетеродина как параметров, определяющих характеристики канальных фильтров $П_ф$, и тем самым происходит лучшее согласование трактов приемника с частотным спектром сигнала. Оценка величин $(P_c/P_ш)_ф$ и $(P_c/P_ш)_K$ показывает, что их значения не превышает 9,5 дБ. Причем характер влияния указанного согласования в зависимости от N проявляется иным образом: с ростом N, несмотря на уменьшение требуемого (E/N_0), они возрастают.

Эти выводы можно отнести и для приема сигналов радиовызова с высокообъемными сообщениями.

Завершая оценку цифровых радиоканалов вызова с ЧМн, необходимо заметить, как отмечалось выше, что полученные результаты могут быть пересмотрены для других видов радиосигналов с использованием существующих теоретических достижений по сравнению различных видов сигналов.

4. Варианты применения ЧМ в канале радиовызова при ДК

Выше рассмотрены параметры канала и сигналов ДК с непосредственной частотной манипуляцией (ЧМн) несущей частоты передатчика. В системах радиовызова с ДК возможно применение и других способов ЧМ. Так, например, с целью использования стандартных ОВЧ радиоканалов, предназначенных для аналоговой ЧМ (для совместимости радиоканалов для сигналов с МЧКК с каналами ДК), двоичные сигналы формируются в полосе телефонного сигнала в виде биимпульсных сигналов с ограниченным спектром частот, которыми осуществляется обычная (аналоговая) частотная модуляция несущей передачи, например с девиацией 5 кГц.

Биимпульсные сигналы 1 и 0 отличаются длительностью образующих их импульсов (см. рис. 2.4,*а*). После прохождения таких сигналов через ФНЧ ограничивается их частотный спектр и форма преобразуется в квазисинусоидальную с частотной манипуляцией (см. рис.2.4,*б*), с длительностью элементарного символа, равной одному периоду соответственно частоты «нажатия» и «отжатия». Таким образом, в радиоканал передаются сигналы ЧМ–ЧМ. Эти сигналы можно рассматривать как сигналы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) при ЧМ несущей. Оценку помехоустойчивости таких сигналов можно производить подобно выше рассмотренной оценке для сигналов с непосредственной ЧМ, считая при этом частоту манипуляции как усредненную величину частоты модулирующих квазисинусоидальных биимпульсных сигналов 1 и 0. При обработке сигналов в приемнике необходимо учитывать спектральную полосу частот таких биимпульсных сигналов.

Полученные результаты по оценке сигналов радиовызова и их приема могут быть распространены также на системы радиовызова с сигналами, частотно уплотняющими ОВЧ ЧМ вещательный канал. Особенность заключается лишь в выборе диапазона частот формирования сигналов радиовызова и параметров модуляции. Этот выбор определяется шириной ОВЧ

ЧМ вещательного радиоканала, девиацией несущей частоты передатчика за счет уплотняющего сигнала (*УС*) и спектром модулирующего вещательного сигнала (*ВС*). Полоса частот ЧМ радиоканала ограничивается значением [33=31]

$$\Delta F_{ЧМ} = 2\Omega_M\left(1+\beta_{ЧМ}+\sqrt{\beta_{ЧМ}}\right),$$

где $\beta_{ЧМ} = f_Д/\Omega_M$ – индекс ЧМ; $f_Д$ – девиация частоты; Ω_M – максимальная модулирующая частота. При уплотнении ЧМ канала $\Delta F_{чМ}$ оценивается с учетом значений Ω_M и распределения $f_Д$ для каждого из сигналов: *ВС* и *УС*. В монорежиме модулирующий ВС имеет спектр в полосе 0,031... 15 кГц. С учетом указанных условий и при пиковых значениях девиации $f_Д$ = 40... 50 кГц для *ВС* экспериментальные исследования показали [121], что полоса частот для *УС* лежит в диапазоне 16... 95 кГц. В стереорежиме часть этой полосы: 16...46,25 кГц используется под разностный сигнал стереоканалов (*РССК*), и дополнительное уплотнение ОВЧ ЧМ вещательного канала возможно только в полосе 47... 95 кГц. На рис. 2.36 показаны полосы частот, в которые должны укладываться спектры модулирующих вещательных сигналов (рис. 2,36,*а* – для монорежима, рис.2.36,б– для стереорежима) и области (заштрихованные) частотного диапазона, которые могут использоваться для *УС*. Для стереосистем с пилот-тоном *ПТ* с частотой 19 кГц максимальная девиация на *ВС* может достигать $f_Д$ =75 кГц, а *РССК* располагается симметрично поднесущей на частоте 38 кГц, и *УС* может располагаться соответственно в полосе 54…95 кГц (см. рис. 2.45,*в*).

Экспериментально с проведением субъективной экспертизы установлено, что при передаче *УС* с девиацией не более 15 кГц при монорежиме и не более 3 кГц при стереорежиме взаимные помехи между *ВС* (*ВС РССК*) и *УС* не обнаруживаются.

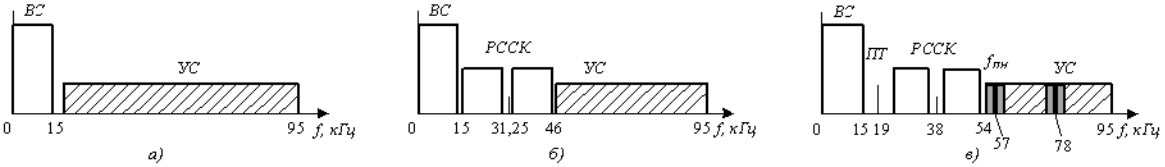


Рис. 2.36. Используемые полосы частот для модулирующих сигналов ОВЧ ЧМ вещания

На основании этих экспериментальных результатов была разработана специальная система экстренного вызова [121], основанная на уплотнении ОВЧ ЧМ вещательных каналов без пилот тона (для отечественного стандарта стереовещания в диапазоне 66-73 МГц, часто называемыми каналами УКВ ЧМ вещания), сигналами МЧКК в диапазоне *УС* [51,164]. Примерами систем радиовызова, основанных на уплотнении ОВЧ ЧМ вещательных каналов с пилот тоном –*ПТ* (в настоящее время часто именуемых каналами FM ОВЧ вещания) сигналами ДЦ, являются системы MSB/RDS и MobiDARC [175, 12, 68]. (В настоящее время системы RDS широко используются вещательными радиостанциями для передачи широковещательных коротких сообщений в виде бегущей строки типа – названия радиостанции, рекламы, наименования транслируемой мелодии и т.д.). В системах MSB/RDS

уплотняющий канал формируется на поднесущей частоте $f_{пн}$ =57 кГц (см. разд.2.1 и рис. 2.36,*в*), а в MobiDARC- на $f_{пн}$ =78 кГц.

Дадим качественную оценку системам с уплотняющими каналами в сравнении с системами с выделенным радиоканалом. Оценивая энергетику сигналов, приходящуюся на *УС* во всем *ВС*, необходимо сопоставить величину девиации, приходящуюся на *ВС* и *УС* и их индексы модуляции- $\beta_{ЧМвс}$ и $\beta_{ЧМус}$. Взяв за основу величины для системы радиовызова с уплотняющими вещательными каналами MSB/RDS, рассмотренной в разд.2.1, – девиации *ВС* совместно с *РССК* и *УС* $f_{Двс}$ =75 кГц и $f_{Дус}$ =3 кГц, частоту поднесущей $f_{пн}$ =57 кГц (полоса частот, занимаемая этим сигналом, показана на рис. 2.36,*в* в области *УС* затемненным участком), определим $f_{Двс} / f_{Дус}$ =25, $\beta_{ЧМвс} / \beta_{ЧМус} \approx 27$. Сопоставление (соотношение) энергии *ВС* и уплотняющего сигнала можно сделать с помощью зависимости распределения уровней спектральных составляющих ЧМ сигнала от $\beta_{ЧМ}$, и в том числе этой зависимостью для спектральных составляющих с максимальной амплитудой, определяемой функцией Бесселя нулевого порядка [33]. Это сопоставление для полученной величины соотношения $\beta_{ЧМвс} / \beta_{ЧМус}$ показывает о значительном уменьшении мощности (энергии) указанного выше уплотняющего сигнала по сравнению с *ВС* и тем самым позволяет сделать вывод о пониженной помехоустойчивости передачи-приема сигналов радиовызова по уплотняющим каналам ОВЧ ЧМ вещания по сравнению с сигналами в системах с выделенным радиоканалом. Такой вывод является одним из факторов, объясняющим ограниченное распространение систем радиовызова, в которых используются каналы ОВЧ ЧМ вещания.

Кроме рассмотренного частотного уплотнения ОВЧ ЧМ вещательного канала возможно и временное уплотнение с учетом статистических характеристик уровней *ВС*, когда частотно-уплотняющие сигналы вызова передаются в моменты при минимальном уровне или в отсутствие (в паузах) *ВС*.

2.4. Метод квитирования (подтверждения) приема радиовызова

Как отмечалось выше, в большинстве случаев существующие системы многоадресного радиовызова являются системами односторонней адресной передачи вызова с сообщением на абонентские радиоприёмные устройства (пейджеры). Особенностью (недостатком) таких систем является отсутствие подтверждения получения переданного вызова абонентом (отправитель сообщения не получает информации о результатах доставки сообщения абоненту). Устранение этого недостатка и повышение гарантированности доставки сообщения могут быть достигнуты за счет предлагаемого в [90] «способа квитирования» получения абонентом радиовызова с сообщением.

Принципы применения этого способа отличаются от известных принципов реализации двусторонних систем радиовызова [68]. Примером реализации такой системы является разработка фирмы «Motorola» [181] на

основе использования протоколов сигналов ReFLEX и InFLEXion, о которых указывалось выше в разд. 2.1. В этих системах организация обратного радиоканала (от абонента) основана на введении в пейджер радиопередатчика и построении радиоприемной сети в зоне действия радиосистемы. В зависимости от мощности вводимого в пейджер радиопередатчика определяется количественное и территориальное размещение (наподобии сотовой структуре) дополнительно вводимых радиоприемных станций «обратного» канала. (например, для технологии ReFLEX при организация сети приемных станций, распределение которых по зоне действия системы определяется ограничениями на потребление энергии источника питания пейджера, требуемое число таких станций в 5 …8 раз превышает число передатчиков «прямого» канала). Необходимые мощности радиопередатчика, вмонтированного в пейджер, могут достигать 1 Вт (в периоды передачи «обратных» сообщений от абонента), и пейджер в такой системе превращается в радиостанцию двухсторонней связи с соответствующим увеличением потребления энергии источника его электропитания и с теми же экологическими проблемами (вредности излучения радиоволн для человека), свойственными, например, сотовому телефону.

Предлагаемый «способ квитирования» отличается от такого двухстороннего пейджинга тем, что основан на использовании микромощных радиосигналов, назначение которых - только передача подтверждения (с минимумом подтверждающей информации) принятого пейджером вызова с сообщением. Параметры этих сигналов выбраны таким образом [90], чтобы свести к минимому энергопотребление и радиоизлучение микропередатчика, встроенного в пейджер, но позволяющие сохранить радиальный характер построение системы радиовызова, дополнительно используя одно радиоприемное устройство, расположенное в месте размещения радиопередатчика вызова. С помощью таких сигналов организуется «обратный» канал с центром системы радиовызова (СПРВ). Т.е. в целом реализуется «квазидвусторонняя» система радиовызова с квитированием.

Упрощенно структурную схему системы радиовызова с квитированием можно представить в виде рис.2.37. Такая система должна включать в себя комплекс оборудования пейджинг-центра с терминалом, базовую станцию с передатчиком – Рпрд и передающей антенной для передачи буквенно-цифровых сообщений на частоте f_1 и с приемной антенной и приемником для приема ответа – Рпр на частоте f_2, а также пейджеры с дисплеем для воспроизведения текста сообщения на частоте f_1 и передачи ответа на частоте f_2. Причем отношение между частотами f_1 и f_2 определено регламентами действующих протоколов пейджинговой системы связи и для упрощения схемотехники пейджера различие этих частот должно быть в пределах диапазона радиоволн, выделенного для частоты f_1. Возможен вариант с $f_2 = f_1$ при использовании принципа временного разделения передачи сигналов радиовызова и квитирования.

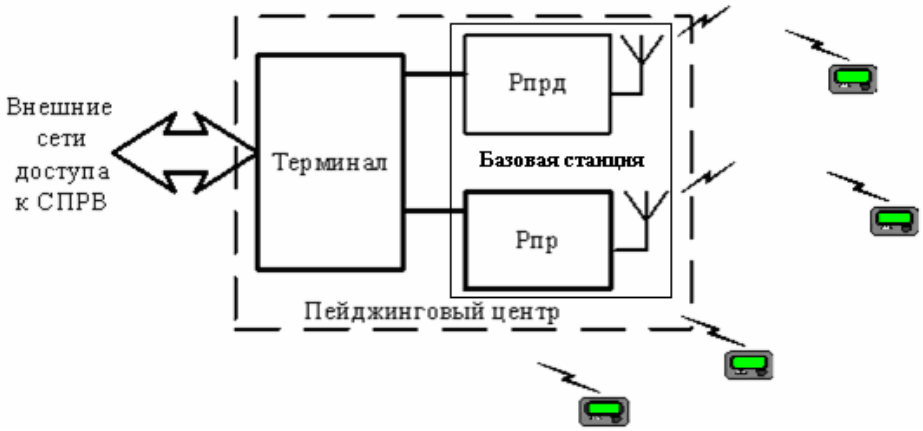


Рис. 2.37. Структурная схема СПРВ с квитированием (подтверждением) переданных сообщений

В пейджер (см. рис. 2.38) для одностороннего приема сообщений, содержащий стандартные узлы – радиоприемный блок – $Р_{ПРМ}$ с антенной, устройство цифровой обработки сигналов – УЦОС, устройство сигнализации (звуковой или световой) о приеме вызова – УС и дисплей – Дис, вводятся дополнительно (на рис 2.38 см. выделенную часть схемы) передатчик – $Р_{ПРД}$ на частоту f_2 (или f_1), с системой формирования короткого импульсного ответа, которая является модернизированной частью УЦОС, а также решающее устройство РУ с исполнительным устройством вкл/выкл $Р_{ПРМ}$ и $Р_{ПРД}$ – УВ/В для автоматического перевода пейджера, по окончании приема сообщения в режим передачи ответа, при котором приемную антенна пейджера подключается к передатчику на f_2. В качестве источника электрического питания упомянутых передатчика, системы формирования ответа и устройства автоматического переключения (перевода) на режим ответа используют питание пейджера.

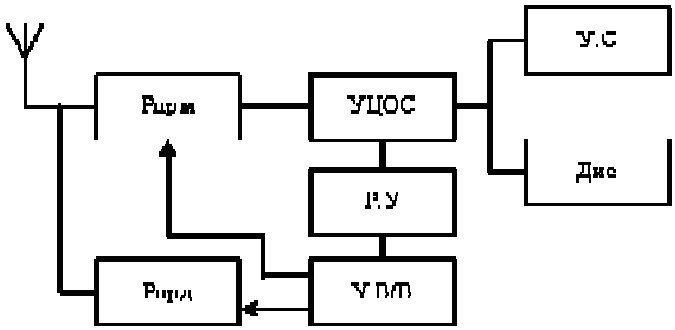


Рис. 2.38. Структурная схема пейджера с подтверждением (квитированием) принятых сообщений

Следует заметить, что РУ вырабатывает сигналы управления для УВ/В только после проверки в УЦОС правильности принятых символов сообщения или заданной доли правильности этих символов, например, при 70%...90% этой доли.

Приемную антенну системы на f_2 целесообразно располагать на базовой станции на одной высоте с передающей антенной на f_1. При этом необходимо учитывать, что чувствительность приемной системы на f_2 $E_{min\ б.f2}$ связана с чувствительностью приемника пейджера на f_1 $E_{min.пр.f1}$ неравенством $E_{min.б.f2} \leq E_{min\ пр.f1}$. Прием и регистрация короткого ответа на базовой станции в течение

заданного интервала времени – Δt после окончания переданного сообщения является подтверждением его приема в пейджинговой системе связи.

Главным достоинством рассматриванмой системы является применение для квитирования «микромощных» радиосигналов. Определим вид и дадим оценку использования таких сигналов.

2.4.1. Оценка энергетики (мощности) квитирующих сигналов

Оценку энергетики сигналов в цифровых системах удобно проводить по мощности, приходящейся на 1 Гц спектра сигнала. В соответствии с видом спектра сигнала, частотной зависимостью амплитуд спектральных составляющих – $U_{\text{m}}(f)$, и ограничением этого спектра полосой пропускания канала связи с наивысшей частотой $f_{\text{проп,}}$ мощность сигнала может быть определена

$$P = \sum_{i=o}^{n}[\frac{U_m(if)}{\sqrt{2}}]^2 = \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{n}[U_m(if)]^2, \qquad (2.4.1)$$

где $f = 1/\tau$, τ – длительность элементарной посылки сигнала, n – максимальное значение множителя для f, определяемого полосой пропускания канала и условием $n f \le f_{\text{проп.}}$

Как правило, при выборе полосы пропускания канала учитывается условие пропускания эффективной ширины частотного спектра – $\Delta f_{\text{эфф}}=nf_{\text{n}}$, в которой содержится не менее 90 % энергии сигнала.

Усредненная мощность, приходящаяся на 1 Гц, оказывается равной

$$P_1 = P/\Delta f_{\text{эфф}} = \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{n}[U_m(if)]^2 / \Delta f_{\text{эфф}}. \qquad (2.4.2)$$

Это соотношение позволяет сравнить спектральную плотность мощности различных сигналов с различной скоростью передачи. В частности, при сравнении однотипных сигналов, например – с ЧМн, с различной скоростью передачи $B'<B''$ или длительностью $\tau=1/B$ элементарных сигналов $\tau' > \tau''$, на основании соотношения $B'/B''= \tau''/\tau' = \Delta f'_{\text{эфф}}/\Delta f''_{\text{эфф}}$, можно сопоставить мощности этих сигналов

$$P'_1 / P''_1 = \Delta f''_{\text{эфф}}/\Delta f'_{\text{эфф}} = B''/B' = \tau'/\tau''. \qquad (2.4.3)$$

Таким образом варьируя величиной τ можно определить необходимые величины P_1, и P. Расчеты этих величин для типовых параметров пейджинговых систем (СПРВ) с учетом характеристик распространения радиоволн представлены в приложении № 2.8.

Эти расчеты показывают, что формирование сигнала-ответа в полосе $\Delta f'_{\text{эфф}}$ = 1 Гц (при τ=1с.) достаточная мощнсть передатчика пейджера составляет 13,3 мВт. При расширении полосы частот ответа, например до $\Delta f''_{\text{эфф}}$= 100 Гц (до τ=0.01с.) эта мощность может достигать 1,33 Вт. Обратим внимание на незначительную длительность (τ) этих сигналов и значительную скважность их передачи, которая определяется средним числом вызовов, приходящихся на одного абонента СПРВ в ЧНН – D [см. (2.3.2)], типовые значения которого составляют 0.05…0.2 вызовов в час. Это позволяет заключить, что радиоизлучение пейджера крайне незначительное и не может

оказывать существенного влияния на окружающую среду и потребление энергии источника питания пейджера.

Рассмотренный в приложении № 2.8 пример с ненаправленными антеннами и со значительным, можно сказать предельным, расстоянием расположения пейджера относительно базовой станции, приведен для качественной иллюстрации предложенного метода квитирования приема сигналов радиовызова. На практике выбор параметров сигналов ответа с использованием вышеприведенной методики может решаться более детально с учетом специфики построения сети радиовызова.

Дополнительно можно заметить, что в рассмотренной системе с квитированием чувствительность приемных систем (минимально допустимый уровень принимаемого сигнала) пейджера $E_{min\ пр.\ f1}$ для сигнала на f_1 и чувствительность приемных систем на базовой станции $E_{min\ б.f2}$ для приема ответа с пейджера на частоте f_2 должны быть одинаковыми или должны быть связаны неравенством $E_{min\ б.f2} \leq E_{min\ пр.\ f1}$. Знак неравенства предполагает, что чувствительность приемной системы на базовой станции может превышать чувствительность приема пейджера, так как в такой стационарной системе проще использовать различные способы увеличения чувствительности. Это обстоятельство позволяет утверждать о дополнительных возможностях уменьшения требуемой мощности радиопередатчика квитирования в пейджере.

В сделанном анализе метода радиовызова с квитированием не рассматривалось влияние радиопомех (индустриальных, преднамеренных и интерференционных) на помехоустойчивость приема. Поэтому необходимо привести следующие пояснения. Во–первых, оценка прогнозирования флуктуирующих уровней сигнала и радиопомех должна делаться методами определения надежности связи, которые рассматриваются в гл.4. Во-вторых, можно предположить, что базовая станция и пейджер располагается в большинстве случаев в одинаковой радиопомеховой обстановке. И, наконец, при всем этом необходимо учитывать специфику использования для радиопередачи квитирования (ответа) в пейджере узкополосных сигналов.

Низкая мощность и кратковременность потребления энергии источника пейджеров позволяет применить в пейджере к примеру, схему *RC*-цепи с большой постоянной времени зарядки в периоды ожидания радиовызовов и подключением ее в качестве питания к радиопередатчику пейджера при передачи ответных сигналов. Использование такой схемы позволяет создать облегченный режим и повысить долговечность работы источника питания пейджера.

Обратная передача сигналов подтверждения приема радиовызова требует переоценки пропускной способности системы радиовызова.

В принципе подтверждение приема вызова-сообщения может осуществляться в двух режимах.

Первый режим, когда сигналы квитирования передаются сразу после приема АРПУ вызова-сообщения и вся система «ожидает» этих сигналов (другие радиовызовы не передаются). При неприеме квитирующих сигналов система может повторить передачу вызова. Следует заметить, что в этом режиме

сигналы квитирования могут передаваться на радиочастоте передачи радиовызовов (т.е. $f_2 = f_1$).

При втором режиме система «не останавливается» на ожидание приема квитирующих сигналов и продолжает передачу других вызовов-сообщений. Квитирующие сигналы принимаются и обрабатываются в своем временном измерении и требуют не только наличия адресных признаков, но и достаточно сложной процедуры управления процессами повторных передач вызовов при неприеме квитирующих сигналов. Кроме того этот режим требует использования для сигналов квитирования дополнительной радиочастоты, отличной от радиочастоты канала радиовызова.

Сопоставляя эти два режима, можно отметить преимущества первого режима по простоте его реализации и необязательной востребованности второй радиочастоты для передачи квитирующих сигналов. Однако при этом возникает вопрос насколько изменится (снизится) пропускная способность системы для этого режима. Решение этого вопроса рассматривается ниже

Общее время от момента начала передачи вызова с сообщением базовой станцией до момента окончания приема ответного квитирующего сообщения будет определяться

$$T_{\text{В+КВ}} = T_{\text{В}} + T_{\text{КВ}} = (t_{\text{пв}} + t_{\text{рс пв}}) + (t_{\text{п кв}} + t_{\text{рс п кв}}), \qquad (2.4.3)$$

где $T_{\text{В}}$ – время передачи радиовызов с сообщение, $T_{\text{КВ}}$ –время передачи-приема сигналов квитирования, $t_{\text{пв}}$, $t_{\text{п кв}}$ – время соответственно посылки вызова и посылки квитирования, $t_{\text{рс пв}}$, $t_{\text{рс п кв}}$ – время распространения радиосигнала от места передачи до места приема соответственно для посылки вызова и посылки квитирования.

(В этом выражении не учитывается время на обработку информации вычислительной техникой на центральной СПРВ, которое пренебрежимо мало по сравнению с временем передачи-приема вызова с квитирующей посылкой)

Время передачи посылки вызова при условии, что система вошла в режим синхронизации и стартовой посылкой (преамбулой) можно пренебречь (например, при сигналах наиболее значимых форматов POCSAG и FLEX), согласно оценки, сделанной в разд.1.2 и 2.3, определится

$$t_{\text{пв}} = t_{\text{в}} + t_{\text{пв}} = (m_{\text{в}} + m_{\text{с}})/r_{\text{кс}} \cdot B = (m_{\text{в}} + m_{\text{с1}} \cdot L_{\text{с}})/r_{\text{кс}} \cdot B, \qquad (2.4.4)$$

где: $m_{\text{в}}$, $m_{\text{с}}$ – количество информационных бит при передаче соответственно вызова (адреса) и сообщения;

$m_{\text{с}} = m_{\text{с1}} \cdot L_{\text{с}}$;

$m_{\text{с1}}$ – количество бит на формирование одного символа;

$L_{\text{с}}$ – количество символов в передаваемом сообщении;

$r_{\text{кс}}$ – кодовая скорость, определяемая отношением количества информационных бит - m к числу всех бит кодовых слов (комбинаций), которыми осуществляется передача вызовов (адресов) и сообщений- n;

B – скорость передачи.

Задаваясь наибольшим расстоянием между базовой станцией и местом нахождения пейджера $R_{\max}$ для радиальной структуры системы радиовызова, а также учитывая, что пути прохождения радиосигналов от базовой станции до пейджера и в обратном направлении одинаковы, нетрудно определить

$$t_{\text{рс пв}} = t_{\text{рс п кв}} = R_{\max} / V_c, \qquad (2.4.5)$$

где $V_c = 3 \cdot 10^8$ [м/с] – скорость света.

Подставляя полученные выражения в (2.4.4), можно получить итоговое соотношение

$$T_{\text{В+КВ}} = T_{\text{В}} + T_{\text{КВ}} = [(m_{\text{в}} + m_{\text{с1}} \cdot L_{\text{с}})/(r_{\text{кс}} \cdot B)] + 2 \cdot (R_{\max} / V_c) + t_{\text{п кв}}. \qquad (2.4.3')$$

Отсюда можно определить интервал времени для приема квитирующего сигнала с момента окончания отправки радиовызова

$$\Delta t_{\text{кв}} = 2 \cdot (R_{\max} / V_c) + t_{\text{п кв}}. \qquad (2.4.6)$$

Сопоставление величин $(R_{\max} / V_c)$ и $t_{\text{п кв}}$ позволяет принять $\Delta t_{\text{кв}} \approx t_{\text{п кв}}$

Величина $\Delta t_{\text{кв}}$ позволяет ввести в протокол связи условие, в соответствии с которым сообщение в сети считается принятым абонентом, если в течение $\Delta t_{\text{кв}}$ после окончания переданного вызова (с сообщением) принят ответ на f_2 на базовой станции. Если в течение $\Delta t_{\text{кв}}$ ответ не принимается, то это означает, что это сообщение не принято.

Включение в протокол таких условий также связано с тем, что передачу сообщений абонентам с базовой станции осуществляют по очереди. Повторные передачи сообщений в случае отсутствия ответного сигнала также должно быть оговорено в протоколе.

Дадим числовую оценку $T_{\text{В+КВ}}$ для вышерассмотренных примеров. Причем, эту оценку для практической полезности проведем с пояснением значений величин, входящих в выражения (2.4.3) - (2.4.5) и (2.4.3′).

Согласно данным, приводимым в гл.1 и разд.2.1, можно принять $m_{\text{в}} = 20$ бит, B=1200 бит/с (наиболее популярная скорость в СПРВ), $r_{\text{кс}} = 0{,}625$ (для блочного кодирования БЧХ (21.32.1), которое используется при сигналах POGSAG и FLEX). Принимая среднестатистическую величину сообщений (см.гл.3) $L_{\text{с}}$=46 символов и количество бит приходящихся на формирование одного символа $m_{\text{с1}} = 7$ бит, величина $m_{\text{с}} = L_{\text{с}}$ x $m_{\text{с1}}$ =46x7=322 бита, по соотношению (2.4.4) можно определить $t_{\text{пв}} = (20 + 322)/(0{,}625 \cdot 1200) = 0{,}456$, с.

Для наибольшего расстояния базовая станция - пейджер $R_{\max}$ = 50 км определим $t_{\text{рс пв}} = t_{\text{рс п кв}} = 50 \cdot 10^3 / 3 \cdot 10^8 = 166{,}7 \cdot 10^{-6}$ с.

В итоге получим:

$T_{\text{В+КВ}} = 0{,}456 + 2 \cdot 166{,}7 \cdot 10^{-6} + t_{\text{п кв}} = 456{,}333 \cdot 10^{-3} + t_{\text{п кв}}$,с.

Для рассмотренных двух случаев передачи элементарных сигналов с длительностями $\tau' = 1$ с и $\tau'' = 0{,}01$ с, считая $\tau' = t'_{\text{п кв}}$ и $\tau'' = t''_{\text{п кв}}$, можно определить

$T'_{\text{В+КВ}} = 456{,}333 \cdot 10^{-3} + 1 = 1456{,}333 \cdot 10^{-3}$,с,

$T''_{\text{В+КВ}} = 456{,}333 \cdot 10^{-3} + 0{,}01 = 466{,}333 \cdot 10^{-3}$,с.

Увеличение длительности вызова с квитированием по сравнению с вызовом без квитирования составит

$T'_{\text{В+КВ}} / t_{\text{пв}} = 1456{,}333 \cdot 10^{-3} / 0{,}456 = 3{,}19$,

$T''_{\text{В+КВ}} / t_{\text{пв}} = 466{,}333 \cdot 10^{-3} / 0{,}456 = 1{,}023$.

Для оценки изменения пропускной способности и количества обслуживаемых абонентов системы адресного радиовызова с квитированием $N_{\text{КВ}}$ [91] по сравнению с системами без квитирования – N воспользуемся

соотношением (2.3.2) и графиками рис. 2.11, приводимыми в разд. 2.3.1 для зависимости допустимого времени вызова – T_B от N

$$T_B = T_A + T_C = 3600/[ND(M+1)], \qquad (2.3.2)$$

где T_A – время передачи адреса вызова; T_C – время передачи дополнительной информации (сообщения); D - количество вызовов, приходящихся на одного абонента в час наибольшей нагрузки (согласно разд. 2.3.1 значения D лежат в интервале от 0,05 до 0,2); M- число повторений радиовызова.

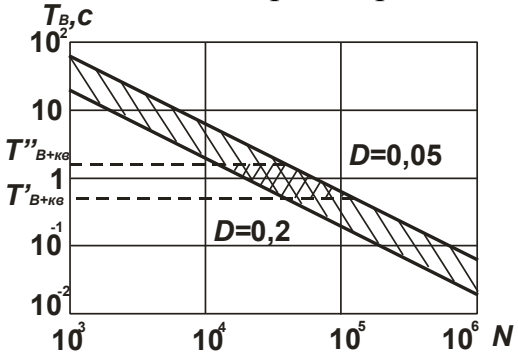


Рис.2.11'**.** Допустимое время радиовызова в зависимости от числа обслуживаемых абонентов.

Графики, приводимые на рис.2.11', отличаются от рис.2.11 дополнением вышерассмотренных значений времени вызова с квитированием $T_B=T'_{B+KB}$ и $T_B=T''_{B+KB}$ (см. пунктирные линии), определяющих соответствующий им интервал значений N, которые характеризуют абонентскую емкость системы с квитированием N_{KB} для указанных выше практически значимых параметров передачи вызовов.

Для оценки изменения абонентской емкости при применении подтверждения приема радиовызова с различными временными параметрами сигналов квитирования выражение (2.3.2) можно преобразовать к виду, определяющему время самого вызова - $T_{Bкв}$ с исключением затраты времени $T_{KB}=\tau$ на передачу сигналов квитирования

$$T_{Bкв} = [3600/N_{KB}D(M+1)] - T_{KB} = [3600/N_{KB}D(M+1)] - \tau . \qquad (2.4.7)$$

Графики зависимости $T_{Bкв}$ от N_{KB} представлены для интервала значений от $\tau=\tau'=$ 1с до $\tau=\tau''=$ 0,01с на рис. 2.39,а - для $D=$ 0,05, на рис. 2.39,б - для $D=$ 0,2.

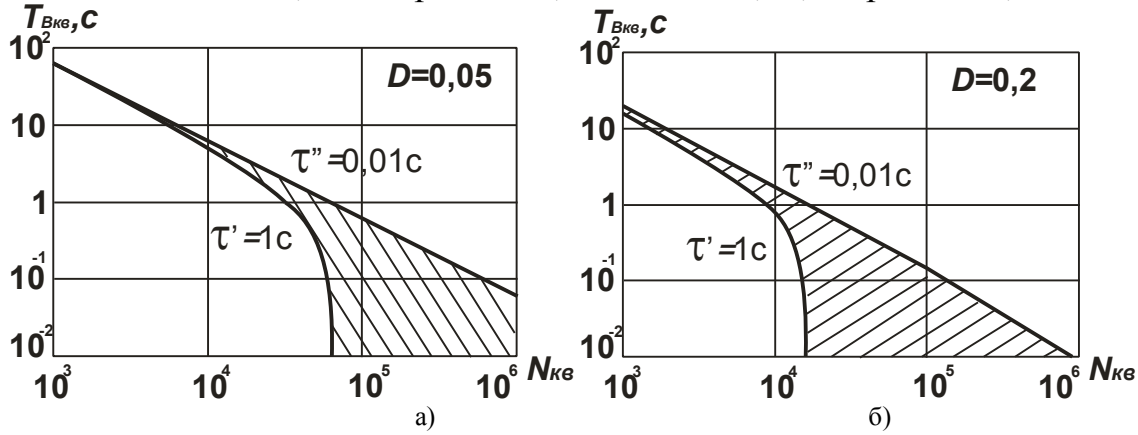


Рис. 2.39. Зависимости допустимого времени передачи радиовызова в системе с квитированием -$T_{Bкв}$ от числа абонентов в системе радиовызова -N_{KB} : а) при D=0,05, б) при D=0,2.

Анализируя эти графики и сопоставляя их с зависимостями на рис. 2.39=2, можно сделать следующие выводы. При D= 0,05 и τ''= 0,01с допустимое время $T_{Вкв}$ практически совпадает с временем $T_В$, а при τ'= 1с – $T_{Вкв}$ резко уменьшается при значениях $N_{КВ} > 3 \cdot 10^4$. При D= 0,05 и τ''= 0,01 происходит незначительное уменьшение $T_{Вкв}$, в основном на интервале $10^5 < N_{КВ} < 9 \cdot 10^5$, при τ'= 1с - происходит наиболее интенсивное уменьшение $T_{Вкв}$, особенно для $N_{КВ} > 7 \cdot 10^3$. Эти изменения в свою очередь характеризуют необходимые коррекции скорости передачи вызовов $B_{Вкв}$= 1/ $T_{Вкв}$.

Обобщая эти выводы, можно сделать заключение, что представленные на рис. 2.39 зависимости для $T_{Вкв,}$ позволяют определить требования к изменению скорости передачи вызовов с квитированием в зависимости от числа обслуживаемых абонентов с учетом возможных вариаций выбора временных параметров - τ сигналов квитирования (см. заштрихованные области на рис. 2.39).

Характеризуя величину M – число повторений радиовызова, необходимо заметить, что она не является какой-то фиксированной для систем многоадресного радиовызова с квитированием, поскольку при правильно рассчитанной радиосистеме востребованность в повторении передачи вызова является достаточно редким случаем, и при оценках по соотношениям (2.3.2) и (2.4.7) и ее можно принять M<1. Поэтому она не может существенно повлиять на величину $N_{кв}$.

Кроме того, величина абонентской емкости может быть скорректирована при использовании системы в смешанном режиме, когда часть абонентов обслуживается только односторонним радиовызовом – N, а другая часть – радиовызовом с квитированием – $N_{кв}$. Эта коррекция может быть определена с использованием соотношений (2.3.2) и (2.4.7).

С другой стороны, касаясь вопроса абонентской емкости, следует учесть, что использование систем радиовызова в ряде случаев, когда во главу ставиться условие повышенной надежности передачи вызовов, что эффективно достигается квитированием приема сигналов, величина пропускной способности системы может отойти на второй план. Примером этого может быть использование системы радиовызова с квитированием, и в том числе массовых СПРВ, для группы абонентов с особым приоритетом, например, для служб МЧС.

Целью вышеприведенных оценок является иллюстрация основных принципов метода квитирования в системах радиовызова, и не ставилась задача обсуждения множества вариантов его использования, которые можно рассматривать как направления дополнительных исследований. В частности, практически полезны исследования применения для сигналов квитирования нескольких радиочастот, распределенных по группам пейджеров, различных видов радиосигналов квитирования, адаптивных методов квитирования в зависимости от уровня сигнала радиовызова в месте приема и т.д.

Кроме того, акцент проведенных оценок сделан на систему с временным разделением передачи радиовызова (сообщения) и приема сигналов квитирования, с жестко выделенным интервалом времени передачи-приема этих сигналов. Однако не исключен способ передачи-приема квитирующих сигналов в асинхронном режиме.

Особо интересным вариантом развития рассмотренной системы является применение для квитирования сигналов, повышающих информативность квитирования, например, с 2-х битовой посылкой, позволяющей отражать четыре сообщения:

- “да” – согласен,
- “нет” – не согласен,
- “недопустимо”,
- никакого ответа нет.

2.5. Определение способов передачи многоадресного и широковещательного радиовызова

Кроме адресной передачи вызова к большинству систем радиовызова предъявляются требования многоадресного и широковещательного радиовызова. Как отмечалось в гл.1 многоадресная передача радиовызова с сообщением осуществляется абонентам, объединенным в группы, а при широковещательном – передача осуществляется «безадресно» – всем абонентам системы радиовызова (или всем абонентам, находящимся в зоне действия базовой станции).

Многоадресная передача группе абонентов (групповой вызов), адреса приемников которых как группы заводятся (регистрируются) в память центральной станции или конкретно пейджингового терминала, может осуществляться, в зависимости от формата используемых радиосигналов, двумя способами. Первый - очевидный, когда используется обычная адресная передача вызовов, например, последовательная, каждого абонента зарегистрированной группы. Особенность такой передачи - требуется наличие специальной памяти для регистрации группы и создание возможностей (программными средствами) опроса этой памяти, При этом время передачи многоадресного вызова увеличивается по сравнению с адресным вызовом одного абонента.

Второй способ – использование специальных адресов в адресной емкости формата сигналов радиовызова, к которым «закрепляются» адреса группируемых абонентов. Для этого приемники вызова должны программироваться на прием кроме персонального адреса также и на адрес группового вызова и соответственно должны конструктивно иметь возможность программироваться не только на основной- персональный адрес (кеп-код), но и на второй адрес (кеп-код), который может использоваться для группового вызова. (Заметим, что современные приемники вызова – пейджеры имеют такую возможность).

Для систем радиовызова с ДК, в которых, как правило, используется временное разделение каналов передачи (системы с форматами сигналов POCSAG и FLEX), необходимо, чтобы оба типа этих вызовов передавались в одни и те же временные окна (кадры), в которых передаются кодовые слова. В этом случае сохраняется эффективность работы экономайзера приемника, который включает основные потребляющие электроэнергию узлы приемника

только в моменты заданного кадра. (Часто выбор номера этого кадра определяется значением остатка от деления кеп-кода на количество информационных кадров в цикле).

На рис. 2.40 в качестве примера показан такой формат сигналов с передачей двух кодовых слов в кадре и 8-мью информационными кадрами в одном цикле (между посылками цикловой синхронизации). Один из таких кадров для наглядности затемнен.

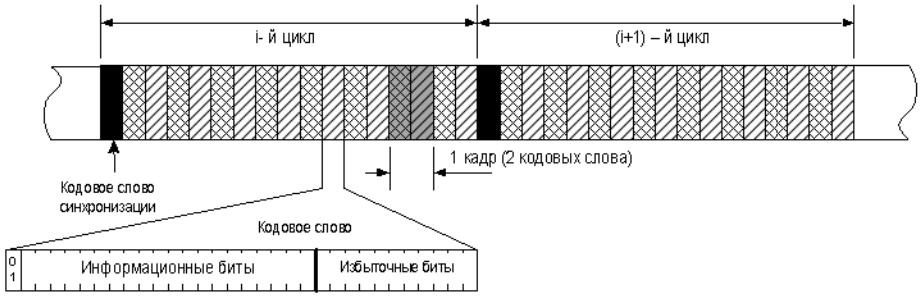


Рис. 2.40. Кадровая структура формата передачи вызовов

При широковещательной передаче радиовызова вариант с «перебором» всех абонентов в большей степени затруднителен по сравнению с групповой передачей, особенно когда речь идет о системах радиовызова с тысячами-миллионами абонентов. Поэтому для такой передачи также требуется организация специального адреса как на передающей, так и на приемной стороне. Причем, для систем с временным разделением каналов (при ДК), когда для каждого приемника выделен свой временной кадр, необходима передача вызова по всем кадрам (на рис.2.40 – 8 таких кадров). Очевидно, что приемник должен программироваться адресом на прием широковещательного вызова. В большинстве современных приемников радиовызова программирование такого дополнительного адреса предусмотрено. Обычно он используется для массовой рассылки сервисных сообщений типа «прогноза погоды», «курса валют» и т.д. Не трудно представить, что он может использоваться и для передачи более важной информации для оповещения об экстренных и чрезвычайных ситуациях.

При использовании МЧКК или других видов радиосигналов, например, различающихся по форме, для передачи многоадресного вызова по второму способу или широковещательного вызова также необходимо формирование специальных адресных сигналов, общих для группируемых абонентов или для всех абонентов, с соответствующем введением в приемники радиовызова устройств обработки этих сигналов.

Таким образом, системы радиовызова должны рассчитываться из условия передачи трех видов радиовызова: адресного (персонального), многоадресного (группового) и широковещательного.

Касаясь вопроса применения квитирования приема вызовов, рассмотренного в разд. 2.4, следует отметить, что оно целесообразно для адресного и группового вызовов. При широковещательном вызове квитирование практически затруднено по причине чрезмерно высокого трафика квитирующего канала, поступающего от каждого приемника в системе. Такое

квитирование возможно для ограниченного выборочного контингента абонентов.

2.6. Оценка методов практической организации городских, региональных, многорегиональных, федеральных и межгосударственных систем и сетей радиовызова

Как отмечалось в разд.2.1, по размерам зоны действия систем и сетей радиовызова их можно классифицировать как локальные, городские, региональные, многорегиональные, государственные и межгосударственные. В зависимости от этого должны определяться их абонентская емкость, характеристики, способы построения систем и организации сетей межсистемного взаимодействия. Касательно локальных систем, рассчитанных на обслуживания отдельных предприятий, можно заметить, что их реализация может быть основана практически на любых из вышерассмотренных способах с учетом технико-экономических соображений и они, как правило, не требуют использования и решения задач сетевого построения. Поэтому ограничимся оценкой крупных систем и сетей радиовызова – городских, региональных, многорегиональных, государственных и межгосударственных.

2.6.1. Городские и региональные системы (сети) радиовызова

Городские системы радиовызова в зависимости от размеров зоны их действия (города) и автономности или с условиями возможного взаимодействия с системами других зон могут строиться без или с использованием организации сети [104]. Под сетью здесь можно понимать как техническую реализацию взаимодействия нескольких базовых станций, если для покрытия зоны действия не достаточно одной базовой станции, или межсистемного взаимодействия с системами других подобных зон. При радиальном построении системы, как правило, для большинства городов достаточно одной базовой станции, за исключением крупных мегаполисов, где может потребоваться две-три базовых станции, организация внутрисистемной сети не представляется сложной задачей и может быть решена с использованием технических возможностей одного средней сложности пейджингого терминала. Также нет проблем с удовлетворением требуемых для таких систем потребностей в абонентской емкости при использовании форматов ДК сигналов POCSAG или FLEX. Требуемое количество радиоканалов может быть определено на основании оценок по максимальной пропускной способности радиоканала, сделанных в разд. 2.3.

Региональный радиовызов [118**,** 105, 106**]**, рассчитанный на обслуживание достаточно крупной зоны, определяемой, например, размерами какой-либо области (подразумевается как государственный субъект) в большинстве случаев требует внутрисистемного сетевого построения с рядом территориально разнесенных базовых станций. На рис. 2.41 приводится пример Нижегородской региональной системы (сети) радиовызова с 9-ю базовыми станциями (радиопередатчиками) объединенными по взаимодействию через

пейджинговый терминал, расположенный в областном центре. Площадь обслуживаемого региона – порядка 76900 км^2.

Рис.2.41. Зона действия Нижегородской региональной системы (сети) радиовызова

Каждый из радиопередатчиков предназначен для обслуживания своей зоны в синхронном режиме работы с другими передатчиками, работающими с ДК сигналами POCSAG и FLEX (заметим, что оба эти протокола совместимы для работы в одном радиоканале) [82]. В таком режиме передача каждой посылки вызова осуществляется всеми передатчиками одновременно на одинаковой радиочастоте т.е. имеет место много радиальный режим работы системы. Требованием использования такого режима являются ограничения в допустимом расхождении времени прохождения (задержки) радиосигнала -$_{\Delta}t_{з}$ в смежных (или частично перекрывающихся) зонах действия различных передатчиков. Это требование можно записать в виде

$$_{\Delta}t_{з} < \tau/2, \qquad (2.6.1)$$

где τ – длительность элементарной посылки двоичного сигнала радиовызова.

В результате обоснования, сделанного в приложении №2.10, для указанного выше режима синхронной работы радиопередатчиков определены следующие технические требования.

Время задержки сигнала $t_{з}$ определяется временем прохождения сигнала на участках линковского соединения терминала с радиопередатчиком - $t_{зл}$ и распространения радиосигнала от радиопередатчика до радиоприемника $t_{з\,рс}$ как

$$t_{з} = t_{зл} + t_{з\,рс.} \qquad (2.6.2)$$

При приеме сигналов двух радиопередатчиков с $t_{з1}$ и $t_{з2}$ должно соблюдаться условие

$$_{\Delta}t_{з} = |t_{з1} - t_{з2}| < \tau/2. \qquad (2.6.1')$$

Для выравнивания задержек принимаемых радиосигналов необходимо использовать искусственно вводимые корректирующие схемы задержки.

Другим условием синхронной передачи вызовов по всему региону являются высокие требования к стабильности несущей частоты радиопередающего оборудования. Расхождения в частоте сигналов в смежных участках зон действия радиопередатчиков - f_1 и f_1' вызывают появление в

приемниках сигналов комбинационных частот - $f_{комб}$, обусловленных интерференционными явлениями [20].

Устранение влияния этих сигналов на прием основного сигнала возможно двумя путями. *Первый*- введением дополнительной расстройки несущих частот этих передатчиков $\Delta f_{рас} = |f_1 - f_1'|$ на такую величину, чтобы $f_{комб}$ не оказались в полосе спектра основного сигнала $П_{сс,}$ т.е., чтобы соблюдалось условие

$$\Delta f_{рас} == |f_1 - f_1'| > П_{сс}. \qquad (2.6.3)$$

Второй способ, повышенные требования к стабильности частоты передатчиков так, чтобы возможные отклонения несущих частот из-за небольшой величины $f_{к12}$ не оказывали существенного влияния на спектр основного сигнала. При скорости передачи $B = 1/\tau$ и возможных наименьших чередованиях двоичных символов с периодом $T_{ч01} \geq 2\tau$ с учетом распределения спектральных составляющих двоичных сигналов должно соблюдаться условие $f_{комб} < 1/T_{ч01}$. В соответствии с выкладками, сделанными в приложении № 2.10, нестабильность частоты передатчика $\pm\Delta f_{нес} / f$ должна определяться из наихудших условий отклонения частоты (частота одного передатчика отклонилась в сторону увеличения, а другого – в сторону уменьшения) $\pm\Delta f_{нес} \leq \Delta f_{рас}/2$, и в итоге

$$\pm\Delta f_{нес} / f \leq (B/6)/f. \qquad (2.6.4)$$

Сопоставляя оба рассмотренных способа, можно сделать заключение о предпочтении использования в много радиальных системах второго способа.

В качестве линковских соединений могут использоваться соединительные линии ГТС, выделенные каналы междугородней связи и специальные радиоканалы. Практически полезным методом является использование специального радиоканала передачи сигналов радиовызова от центральной передающей станции на специальные приемники ретрансляторов (передатчиков) радиолинка, расположенные на башнях ретрансляторах (как правило, это телебашни).

Предлагаются и другие способы ретрансляции сигналов радиовызова с использованием «Эхо-репиторов» [68], когда выше описанная ретрансляция реализуется не на специально выделенной радиочастоте, а непосредственно сигналами радиовызова. Сигналы радиовызова запоминаются в «Эхо-репиторе»-ретрансляторе и затем передаются радиопередатчиком, закрепленным за этим ретранслятором, в выделенные для него промежутки времени. Очевидно, что скорость передачи вызовов при этом уменьшается в зависимости от конфигурации сети в соответствии с величиной времени ожидания передачи вызовов передатчиком, которое в потенциале определяется количеством используемых «Эхо-репиторов». Это обстоятельство характеризует указанный способ не с лучшей стороны.

Выбор количества рабочих каналов (радиочастот) для радиовызова определяется их пропускной способностью и абонентской емкостью системы радиовызова. Подробно оценка пропускной способности по абонентской емкости радиоканала вызова приведена в разд. 2.3.5. Используя результаты этой оценки для одного радиоканала, нетрудно для заданной абонентской емкости определить требуемое количество таких радиоканалов.

2.6.2. Многорегиональные и государственные системы (сети) радиовызова

Увеличение зоны действия радиовызова может достигаться объединением региональных систем в многорегиональные и государственные сети. Заметим, что объединение региональных систем может происходить с различными операторами связи, реализовавшими в своих регионах региональный радиовызов [89, 82, 80]. Желательным условием региональных систем, входящих в это объединение, является использование в них одинаковых радиочастот каналов радиовызова. Это условие является следствием отсутствия системности и перспективного планирования развития радиовызова при выделении радиочастот для операторов связи различных регионов. Поэтому при разработке принципов организации многрегиональных и государственных сетей и алгоритмов их работы необходимо учитывать потребность объединения региональных систем, в которых используются различные радиочастоты.

Такое объединение может осуществляться путем взаимодействия пейджинговых терминалов региональных систем с использованием специальных межсистемных (сетевых) протоколов. В качестве каналов связи такого взаимодействия могут использоваться коммутируемые и фиксированные каналы междугородней связи, а также наиболее практически и экономически удобные сети Internet.

Структура построения таких сетей может строиться на основе множества вариантов известных принципов узлового взаимодействия. Не останавливаясь на подробностях всех этих вариантов, рассмотрим вариант реализации сети с использованием одного центрального узла, который нашел реальное практическое внедрение при построении многорегиональных и государственной сетях. Этот вариант имеет ряд положительных особенностей применительно для сетей радиовызова. Основной такой особенностью является требование общего контроля передачи радиовызовов при роуминге по всей сети и реализации единого билинга, с возможностью раздачи билинговых расчетов операторам региональных систем для взаиморасчета за передачу роуминговых сообщений.

В качестве примера на рис.2.42 приводится такая многорегиональная сеть радиовызова [94, 10], реализованная на основе «Ассоциации операторов пейджинговой связи» с центральным узлом в городе Нижний Новгород. По размерам доли территории Российской федерации, охваченной радиовызовом, такая сеть в значительной степени приближается к Федеральной, а включение в эту сеть государства Беларусь позволяет ее считать межгосударственной

Для проектирования и построения такой сети использовались методы оценки параметров систем радиовызова и в том числе СПРВ, рассматриваемые в настоящей работе. В большинстве случаев для взаимодействия региональных. систем использовались сети Internet [96]. Поскольку в каждом регионе могли использоваться различные форматы передачи радиовызовов (POCSAG, FLEX и др.), за основу применялся протокол взаимосвязи пейджинговых терминалов

Рис.2.42. Многорегиональная сеть радиовызова на территории Российской федерации, взаимодействующая с сетью государства Беларусь

типа TNPP (Telocator Network Paging Protocol), преобразованный программными средствами в форму, необходимую для передачи через Internet [119]. Для использования такого протокола при роуминговом взаимодействии объединяемых региональных систем разрабатывался комплекс программного обеспечения с соответствующим его распределением между региональными компаниями. В упрощенном виде на примере 4-х компаний это можно представить в виде рис. 2.43.

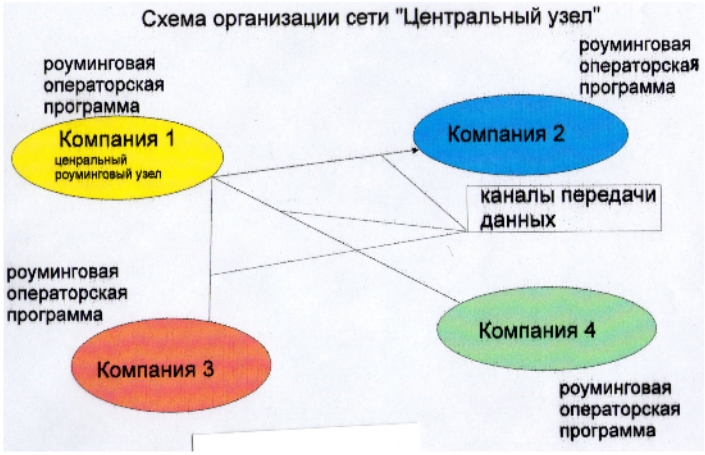


Рис.2.43. Распределенное программное взаимодействие между компаниями – операторами региональных систем

Структура протокола TNPP и пояснения к нему представлены на рис. 2.44.

TNPP – это цифровой протокол, передающий информацию от «точки к точке» [81]. Каждый пакет данных, передающийся под управлением TNPP-протокола, содержит "адрес назначения", это значение определяет узел (или узлы) сети (в нашем случае узлом является пейджинговый терминал), для

а) структура пакета:

Start Flag (1байт)	Преамбула (12 байт)	Блок данных №1	Блок данных № 2	…… …	Блок данных № N	Stop Flag (1 байт)	БЧХ-проверка (2 байта)

Размер пакета не должен превышать 1024 байта.

б) структура преамбулы:

Адрес узла (4 байта)	Число ретрансляторов (2 байта)	Адрес источника (4 байта)	Номер пакета (2 байта)

в) структура блока данных:

Элемент цикловой синхрониза-ции (1 байт)	Тип пейджера (сообщен ия) (1 байт)	Класс пейдже-ра (1байт)	Вид ра дио канала (1байт)	Номер зоны (1байт)	Индивид уальный код (***ID***) пейджера (1 байт)	***CAP***– код (8байт)	Сообще ние (*N*-байт)	Флаг конца блока и сообщения (1 байт)

Пояснения:

- Тип пейджера-радиоприемника вызова (сообщения) – показывает какой рабочий протокол: POCSAG, FLEX, ERMES и т.д..
- Класс пейджера: тоновый, цифровой, буквенно-цифровой.
- Номер зоны, в которой находится получатель.
- Индивидуальный код пейджера (*ID*)- содержит идентификационный номер клиента. Этот тип блока требует наличия базы данных клиентов в узле назначения.
- Двоичный номер адреса *CAP*(кеп)-код - используются для передачи информации о вызове, которая содержит все необходимые данные для кодирования сообщения. Используя номер абонента, формируется *CAP*-код.
- Флаг конца блока и сообщения (может отсутствовать).

Рис. 2.44. Структура протокола TNPP с пояснениями

которого предназначен пакет. Если терминал, получивший пакет, имеет другой номер, то он попытается перенаправить "чужой" пакет по альтернативному пути другому узлу. Протокол базируется на символах ASCII. Формат используемых данных: 8 бит данных, 1 стоп-бит, без проверки четности. Скорость может, меняется от 300 до 9600 бод и определяется приложением. Протокол поддерживает блоки переменной длины и три типа коррекции ошибок (два – для дуплекса и один для симплекса).

Для того чтобы передать данные через сеть, источником сообщения каждому пакету присваивается адрес назначения. Затем пакет данных передается в порт, соединенный с каналом к этому узлу назначения. Для каждого узла определен маршрут для ретрансляции пакетов к узлу назначения (т.е. для каждого узла составляется «таблица» возможной маршрутизации). Каждый раз, когда идет передача пакета из узла, пакету присваивается новый серийный номер и производится контроль ошибок.

Рассмотренный протокол позволяет передавать сообщения по адресу приемника вызова в виде кеп-кода, сформированного в передающем терминале (узле), к которому «приписан» вызываемый абонент и который в данный момент находится в зоне обслуживания терминала, куда он мигрировал. В этом случае последний терминал «прозрачно» (напрямую) транслирует сигнал в свою зону обслуживания.

Другой вариант – это передача по абонентскому номеру (*ID*), присвоенному приемнику в «своей» («домашней») сети, и которому в « своем» терминале присвоен определенный кеп-код. В этом случае в память данных терминала зоны обслуживания, куда мигрировал абонент, должны быть соответствующим образом занесены и абонентский номер (*ID*) и кеп-код этого приемника. Это позволяет передавать роуминговые сообщения непосредственно по абонентскому номеру приемника.

Возможные сценарии передачи роуминговых сообщений представлены в приложении № 2.9. В качестве примера на рис.2.45 показан один из вариантов этих сценариев передачи роуминговых вызовов-сообщений с использованием межситемного (внутрисетевого) обмена посредством кеп-кодов (*CAP*) из «домашней» зоны (узла прописки абонента-*УЗ аб*), где *ID* номер преобразуется в *CAP*-код, который далее через центральный узел (*ЦУЗ*) передается в узел роуминга, куда мигрировал абонент – *УЗР аб,* и в итоге – к абоненту.

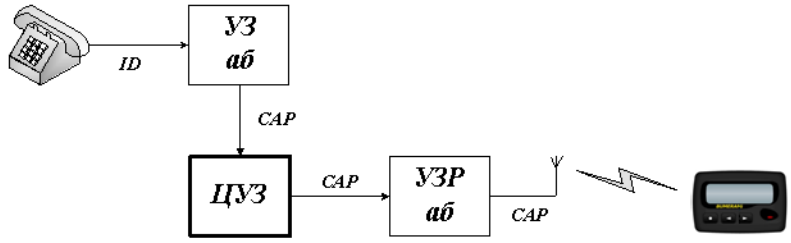


Рис.2.45. Сценарии передачи роуминговых сообщений с использованием межситемного (внутрисетевого) обмена посредством кеп-кодов (*CAP*)

На рис. 2.46 показан вариант сценария передачи вызова по *ID* номеру без обращения за *CAP*-кодом в *УЗ аб*. В этом случае *CAP*-код абонента в соответствии с его *ID* номером должны храниться в памяти узла, куда мигрировал абонент, т.е. в *УЗР аб*. В представленном варианте показана передача вызова из зоны произвольного узла- *УЗ* (таким узлом может быть и *УЗ аб*) через *ЦУЗ* в *УЗР аб*, где происходит обращение к базе данных для идентификации *CAP*-кода по *ID* номеру и затем передача вызова с определенным *CAP*-кодом. Заметим, что билинговая информация передается через *ЦУЗ* в *УЗ аб* практически для всех сценариев передачи роуминговых вызовов.

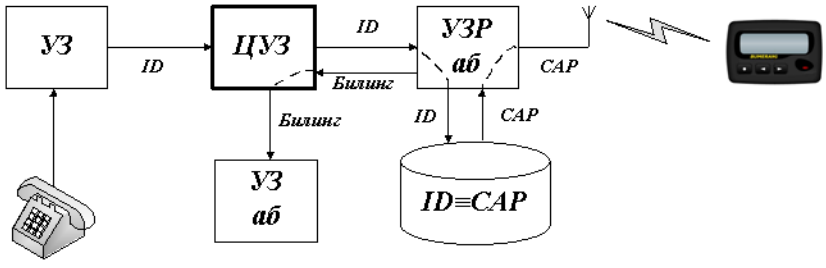


Рис. 2.46. Сценарии передачи вызова по ***ID*** номеру без обращения за ***CAP***-кодом в *УЗ аб*

Рассмотренные выше варианты сценариев и сценарии, приводимые в приложении № 2.9, представлены для исходящей связи от пользователей через телефонную сеть . Нетрудно представить, что эти варианты сценариев справедливы и для других видов доступа к системе радиовызова, показанным на рис. 1.2.

Важной задачей при построении многорегиональной и федеральной сетей является распределение абонентской номерной емкости как *ID* номеров, так и *CAP*-кодов по региональным системам (зонам). Повторно отметим, что для приемника радиовызова используется два типа адресов: один - абонентский номер (*ID*), который присваивается в «домашней» сети, и через который осуществляется вызов через диспетчера или автоматически через какие-либо сети доступа к системе радиовазова, и второй – «физический» в виде кеп-кода (*CAP*), который в соответствии с абонентским номером заносится в память терминала (обычно в двоичной форме) и который после соответствующего преобразования в заданный формат сигнала и передается по каналу радиовызова.

Величина пропускной способности одного радиоканала вызова по количеству обслуживаемых абонентов- $N_{РК1}$, определена в разд. 2.3.5. Используя результаты этой оценки, с учетом закрепленности приемника радиовызова за определенным радиоканалом (т.е. при отсутствии его доступности к другим радиоканалам), можно определить требуемое количество каналов – $n_{РК}$ при заданной абонентской емкости системы (сети) -N простым расчетом $n_{РК}= N/N_{РК1}$. Воспользовавшись соотношением (2.3.55), которое характеризует радиоканал по скорости передачи-B и числу обслуживаемых абонентов (используемая в этом соотношении величина $N\equiv N_{РК1}$), можно определить

$$n_{РК} = N/ N_{РК1} = N/[B\cdot 3600k_c /D(M+1)n]=N\cdot D(M+1)n/ B\cdot 3600k. \qquad (2.6.5)$$

(Величины в этом соотношении и их возможные значения подробно рассмотрены в разд. 2.3.5).

Для многорегиональной сети величина N должна учитывать не только число «домашних» абонентов, но и роуминговых абонентов. В зависимости от «популярности» региона для абонентов принимаемое в расчет число роуминговых абонентов может быть различным для различных регионов. Однако, как показала практика, даже для очень «популярных» регионов дополнительная нагрузка от роуминговых абонентов, составляющая десятитысячные доли от основной нагрузки, не оказывает существенного влияния на суммарную абонентскую нагрузку региональных систем.

Более серьезную задачу представляет распределение адресной емкости по региональным системам для радиоканалов вызова с ограниченной адресной емкостью. Эта емкость определяется в основном количеством комбинаций *CAP*-кодов, которое характеризуется видом используемых форматов сигналов канала радиовызова. Так, например, для формата POCSAG адресная емкость канала составляет $2\cdot 10^{6,}$ для FLEX-исчисляется миллиардами. Можно считать, что для протокола FLEX с рациональным распределением адресов на укороченные «домашние» и расширенные для роуминга задача распределения адресов может быть решена без особых трудностей.

Для форматов сигналов с ограниченной адресной емкостью – $N_А$ необходимо учитывать реальное количество абонентов, обслуживаемых радиоканалом вызова с учетом возможного перспективного их роста, – $N_{РК1}$ и

долю адресов – *CAP*-кодов для роуминговых абонентов – $N_{РЕГ}$. При этом можно полагать

$$N_{РЕГ} \le N_A - N_{РК1}, \qquad (2.6.6)$$

или доля региональных адресов в адресной емкости

$$N_{РЕГ}/ N_A \le (N_A - N_{РК1})/ N_A = 1 - N_{РК1}/ N_A. \qquad (2.6.6')$$

Для обозначения различия роуминговых и «домашних» абонентов удобно ввести префиксное их разделение – $Преф_{РОУМ}$ и $Преф_{Д}$, которые выделяются из общей адресной емкости. Тогда *CAP*-коды соответственно будут различаться $Преф_{РОУМ}$ XX…X и $Преф_{Д}$ XX…X. Для упрощения формирования сигналов можно принять $Преф_{Д}$ как нулевые комбинации. Размер и вид $Преф_{РОУМ}$ должен определяться из условий (2.6.6), (2.6.6′) и количественным номерным обозначением региона. При количестве регионов- $n_{РЕГ}$ значность его десятичного номера должна составлять $m = \{\lg n_{РЕГ}\}$ (где{} означает округление до целого сверху). Тогда адрес с учетом номера региона в общем виде можно представить

$$A_{РЕГ} = Преф_{РОУМ}\,XX\ldots X = Y_1 \ldots Y_m\,XX\ldots X, \qquad (2.6.7)$$

где $Y_1 \ldots Y_m$ – номер региона.

Основываясь на данных о составе и количестве регионов областного значения в Российской федерации как одной из крупнейших стран мира, можно принять $n_{РЕГ} \approx 100$ регионов. Тогда, рассматривая это как частный случай предложенной выше методики, можно определить, что $Преф_{РОУМ}$ будет определяться двузначным десятичным числом (m=2) и адрес будет иметь вид

$$A_{РЕГ} = Y_1\,Y_2\,XX\ldots X. \qquad (2.6.7')$$

Если $Преф_{РОУМ}$ должен определяться не заданным количеством регионов, а строго условием выделения количества адресов роуминговым оператором связи для роуминга, оставшегося после распределения адресной емкости $N_{РЕГ}$, то разрядность $Преф_{РОУМ}$ она может определяться из соотношения

$$m = \{\lg (N_A / N_{РК1})\}. \qquad (2.6.8)$$

Пример применения рассмотренных принципов нумерации при использовании формата POCSAG приводится в приложении № 2.11.

Другой задачей при реализации многорадиальной и государственной сетей является формирование структуры абонентских адресов – *ID*, которые присваиваются абонентам (их приемникам радиовызова) в системе радиовызова и через которые осуществляется доступ пользователей к системе. За каждым *ID* номером закрепляется в системе свой *CAP*-код.

На местном («домашнем») уровне присвоение *ID* номеров решается довольно просто. Абоненту присваивается десятичный номер, значность которого обычно не привышает значности абонентской «домашней» емкости, например, *ZZZZ*. Исключение составляют так называемые «специальные» («золотые») номера в виде текстовых имен, например «Георгий», «база» и т.п., за которыми также закрепляются определенные *CAP*-коды.

Для многорегиональных и государственных систем формирование *ID* номеров должно учитывать условия возможной миграции абонента из одной региональной системы в другую, т.е. роуминг. Эта задача решена для сотовых систем и сетей связи, путем выделения для каждого оператора связи

определенных 3-х значных префиксов, с возможностью их распределения по территории всего государства. В принципе такое решение может использоваться и для сетей радиовазова. Однако особенности и возможности передачи радиовызовов по сетям типа Internet с использованием протокола TNPP, позволяют частично изменить принципы нумерации абонентов.

Одним из таких оригинальных вариантов нумерации, разработанной при участии сотрудников «Ассоциации операторов пейджинговой связи» и предложенный для использования в этой Ассоциации (рис. 2.42) [94]. При разработке этого варианта учитывались способы доступа пользователей к системе радиовызова (см. рис.1.2) и подробно рассмотренные выше сценарии передачи радиовызовов при роуминге (рис. 2.45, 2.46 и приложение № 2.9). С учетом этого федеральный абонентский номер должен содержать кроме «домашнего» номера информацию о принадлежности к заданному региону с указанием обозначения оператора, к которому принадлежит абонент. Обозначение оператора, например, в виде какого-либо номера, необходимо по причине возможного наличия нескольких операторов радиовызова в одном регионе. Поскольку различие работы различных операторов в регионе в основном определяется номиналом используемой радиочастоты канала вызова, то обозначение оператора может быть заменено на условный номер радиочастоты, на которую настроен приемник радиовызова. Таким образом, федеральный номер – *Ф№* должен содержать кроме непосредственно номера абонента *№А* префикс, определяющий номер региона,- $Преф_{РЕГ}$ и префикс, определяющий номер радиочастоты,- $Преф_{f.}$ Тогда структура федерального номера будет иметь вид

$$Ф№= Преф_{РЕГ}\, Преф_{f}\, №А.$$

В качестве $Преф_{РЕГ}$ целесообразно использовать общепринятую 3-х значную нумерацию городов и регионов, применяемую в государственной сети телефонной связи -ABC, а в качестве $Преф_{f,}$ с учетом возможного количества выделяемых радиочастот для радиовызова, принять также 2-х значную нумерацию- DE. *№А* принимается 5-ти значным (ZZZZZ) из условий абонентской пропускной способности радиоканалов и 7-ми значности обозначения абонентского номера и номера рабочей радичастоты, который включает в себя $Преф_{f}$ и *№А*. Таким образом полная структура федеральный номера примет вид

$$Ф№= \text{ABC DEZZZZZ}. \qquad (2.6.9)$$

Например, для абонента Нижегородского региона *Ф№*= 831 0701543, где 831 – код региона, 07-номер радиочастоты и 01543 – региональный номер абонента (радиоприемника вызова).

При роуминге префиксы ABC DE используются для обозначения узла передачи вызова и типа радиоканала согласно протоколу TNPP (см. рис. 2.44, *б, в*). В условиях использования форматов сигналов радиовызова с ограниченной адресной емкостью, например типа POCSAG, осуществляется дополнительная перекодировка номеров регионов.

2.6.3. Межгосударственные сети радиовызова

Принципы, заложенные в построении в многорегиональных и государственных сетях радиовызова, могут быть использованы и для реализации межгосудаоственных сетей вызова. Примером этому может служить сеть, показанная на рис. 2.42, где осуществлено взаимодействие многорегиональных сетей Российской федерации и республика Беларусь [114].

Основная задача при этом – прогнозирование возможного количества роуминговых абонентов и достаточности радиоканалов по требуемой абонентской пропускной способности [189]. При решении этой задачи организация построения межгосударственной сети сводится к межгосударственному согласованию нумерации используемых радиочастот каналов вызова, распределению адресной емкости сигналов радиовызова, формированию структуры межгосударственных абонентских адресов с использованием вышерассмотренных сценариев передачи роуминговых радиовызовов (рис. 2.45, 2.46 и приложение № 2.9). В качестве сетевых каналов целесообразно рекомендовать использование Internet.

Желательным условием для таких сетей использование не лимитированных по адресной емкости форматов радиосигналов вызова с повышенными скоростями передачи, например типа FLEX (этот формат планировался именно для этих целей).

Вопрос определения структуры межгосударственного номера абонента должен рассматриваться с учетом увеличения количества регионов (государственных зон) действия радиовызова. Для этого необходимо введение дополнительного префикса $–Преф_{\text{ГОС}}$, подобно тому как это делается при международной телефонной связи. С учетом этого структуру международного абонентского номера можно представить в следующем виде

$$М№ = Преф_{\text{ГОС}}\, Преф_{\text{РЕГ}}\, Преф_{\text{f}}\, №А.$$

Из такой структуры *М№* следует, что связь между государственными сетями радиовызова должна происходить через их центральные узлы по $Преф_{\text{ГОС}}$.

Практика работы многорегиональной российской сети радиовызова «Ассоциации операторов пейджинговой связи», взаимодействующей с сетью государства Беларусь, даже в условиях использования «популярного», но с ограниченной адресной емкостью формата POCSAG, показала [189] состоятельность вышерассмотренных принципов и методов организации межгосударственного радиовызова.

2.7. Выводы

1.В результате анализа эволюции методов и систем радиовызова определены возможные варианты построения систем радиовызова, дано обоснование классификационному разделению адресных систем радиовызова на локальные, городские, региональные и многорегиональные и выделены два класса используемых видов кодирования адресного вызова - многочастотного комбинаторного кодирования (МЧКК) и двоичного кодирования (ДК). Из

класса ДК определены практически значимые варианты цифровых форматов сигналов с высокой адресной емкостью и возможностью передавать объемные сообщения, дополняющие вызов, типа POCSAG и FLEX.

В отличии от других систем ПНС отмечена положительная особенность односторонних систем радиовызова – отсутствие влияния на окружающую среду радиоизлучений от абонентских устройств вызова. Определены перспективы применения адресного радиовызова от СПРВ до систем телеуправления и как средство оповещения об экстренных ситуациях.

Сделано заключение - поскольку организция и построение систем радиовызова может осуществляться различными способами, возникает задача исследования характеристик и научного обоснования методов их реализации для различных условий применения.

2. Определены варианты и характеристики взаимодействия системы адресного радиовызова с городской телефонной (проводной) сетью (ГТС). Для автоматической передачи радиовызовов получены соотношения для определения величины телефонной нагрузки, создаваемой в ГТС от системы радиовызова в зависимости от величины ее абонентской емкости и объема информации сообщений, дополняющих вызов.

Исследования величины этой нагрузки в сопоставлении с типовой нагрузкой районной АТС, структуры построения пейджингового терминала и его нагрузки позволили обоснованно определить рекомендации к характеристикам пейджингового терминала и выбору способов его подключения к ГТС. Показано, что в зависимости от абонентской емкости и величины передаваемых сообщений телефонная нагрузка, создаваемая системой радиовызова в ГТС может меняться от долей единиц до тысяч эрлангов, в соответствии с чем подключение терминала к ГТС должно определяться одним из четырех рекомендуемых способов: на правах аналогичных междугородней АТС; подобно «специальным службам»; на правах учрежденческой АТС и подобно районной АТС.

3. Определена зависимость информативности и скорости передачи адресных радиовызовов от абонентской емкости системы радиовызова и величины передаваемых сообщений.

Разработана методика оценки параметров и синтеза сигналов многочастотного комбинаторного кодирования (МЧКК) для условий согласования адресной емкости сигналов МЧКК с пропускной способностью канала связи. На основании этой методики определены адресные емкости сигналов МЧКК применительно для стандартного телефонного канала.

В результате теоретической оценки параметров помехоустойчивости для различных вариантов двоичного кодирования, приемлемых для сигналов радиовызова, при условии преобладания требований к вероятности ложного вызова по сравнению с вероятностью пропуска вызова в радиоинтерфейсе, определены приоритеты к исправлению или обнаружению ошибок.

4. Дано обоснование выбора диапазонов электромагнитных волн и видов радиосигналов для систем радиовызова с позиции условий распространения волн и их проникающей способности в помещения зданий. Определены

приоритеты выбора вида модуляции радиосигналов применительно к системам радиовызова.

5. Дана оценка параметрам различных вариантов сигналов МЧКК при их декодировании с заданной помехоустойчивостью при условии преобладания требований к вероятности ложного вызова ($P_{л} \leq 10^{-8}$) по сравнению с вероятностью пропуска вызова ($P_{пр} \leq 10^{-2}$) и реально применимых фильтров выделения сигналов кодовых частот. Для этих условий определены параметры радиосигналов (модуляции) в канале вызова в зависимости от величины абонентской (адресной) емкости радиосистемы. Показано, что для радиосигналов вызова целесообразно применение узкополосной ЧМ.

Для систем с ДК определены параметры ЧМ радиоканала (радиосигналов) в зависимости от абонентской емкости системы радиовызова и величины сообщений, дополняющих вызов. Дана оценка вариантовам передачи сигналов вызова путем уплотнения каналов ЧМ радиовещания, которая показала меньшую помехоустойчивость их передачи - приема по сравнению с использованием выделенного радиоканала, обусловленную заниженной энергетикой уплотняющих сигналов.

6. Проведено сравнение помехоустойчивости и энтропии ЧМ сигналов вызова при МЧКК и ДК в канале радиовызова с учетом влияния радиопомех. Это сравнение показало, что помехоустойчивость этих сигналов мало отличается, а эффективность использования полосы частот радиоканала при ДК выше, чем при МЧКК.

Предложен показатель абонентской эффективности использования радиоканала, величина которого для систем адресного радиовызова может значительно превосходить значения таких показателей для большинства систем радиосвязи.

7. Для повышения надежности и достоверности передачи вызовов предложен и обоснован метод квитирования (подтверждения) приема радиовызовов, особенность которого в низкой мощности квитирующих сигналов, позволяющей свести к минимуму влияние радиоизлучений абонентских устройств вызова на окружающую среду с сохранением экономичности в потреблении энергии источника питания этих устройств. Предложен вариант и дана оценка реализации этого метода в виде «двусторонней системы радиовызова (пейджинговой связи) с подтверждением приема сообщений», на который получен патент [90].

8. Обоснованы два варианта для передачи многоадресного и широковещательного радиовызовов: с группированием адресов вызовов при использованиии обычной (последовательной) их передачи и предпочтительный вариант с применением специально выделенных общих «широковещательных и групповых» адресов с соответствующим введением в приемники радиовызова устройств обработки сигналов этих адресов. Показаны примеры применения этих вариантов передачи радиовызовов для типовой структуры сигналов при ДК.

Дана характеристика иерархическим возможностям применения метода квитирования приема радиовызовов в условиях передачи многоадресной и широковещательной их передачи.

9. На основании анализа принципов построения локальных, городских, региональных, систем и сетей радиовызова дана оценка характеристикам организации передачи сигналов вызова в условиях использования базовых станций (радиопередатчиков) в синхронном режиме при радиальном и радиально-зоновом способе покрытия зоны действия таких систем и сетей. Рассмотрены примеры практической реализации региональной и многорегиональной сетей радиовызова.

Для многорегиональных и государственных сетей радиовызова определены условия их реализации по узловым принципам с центральным узлом. Предложены практически внедренные принципы построения таких сетей с многовариантными сценариями взаимодействия региональных систем радиовызова, подключенных в эти сети. Определены способы такого взаимодействия с использованием CAP и ID адресных кодов и сетевого (межсистемного) протокола TNPP.

Разработаны принципы формирования абонентских номеров для многорегиональных и государственных сетей и их распределения между региональными системами с учетом адресной емкости используемых в них форматов сигналов. С учетом опыта взаимодействия российской многорегиональной сети с сетью республика Беларусь предложены принципы формирования абонентских номеров для межгосударственных сетей радиовызова. Результаты оценки региональных, многорегиональных и межгосударственных систем радиовызова применены при практической их реализации и непосредственном участии автора.

ГЛАВА 3
СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, ОПРЕДЕЛЕНИЕ И ОЦЕНКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ И РАЗМЕРОВ ЗОНЫ ДЕЙСТВИЯ БС В СИСТЕМАХ ПОДВИЖНОЙ НАЗЕМНОЙ СВЯЗИ

Одними из характеристик, которые должны учитываться при оценке надежности связи, являются объем передачи данных, его изменение во времени, скорость передачи и размеры зоны действия ПНС.

Организация и методы передачи данных во многом зависят от объема и вида данных, времени и территориального распределения их передачи. Все это должно основываться на статистических оценках передачи данных. Особо следует отметить, что знание этой статистики необходимо при решении задач построения и развития структуры сети и распределении радиочастотных ресурсов (размеров зон действия базовых станций и их взаимодействия), а также при оценке возможных изменений надежности связи. Причем из-за различия методов передачи данных в различных видах систем и сетей ПНС такие статистические оценки должны применяться индивидуально [127] для каждого вида таких систем и сетей.

Обобщенная структурная схема организации передачи данных в системах (сетях) приведена в гл. 1 на рис. 1.1. Для детализации статистической оценки эту схему можно преобразовать к упрощенному виду с указанием напрвлений передачи данных и доступа к система передачи данных (СПД) с базой данных (БД). На рис. 3.1 представлена такая схема.

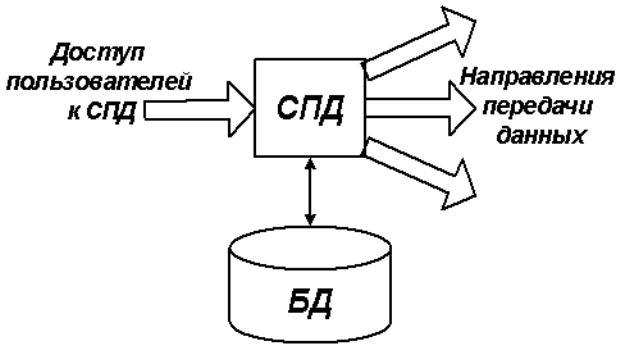


Рис.3.1. Упрощенная схема передачи данных

Дадим статистическую оценку передачи данных для систем и сетей ПНС, акцентируя внимание на адресный радиовызов и сотовую связь.

3.1. Статистический анализ передачи данных в системах адресного радиовызова

Сопоставляя схемы на рис.1.1, 1,2 и 3.1 применительно для систем адресного радиовызова, можно прийти к выводу, что статистическая оценка передачи данных должна делаться для двух случаев: для доступа пользователей в СПД и непосредственно для передачи данных абонентам (на приемники радиовызова).

3.1.1. Статистическая оценка доступа пользователей в СПД

Как следует из структурной схемы системы многоадресного вызова (рис.1.2) доступ к этой системе может осуществляться различными способами, которые подробно рассмотрены в разд. 1.1. Основным из этих способов является доступ посредством городской телефонной сети через связь с диспетчерской службой многоадресного радиовызова. Поэтому статистическую оценку обслуживаемых запросов на вызовы целесообразно дать этому основному способу.

Для статистического анализа использовались данные многолетней эксплуатации крупной региональной системы многоадресного радиовызова, которую можно классифицировать как СПРВ. В результате статистической обработки этих данных [96] была определена гистограмма относительной частости длительности обслуживания вызовов, которая представлена на рис. 3.2.

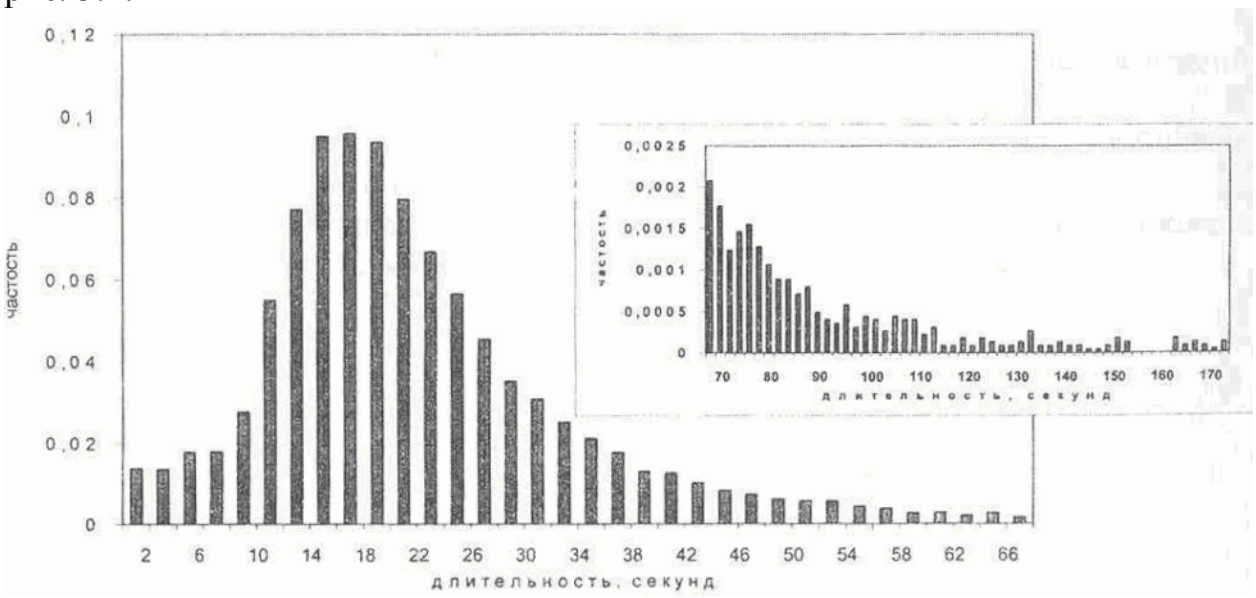


Рис. 3.2. Гистограмма относительной частости длительности обслуживания вызовов в диспетчерской службе СПРВ

С помощью этой гистограммы можно определить следующие параметры приема (обработки) запросов на вызовы диспетчерской службой: среднее значение продолжительности обслуживания вызова одним оператором- $M_{\Delta T}$ = 24,5±0,3 с. Также, в результате анализа полученного статистического материала были получены следующие статистические оценки наблюдаемой величины: дисперсию – $\sigma^2_{\Delta T}$ = 420,7 $с^2$, что соответствует среднеквадратическому отклонению – $\sigma_{\Delta T}$=20,5 с, коэффициент вариации – $v = \sigma_{\Delta T} / M_{\Delta T}$ =0,8.

Сопоставление полученной средней длительности обслуживания вызовов в диспетчерской службе радиовызова со статистическими данными телефонных разговоров в ГТС показывает, что она, примерно, в 3 раза меньше средней продолжительности телефонного разговора.

Доля вызовов, обслуживание которых длится более 60 с, составляет не более 3 % от общего числа занятий. Выявлены дни недели, когда длительность обслуживания в диспетчерской службе радиовызова максимальна, этот день – среда и длительность обслуживания вызовов составляет 25±1,2 с, а

минимальная длительность обслуживания вызовов приходится на воскресенье – 23,9±0,9 с.

Полученные результаты позволяют определить необходимое количество операторов диспетчерской службы при известном количестве передаваемых вызовов в единицу времени, которое зависит от количества абонентов в системе и числа вызовов приходящихся на одного вызова с учетом времени с наибольшей нагрузкой (в час наибольшей нагрузки-ЧНН).

Одним из характерных следствий переменного числа операторов-диспетчеров, находящихся в течение суток на службе, является то, что час, когда поток вызовов на рассматриваемую систему максимален (ЧНН), перестает играть роль того интервала времени [103], который определяется максимально допустимыми потерями вызовов.

Для определения характеристик оборудования взаимодействия ГТС с системой радиовызова проводились исследования суточных профилей, создаваемой телефонной нагрузки. Вид типового профиля нагрузки, определенного при пятнадцати интервальной оценке, показан на рис. 3.3.

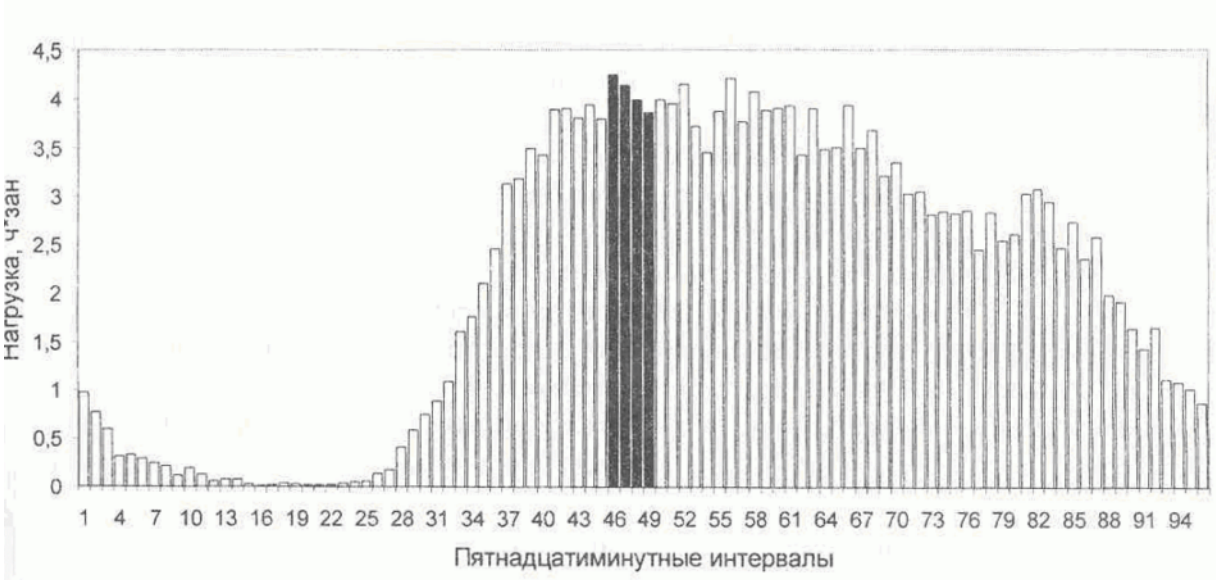


Рис. 3.3. Типичный суточный профиль телефонной нагрузки системы радиовызова для будних дней

По оси абсцисс отложены пятнадцатиминутные интервалы, каждый из которых принадлежит тому или иному часу суток. Четыре интервала, выделенных темным цветом, образуют час суток, в который поток вызовов на диспетчерскую службу максимален – ЧНН. Из представленного профиля следует, что ЧНН по нагрузке 11,15 – 12,15, интенсивность нагрузки в ЧНН 16,24 Эрл, всего за сутки 204,2 Часо*-занятий, коэффициент концентрации нагрузки в ЧНН – $К_{ЧНН} = 0,0795$.

В результате анализа различных суточных профилей нагрузки определено следующее:

- местоположение ЧНН по нагрузке в будние дни и в субботу приходится на утренние часы с 11 до 12, а в воскресенье – на вечерние часы с 20 до 21;

- коэффициент концентрации нагрузки в ЧНН не превышает 0,1 (типичные значения для СПРВ – от 0,07 до 0,09), тогда как значения этого коэффициента для АТС находится в пределах от 0,08 до 0,12;
- обслуженная за сутки нагрузка в воскресенье в два раза меньше обслуженной за сутки нагрузки в рабочие дни;
- интенсивность нагрузки в ЧНН в рабочие дни примерно в два раза больше, чем интенсивность нагрузки в ЧНН в воскресенье.

Для возможного практического использования результатов экспериментального исследования конкретной системы радиовызова с известным числом абонентов для систем с другими абонентскими емкостями определена интенсивность нагрузки в ЧНН, которую «порождает» один абонент СПРВ (нормированный параметр). Этот параметр был назван «Удельной интенсивностью нагрузки пользователей СПРВ». Оказалось, что один абонент СПРВ в ЧНН создает интенсивность нагрузки 1,1±0,02 мЭрл, что почти в 15 раз меньше нагрузки, которую создает телефонный аппарат индивидуального пользования на одну абонентскую линию.

Заметим, что для других вариантов доступа при автоматическом вызове (минуя диспетчерскую службу) статистическая оценка может быть основана на упрощенных традиционных принципах оценки доступа, сделанных для рассмотренного выше варианта доступа через диспетчерскую службу.

3.1.2. Статистический анализ передачи радиовызовов

Второй частью задачи обработки и передачи вызовов согласно схеме на рис.3.1 является их формирование и отправка по радиоканалу по заданным адресам. Для определения требуемой пропускной способности такой передачи необходима статистическая оценка количества передаваемых радиовызовов и их информационного объема (в том числе величины передаваемых сообщений, дополняющих адресные вызовы).

Для этой оценки использовались данные, полученные в результате оценок эксплуатации крупной региональной системы многоадресного радиовызова [96], которую можно классифицировать как СПРВ (данные этой системы использовались при анализе в разд.3.1.1). В результате статистической обработки этих данных получены суточные профили среднего количества передаваемых радиовызовов за месяц для месяцев года. Для практической полезности применения результатов для возможности их применения к другим подобным системам с абонентской емкостью, отличной от рассматриваемой системы, производилась нормировка полученных результатов к числу активных абонентов этой системы. Результат такой оценки в виде суточных профилей среднего количества радиовызовов с сообщениями по часам в течении суток приводится на рис.3.4.

Анализ представленных профилей позволяет сделать следующие выводы, что в ЧНН среднее количество вызовов, приходящееся на одного абонента – D может составлять от 0,195 до 0,295, что приближается к общепринятой норме D=0.1…0.3. Наибольшая нагрузка приходится на интервал времени от 11 до 15 часов с сохранением пиковых значений в ЧНН на интервале от 11 до 12 часов,

что соответствуют рассмотренному выше профилю телефонной нагрузки на рис. 3.3. Небольшие расхождения от этого профиля могут возникнуть за счет «автоматического» вызова (без участия диспетчерской службы) и через другие средства доступа к системе радиовызова (см. рис.1.2). Однако, как правило,

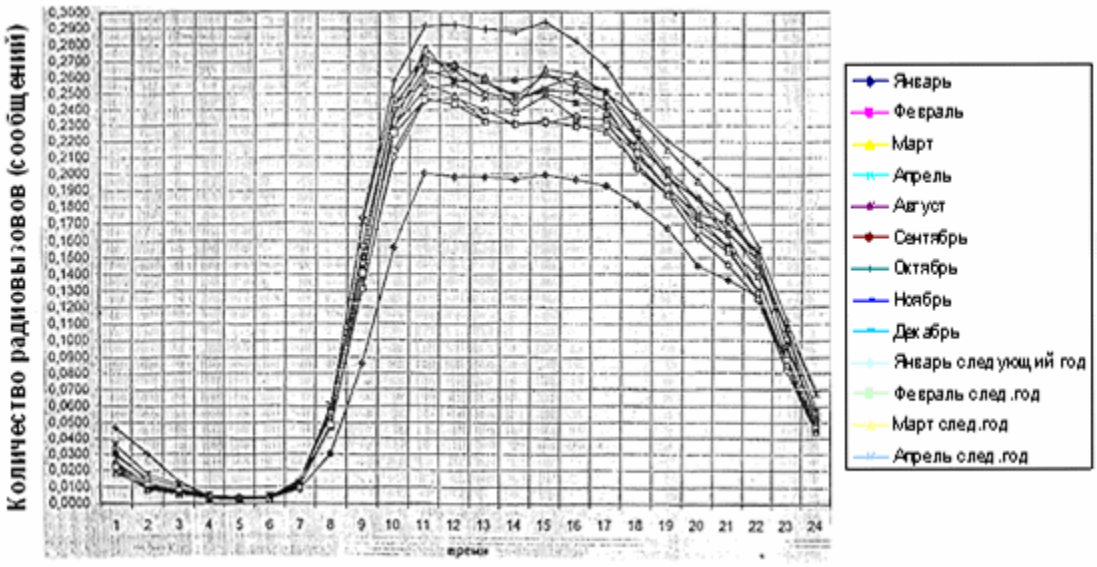


Рис. 3.4. Среднее количество радиовызовов, приходящееся на одного абонента

влияние на интенсивность передаваемых вызовов за счет этих видов доступа в значительно степени несоизмеримо мало по сравнению с потоком вызовов, проходящих через диспетчерскую службу.

Полученные результаты по оценке величины *D* могут быть использованы для определения пропускной способности систем радиовызова при различных абонентских емкостях и являются одними из определяющих при выборе характеристик сигналов и канала радиовызова (см.г.2).

Другим параметром, определяющим пропускную способность систем радиовызова, является величина передаваемых сообщений с самим вызовом,

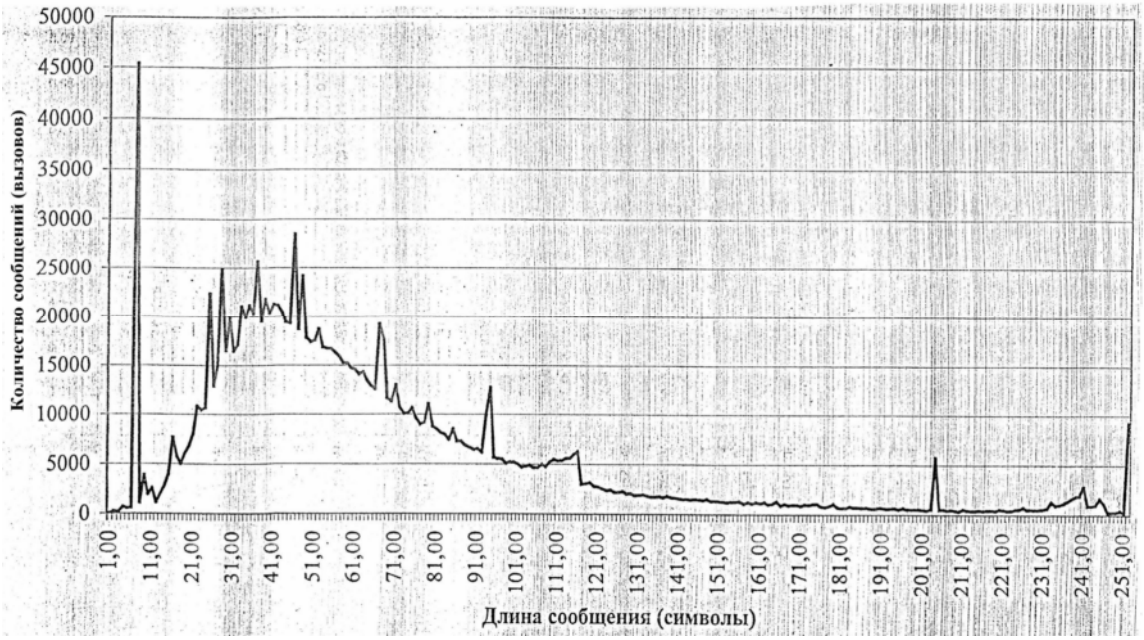


Рис. 3.5. Результаты статистической оценки посимвольной длины передаваемых сообщений (вызовов)

которая может оцениваться количеством символов в сообщении и в итоге количеством бит (или байтов), которые должны передаваться по каналу радиовызова. На рис. 3.5 приводятся результаты статистической оценки длины передаваемых сообщений за суточные периоды, наблюдаемые в течении месяца. Интервальная длительность оценки сообщений выбиралась из условия возможности определения сообщения размером до одного символа. По сути производилось непрерывное наблюдение за размером величины передаваемых сообщений.

На рис. 3.6. приводится подобная оценка длины вызовов с сообщениями в байтах при десяти байтных интервалах. В отличие от результатов, приводимых на рис. 3.5, оценка, сделанная для таких байтных интервалов, является усредненной по длинам сообщений, входящим в каждый из таких интервалов.

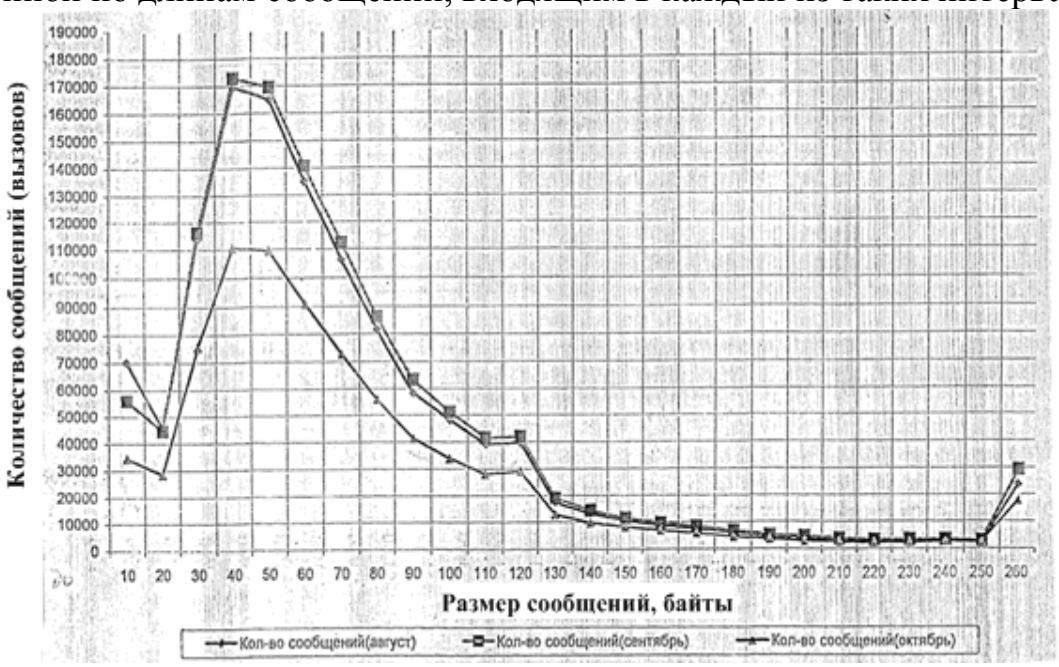


Рис.3.6. Результаты статистической оценки длины передаваемых сообщений радиовызовов в байтах при десяти байтовых интервалах

Анализируя полученные результаты, можно прийти к следующим выводам. Величина передаваемых сообщений имеет две явно выраженные статистические пиковые величины: при коротких сообщениях в интервале 5…9 символов (см. рис. 3.5) и при объемных сообщениях длиной 35… 46 символов (или 40…50 байтов, см. рис. 3.6). С учетом наличия пиков частости передачи сообщений с длиной около 50 символов, для наиболее вероятных объемных сообщений можно принять за усредненную (медианную) величину 45 символов (см. разд. 2.2). Рассматривая кривую частости на рис. 3.5 как функцию $F(x)$ и используя значение усредненной величины длины сообщений, методами численного интегрирования можно получить $-\int_0^{45} F(x)dx \approx \int_{45}^{\infty} F(x)dx$.

Наличие пиковых значений частости передачи коротких сообщений объясняется «популярными» сообщениями типа «позвони», «согласен» и т.п. Учитывая значительную интегральную долю таких сообщений в общем потоке вызовов, соизмеримую с долей сообщений величиной, превышающею среднюю

величину объемных сообщений, при определении загрузки канала объемными сообщениями можно воспользоваться определенной выше усредненной величиной длины объемных сообщений.

Таким образом, результаты проведенного статистического анализа передачи данных в виде сообщений могут позволить дать обоснованную оценку требований пропускной способности систем радиовызова и тем самым выбору их основных технических характеристик.

3.2. Статистический анализ передачи данных в системах сотовой связи

Оценка основных принципов и вариантов передачи данных в сотовой связи дана в гл.1. Из этой оценки следует, что развитие систем сотовой связи ориентировано на повышение скорости передачи данных. При этом необходимо знать особенности потребности в объеме (а следовательно и скорости) передаваемых данных. Иными словами, необходима статистическая оценка передаваемых данных, которая может влиять на построение систем сотовой связи, а в ряде случаев и на принципиальное изменение методов организации каналов связи и алгоритмов действия таких систем. Наглядным примером этому может служить развитие систем от 2G, 2,5 G до 3G поколений [127].

Как показала практика, обычная модемная передача данных по голосовым каналам не нашла широкого применения. Развитие передачи данных пошло по пути SMS и пакетной передачи данных [110], одной из основных причин применения которой послужила бурная потребность взаимодействия сотовой связи с INTERNET сетями и их технологиями передачи данных.

Таким образом, статистический анализ указанных популярных и перспективных видов передачи данных является практически полезным и необходимым для внедрения и эксплуатации сотовых систем связи.

3.2.1. SMS статистика

Напомним, что SMS (Short Message Service) – служба коротких сообщений, с помощью которой реализуется адресная, многоадресная, а в ряде случаев и широковещательная передача коротких буквенно – цифровых сообщений. В системах GSM стандарта адресные SMS сообщения могут достигать до 160 символов на латинице и 70 символов на кириллице.

SMS передача стала одной из популярных форм передачи данных в системах 2G, которая сохранилась и в системах сотовой связи 2,5 G - 3G. Подробно оценка принципам SMS передачи дана в гл.1, где для систем с временным разделением каналов (TDMA) определены соотношения для расчета скорости передачи данных (1.4.1) и найдены предельные скорости при различных вариантах SMS передачи для одного радиоканала. На рис. 1.7 (гл.1) показана подробная структурная схема организации SMS передачи в сотовой системе связи.

За основу статистической оценки SMS передачи использовались эксплуатационные данные сотовой системы связи, действующей в крупном российском регионе с числом жителей превышающим два миллиона.

С целью обобщения результатов статистической оценки и с позиции возможности их применения для систем с различной абонентской емкостью, оценка производилась с использованием нормировки (приведения) статистических данных к одному активному абоненту.

Для определения активных абонентов, в соответствии со схемой на рис. 1.7, целесообразно использовать данные, хранящиеся в VLR (Visitor Location Register – гостевом регистре). Поскольку VLR выполняет функции временного хранения информации об абонентах, находящихся в зоне обслуживания конкретного MSC (центра коммутации мобильной связи), то данные, хранящиеся в VLR, характеризуют величину активных абонентов.

Используя статистические данные трафика SMS передачи во всей системы связи (с заданным MSC центром) – Y_{SMS} (t) и количество активных абонентов $N_{акт}$ =N_{VLR}, можно определить нормированную усредненную величину трафика, приходящегося на одного активного абонента

$$Y_{SMS1}(t) = Y_{SMS}(t)/N_{акт}. \qquad (3.2.1)$$

При известных среднем значении передаваемых данных в одном SMS сообщении – n_{SMS} [бит] и количестве передаваемы SMS сообщений -M_{SMS}(t), можно конкретизировать это выражение

$$Y_{SMS1}(t) = n_{SMS} \cdot M_{SMS}(t)/N_{акт}. \qquad (3.2.1')$$

Согласно [19,126,125], можно принять n_{SMS} =640 бит. Тогда

$$Y_{SMS1}(t) = 640 \cdot M_{SMS}(t)/N_{акт}. \qquad (3.2.1'')$$

В результате статистической обработки данных по SMS передаче и их преобразований по соотношениям (3.2.1) - (3.2.1'') определены величины SMS трафика, создаваемого одним абонентом, в зависимости от времени суток.

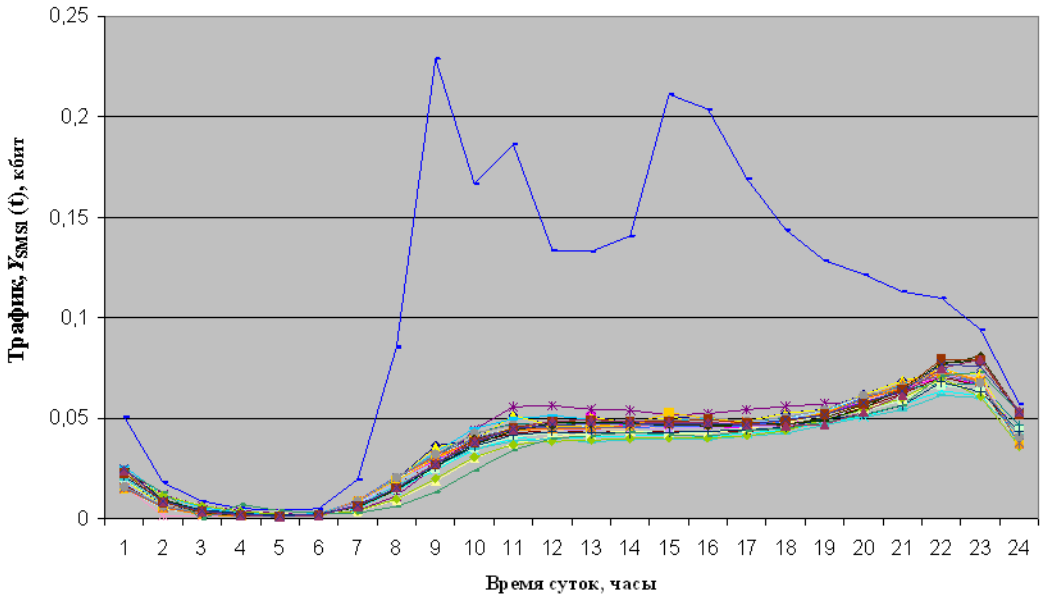


Рис.3.7. Трафик SMS данных, создаваемый одним абонентом (каждая из линий соответствует статистической выборке по дням недели в течение месяца - будни и выходные)

Оценка производилась за месячный период по суткам в одночасовых интервалах. Результаты этой оценки представлены в виде семейства графиков на рис. 3.7.

На основании статистикой обработки данных по SMS трафику произведена усредненная оценка его максимальных, минимальных и средних значений. На рис. 3.8 показаны результаты этой оценки в виде семейства графиков.

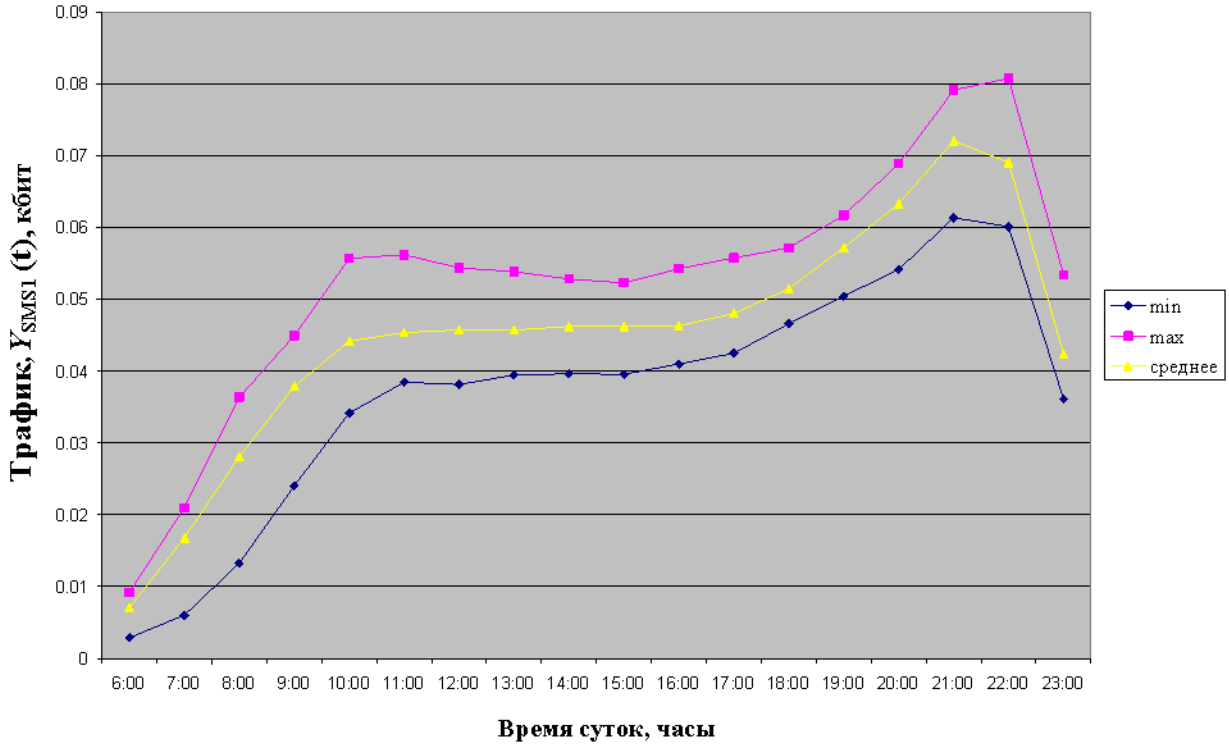


Рис.3.8. Максимальное, среднее и минимальное значения трафика SMS, создаваемого одним абонентом

Для ориентировочного использования полученных статистических результатов было произведено дискретное усреднение величины трафика SMS с дискретными интервалами усреднения, на которых явно выражены изменения и практически полезные пределы значений трафика, создаваемого абонентом в течение суток. График изменения такого дискретно усредненного трафика SMS представлен в приложении № 3.1.

Анализируя результаты, представленные на рис. 3.7 и 3.8, можно сделать следующие выводы:

• SMS трафик практически не зависит от дня недели (рабочий день или выходной). Следовательно, оценивая SMS нагрузку, можно не выделять отдельно рабочие и выходные дни.

- На один из дней приходится повышенные значения трафика SMS. Это объясняется тем, что это праздничный день - 8 марта, когда абоненты с повышенной активностью использовали SMS услугу для поздравлений. При этом наблюдается увеличение нагрузки SMS трафика примерно в 4 – 5 раз.
- Наибольший трафик SMS лежит в интервале от 19:00 до 23:00 часов.

- Местоположение ЧНН приходится на интервал от 21-00 до 22-00 часов.
- Интенсивность SMS трафика, приходящегося на одного активного абонента, составляет в ЧНН 0,072 кбит, всего за сутки 0,92 кбит,, коэффициент концентрации нагрузки в ЧНН – $К_{ЧНН} = 0,0783$
- минимальная нагрузка SMS наблюдается с 00:00 до 09:00 часов

Обобщая полученные выше статистические результаты, можно заключить, что определенные характеристики трафика SMS данных являются необходимо-достаточными для определения параметров SMS центра и каналообразующей техники сотовой связи. Причем нормированность полученных результатов на одного абонента позволяет определить указанные параметры сотовой связи с различным количеством активных абонентов или прогнозировать эти параметры на этапах развития конкретной системы сотовой связи.

3.2.2. Статистический анализ передачи данных по GPRS/EDGE технологии

Оценка технологии GPRS/EDGE передачи данных дана в гл. 1. (Поскольку EDGE технология является развитием GPRS, в дальнейшем будем пользоваться только термином GPRS). Для обоснования статистических оценок передачи данных и с учетом идеологии, отображенной на рис.3.1, преобразуем схему организации GPRS технологии, приводимую в Гл.1, к виду, показанному на рис. 3.9. Над пунктирной линией показана инфраструктура GSM с коммутацией каналов. Ниже пунктирной линии - схема, дополняющая эту сеть для создания GPRS технологии пакетной передачи данных. Видно, что сеть GSM модифицируется за счет введения двух новых узлов. Напомним назначение этих узлов.

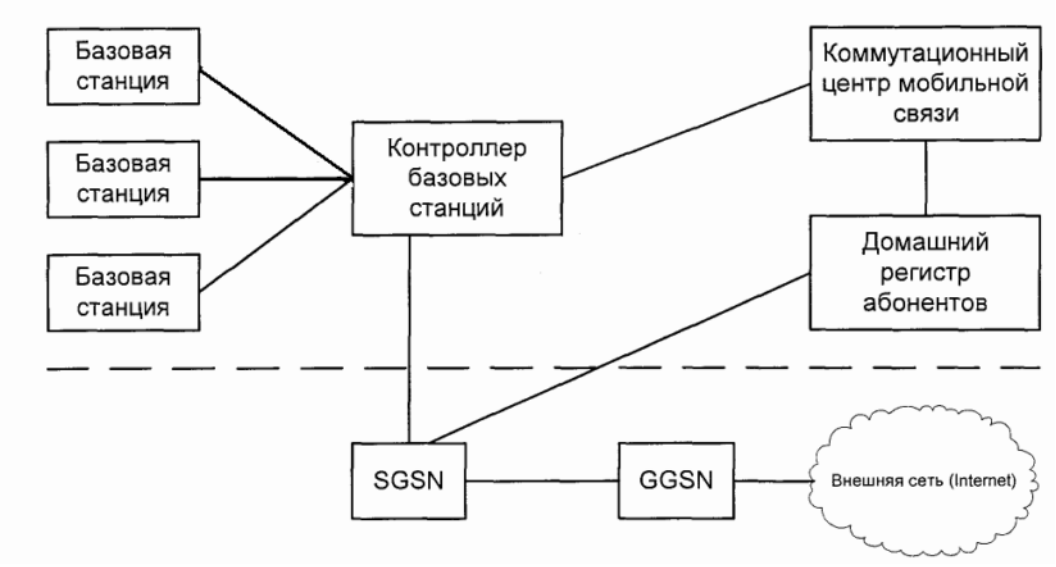


Рис. 3.9. Архитектура сети сотовой связи с GPRS/EDGE технологией

SGSN (Serving GPRS Support Node) -обслуживающий узел поддержки GPRS/ EDGE. GGSN (Gateway GPRS Support Node) - шлюзовой узел GPRS/

EDGE для внешних сетей, таких, как Internet или частные сети пакетной передачи. Узел SGSN, подключаемый к контроллеру базовых станций, следит за местоположением мобильной станции и обменивается с ней пакетами данных, взаимодействуя с GGSN узлом.

Таким образом, в соответствии со схемой на рис. 3.1 доступ к БД с помощью СПД осуществляется через узел GGSN, а передача данных (обмен данными) происходит через узел SGSN по каналам сотовой сети (СПД)

Отсюда следует, что требуемый объем, а следовательно и скорость передачи данных должны определять параметры узлов GGSN, SGSN и каналообразующей техники сотовой системы связи. Для определения этих параметров необходима статистическая оценка трафика передачи данных по GPRS технологии.

Для статистической оценки трафика GPRS данных, приходящегося на одного абонента, необходимо обосновать ряд условий. За основу можно принять методику, подобную используемой выше для SMS передачи. По аналогии с (3.2.1) при известном общим GPRS трафике для всей системы сотовой связи (с заданным MSC центром) – $Y_{GPRS}(t)$ с количеством активных абонентов $N_{акт}$ нормированная усредненная величина трафика, приходящегося на одного активного абонента – $Y_{GPRS/EDGE1}(t)$ может определяться

$$Y_{GPRS1}(t) = Y_{GPRS}(t) / N_{акт.} \qquad (3.2.2)$$

Выбор величины $N_{акт}$ требует обоснования. Для этого рассмотрим варианты толкования абонентской емкости системы сотовой связи [109, 17]:

- N_{AUC} – количество абонентов определяется по количеству SIM карт (Subscriber Identification Module – Идентификационный модуль абонента), хранящихся в централизованной база данных – AUC (Authentication Center – Центр Аутентификации)
- N_{HLR} – количество абонентов в базе HLR (Home Location Register), в которой хранятся данные местных (своих) абонентов своей сети. Это количество определяется величиной активированных SIM карт не зависимо от активности абонентов – владельцев этих SIM карт и хранящихся при неактивности абонентов в течении 2х-3х месяцев.
- N_{VLR} - количество абонентов, зарегистрированных в базе данных VLR (Visitor Location), в которой временно хранится информация об активных абонентах, находящихся в зоне обслуживания конкретного центра коммутации – MSC. Это количество характеризует величину (базу) активных абонентов - $N_{акт}$, например использующих сотовую связь не реже 2х-3х суток. Величина N_{VLR} использовалась при оценке SMS трафика.
- N_{SGSN} – количество абонентов зарегистрированных в узле SGSN, который обслуживает всех абонентов GPRS, физически расположенных в пределах зоны обслуживания SGSN. SGSN выполняет в GPRS функции, аналогичные тем, которые выполняет MSC/VLR в сети GSM.

Из рассмотренных видов абонентской емкости можно сделать вывод, что для оценки GPRS передачи GPRS следует использовать данные о величине N_{SGSN}, и нормированную величину трафика GPRS на одного абонента, использующего GPRS, в соответствии с (3.2.2) можно определять

$$Y'_{GPRS1}(t) = Y_{GPRS}(t)/N_{SGSN}. \quad (3.2.2')$$

Однако для полной оценки всей системы необходимо учитывать долю абонентов N_{SGSN} в общей массе активных абонентов, определяемых величиной N_{VLR},т.е. – соотношение $k_{GPRS} = N_{SGSN}/N_{VLR}$. С учетом этого выражение для нормированной усредненной оценки GPRS трафика, приходящегося на одного активного абонента (3.2.2) преобразуется к виду

$$Y_{GPRS1}(t) = Y_{GPRS}(t)/N_{акт} = Y_{GPRS}(t)/N_{VLR} = Y_{GPRS}(t)/(N_{SGSN}/k_{GPRS}). \quad (3.2.2'')$$

Введение величины k_{GPRS} в (3.2.2'') позволяет определиться динамику использования GPRS, и результаты исследования k_{GPRS} во времени эксплуатации системы, например, помесячно, могут служить дополнительной характеристикой сотовой связи.

Для статистической оценки GPRS трафика использовались эксплуатационные данные крупной региональной сотовой системы, для которой выше производилась оценка SMS передачи данных. Первоначально определялась статистика GPRS трафика во всей сотовой системы- $Y_{GPRS}(t)$ в интервалах времени 15 мин. посуточно в течении месяца (месяцев). Затем осуществлялась ее нормирование на одного активного абонента по соотношению (3.2.2''). Результаты этой статистической обработки представлены на рис. 3.10.

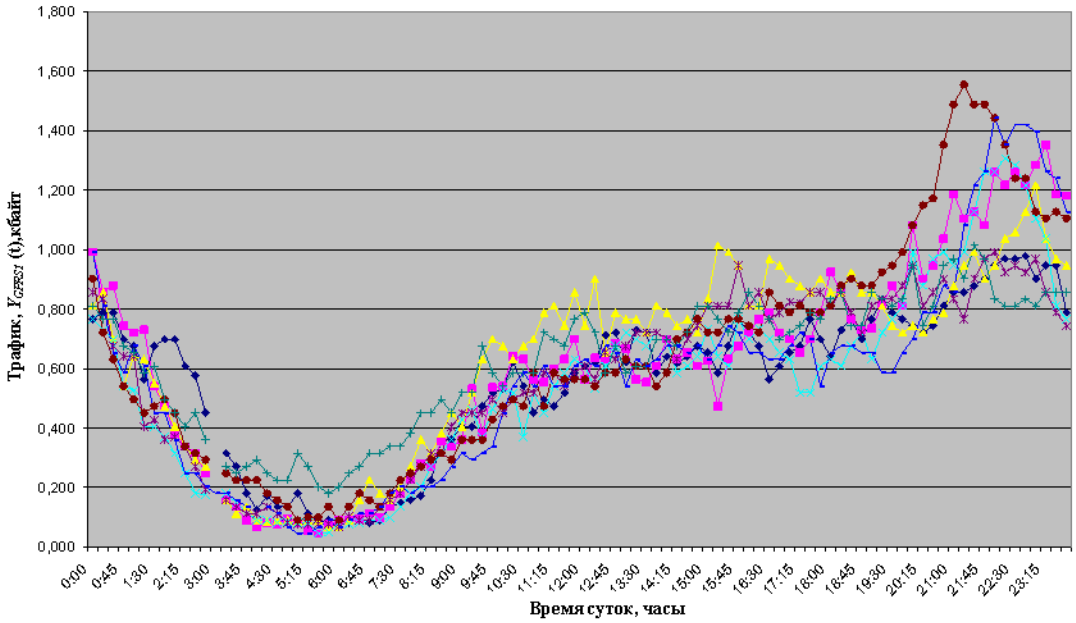


Рис.3.10. Трафик GPRS (GPRS/EDGE) данных, создаваемый одним абонентом (каждая из линий соответствует статистической выборке по дням недели в течение месяца - будни и выходные

Для наглядного представления и практически удобного использования статистики изменения трафика в течение суток была произведена статистическая обработки для определения средних значений максимального, минимального и среднего GPRS трафика, результаты которых представлены на рис.3.11.

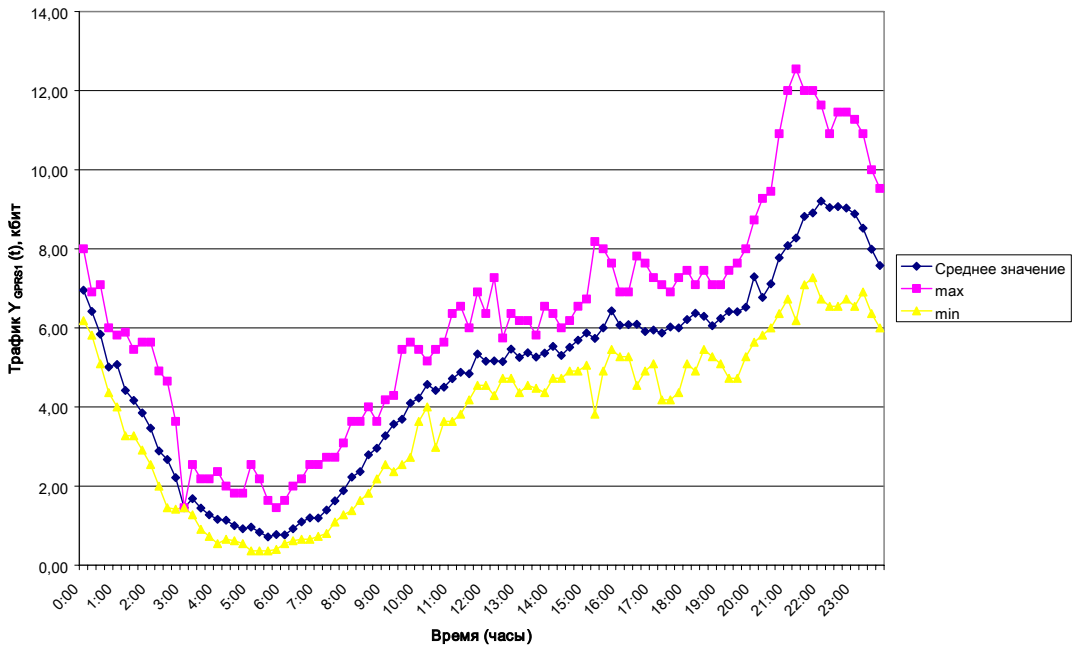


Рис.3.11. Максимальное, среднее и минимальное значения трафика GPRS, создаваемые одним абонентом

Для определения динамики посуточных изменений трафика GPRS, создаваемого одним абонентом, произведены два вида усреднения статистических данных: усреднение по интервалам в один час и дискретное усреднение величины трафика GPRS, с дискретными интервалами усреднения, на которых явно выражены изменения и практически важные пределы значений трафика (например, для ЧНН и минимальной величины нагрузки). Результаты этих усреднений по интервалам в один час представлены в виде графика соответственно на рис.3.12, где трафик измеряется в килобитах. Для сравнения

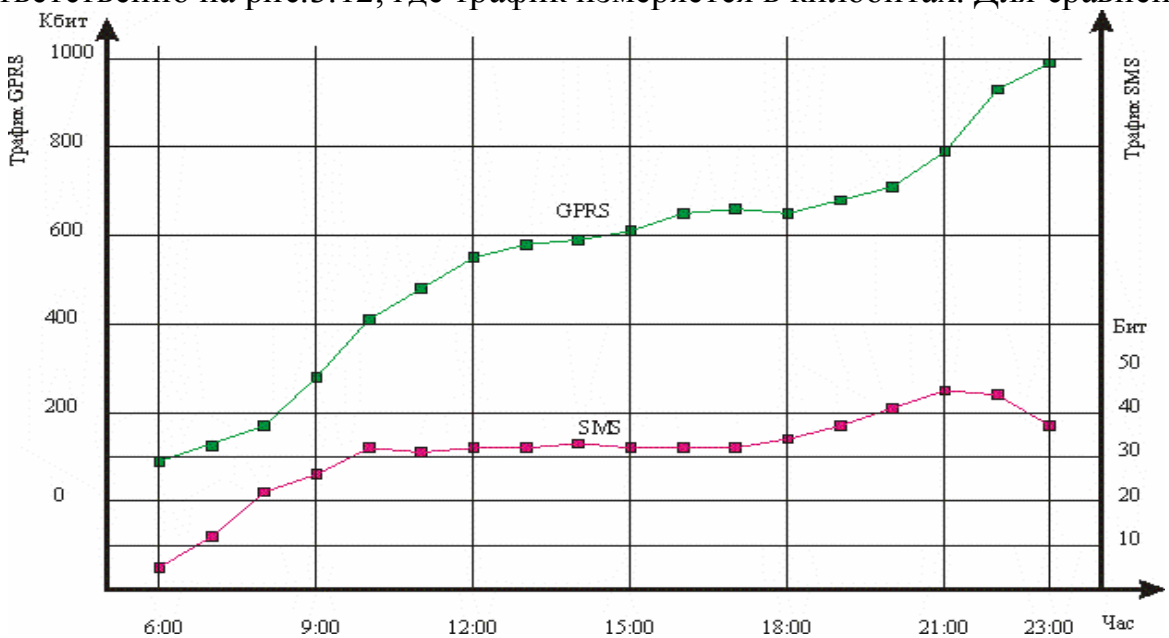


Рис.3.12. Изменения трафика GPRS и SMS, создаваемого абонентом в активные часы суток, при одночасовых интервалах усреднения

на этом рисунке показано распределение SMS трафика. График с дискретными интервалами усреднения приводится в приложении № 3.2.

Для качественной оценки возможного роста GPRS трафика произведена оценка роста доли абонентов, пользующихся GPRS, в общей массе активных абонентов – k_{GPRS} в процентах (см. (3.2.2′)) за десятимесячный период. Результаты этой оценки показаны на рис.3.13.

За этот же период определена статистика изменения среднего GPRS трафика, приходящегося на одного активного абонента. Усреднение производилось за 15-ти минутные интервалы

Результаты этой статистической оценки представлены в виде гистограмм на рис. 3.14. Сплошная линия иллюстрирует тенденцию (аппроксимацию) изменения (роста) трафика помесячно за выбранный период.

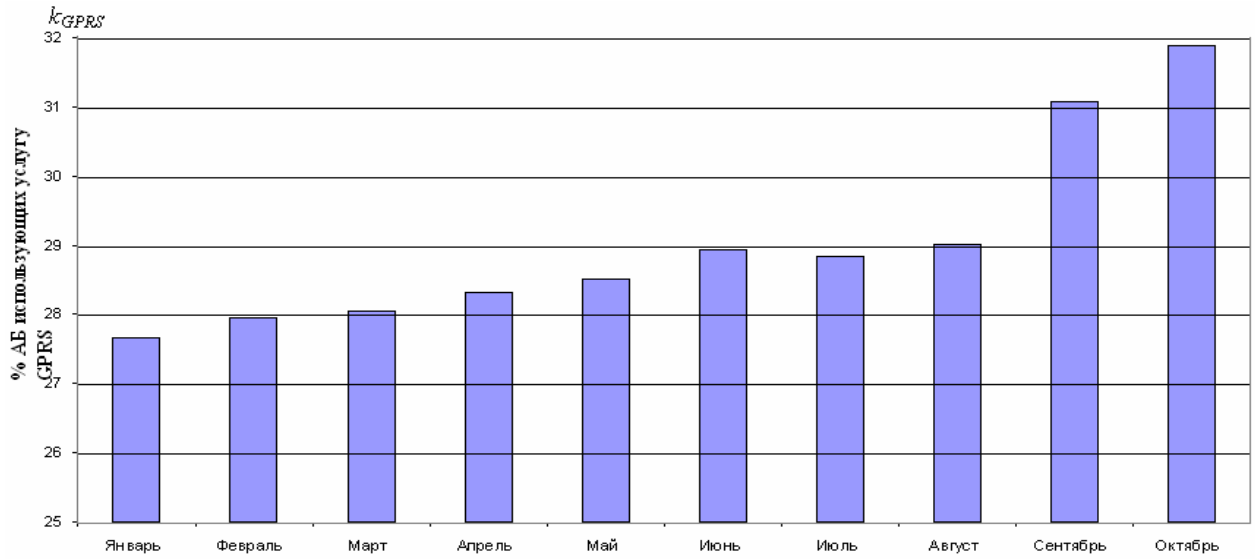


Рис.3.13. Изменение процентного соотношения абонентов, пользующихся GPRS, к общему количеству активных абонентов за десятимесячный период

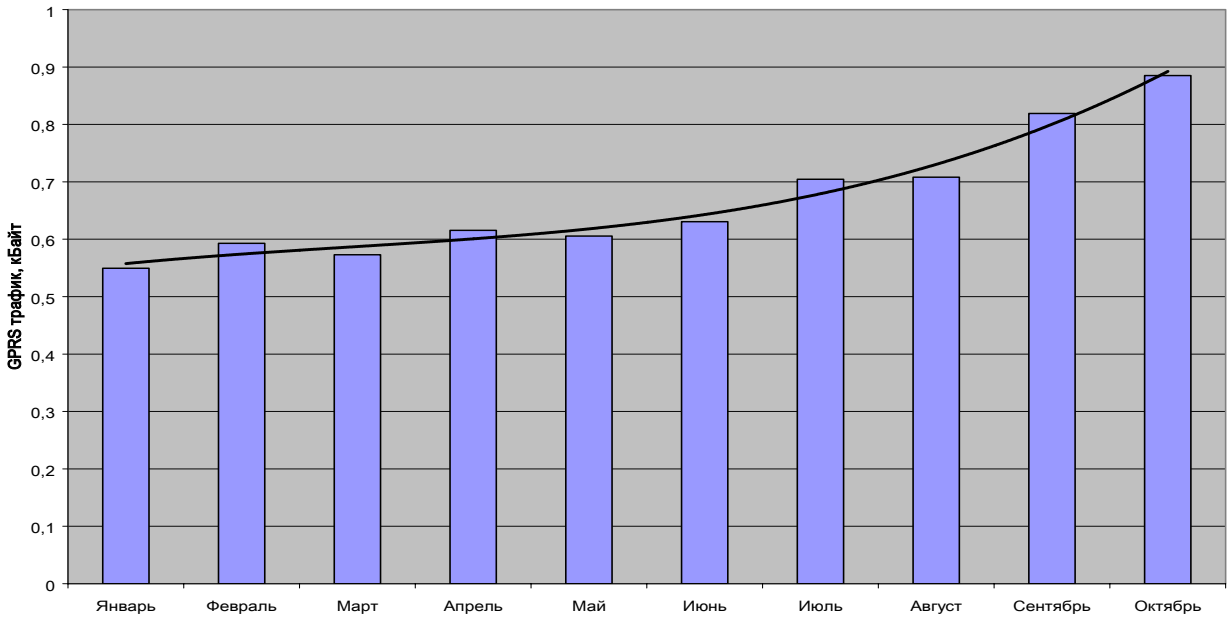


Рис.3.14. Изменение GPRS трафика, создаваемого одним абонентом помесячно за десять месяцев (сплошной линией показана аппроксимирующая кривая динамики трафика)

Сопоставление рис.3.13 и 3.14 показывает соответствие изменения количества (доли) абонентов, использующих услугу GPRS, с изменением трафика GPRS, нормированного на количество активных абонентов.

Таким образом, при применении полученных результатов для оценки технических характеристик сотовой связи необходимо учитывать долю абонентов, использующих услугу GPRS, в общем количестве активных абонентов. Для оценки изменения трафика GPRS можно ввести коэффициент, определяющий динамику роста нормированного GPRS трафика за год,

$$K_{Д.Г.GPRS} = Y_{GPRS1.К.Г.} / Y_{GPRS1.Н.Г.},$$

где $Y_{GPRS1.К.Г.}$, $Y_{GPRS1.Н.Г.}$ - GPRS трафик, приходящийся на одного абонента, соответственно на конец года и начало года. В качестве примера можно определить эту динамику на основании выше полученных данных рассматриваемой системы сотовой связи (рис.3.14) величиной $K_{Д.Г.GPRS} \approx 1{,}58$.

Анализируя выше полученные результаты по GPRS трафику, можно сделать следующие выводы:

- GPRS трафик практически не зависит от дня недели (рабочий день или выходной).
- Наибольший трафик GPRS лежит в интервале то 20:00 до 01:00 часа.
- Местоположение ЧНН приходится на интервал от 22-30 до 23-30 часов.
- Интенсивность GPRS трафика, приходящегося на одного активного абонента, составляет в ЧНН 48.55 кбит, всего за сутки 592,55 кбит, коэффициент концентрации нагрузки в ЧНН- $K_{ЧНН} = 0{,}0819$.
- Наименьшая нагрузка GPRS наблюдается с 03:00 до 09:00 часов.
- При оценке и прогнозировании трафика GPRS необходимо учитывать долю абонентов, пользующихся услугой GPRS, в общем количестве активных абонентов. Для оценки изменения трафика GPRS, приходящегося на одного абонента, можно использовать коэффициент изменения нагрузки за год. Для анализируемой системы этот коэффициент составляет $K_{Д.Г.GPRS} \approx 1{,}58$.

3.2.3. Статистический анализ передачи MMS данных

Внедрение GPRS и EDGE технологий в GSM сотовых сетях позволило создать услуги MMS (Multimedia Messaging Service - служба мультимедийных сообщений). MMS услуги - это передача текстовых, графических, а также видео и аудио сообщений [13].

Поскольку MMS услуга основана на технологии пакетной передачи данных с использованием (занятием) трафиковых – голосовых каналов и может существенно влиять на суммарный трафик каналов радиоинтерфейса сотовой связи, важно знать статистику этой передачи и притом – конкретно для бурно развивающейся услуги MMS [122].

Оценка статистики трафика MMS данных производилась за различные интервалы времени (сутки и месяцы), при нормировании на количество активных абонентов в системе, статистическая оценка которой проводилась выше для других видов данных. Поскольку MMS трафик является одной из

составляющих в GPRS трафике, то в силу сложности его выделения из GPRS трафика вначале определялось количество MMS посылок (сообщений) - $m_{MMS}(t)$ [125], а затем на основании статистической оценки выборок длины этих посылок – l_{MMSi} определялась средняя длина MMS сообщения

$$\overline{l_{MMS}} = \sum_{i=1}^{m_{MMS}(t)} l_{MMSi} / m_{MMS}(t) .$$

В результате этой статистической оценки было определено, что среднее количество байт приходящееся на одно MMS сообщение составляет $\overline{l_{MMS}} \approx 2000$ байт (или 16 кбит). На основании этой величины и количества MMS сообщения в исследуемых одночасовых интервалах времени рассчитывался MMS трафик

$$Y_{\text{MMS}}(t) = m_{MMS}(t) \bullet \overline{l_{MMS}} . \qquad (3.2.3)$$

После нормирования трафика на количество активных абонентов – N_{AKT} определялось суточное статистическое распределение MMS трафика

$$Y_{\text{MMS1}}(t) = Y_{\text{MMS}}(t) / N_{\text{акт}} = m_{MMS}(t) \bullet \overline{l_{MMS}} / N_{\text{акт}}. \qquad (3.2.4)$$

Результаты этих расчетно-статистических оценок для различных дней недели представлены на рис.3.15. Видно, что трафик практически не зависит от дня недели (рабочий это день или выходной). Следовательно, можно не выделять отдельно рабочие и выходные дни. С учётом этого было произведено дискретное по часам суток усреднение этих статистических данных с определением среднего, максимального и минимального трафика в течении суток, которые показаны на рис.3.16.

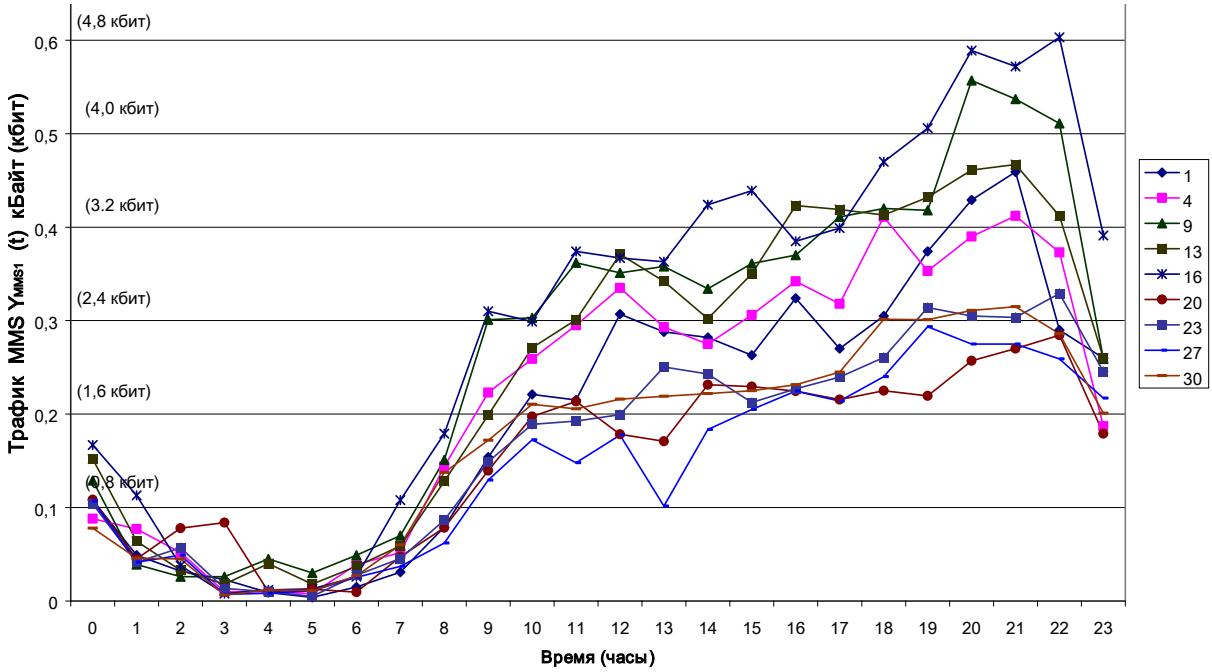


Рис.3.15. Трафик MMS данных, приходящийся на одного активного абонента, (каждая из линий соответствует статистической выборке по дням недели в течение месяца - будни и выходные)

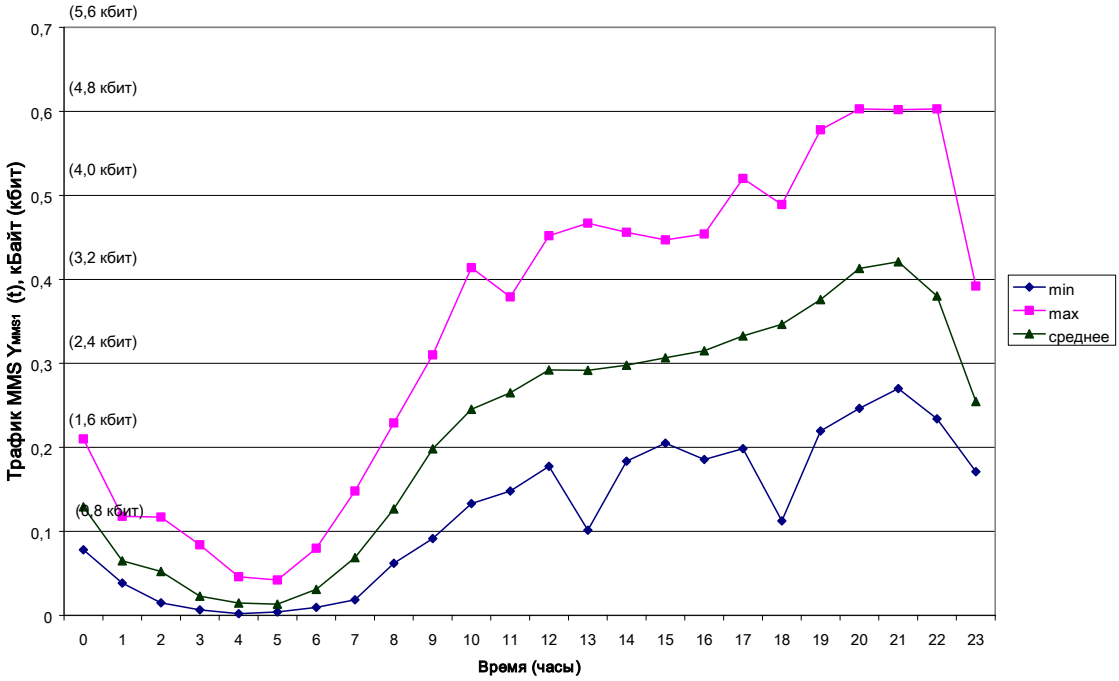


Рис. 3.16. Максимальное, среднее и минимальное значения трафика MMS, в среднем приходящееся на одного абонента

Анализируя эти результаты по передаче MMS данных в сотовых системах связи, можно сделать следующие выводы:

- Трафик MMS практически не зависит от дня недели (рабочий день или выходной).
- Наибольший трафик MMS лежит в интервале от 19:00 до 23:00 часов.
- Местоположение ЧНН приходится на интервал от 20-45 до 21-45 часов.
- Интенсивность MMS трафика, приходящегося на одного активного абонента, составляет в ЧНН 4,82 кбит, всего за сутки 66,56 кбит, коэффициент концентрации нагрузки в ЧНН - $K_{ЧНН} = 0{,}0724$.
- Минимальная нагрузка MMS наблюдается с 01:00 до 08:30 часов.

3.2.3. Статистика голосового трафика

Поскольку передача GPRS/EDGE данных осуществляется с использованием голосовых (трафиковых) каналов, то с позиции оценки пропускной способности системы сотовой связи как системы передачи данных целесообразно дать оценку голосовому трафику статистическими методами, отличными от традиционных методов оценки телефонной нагрузки, а основанными (дополненными) на принципах передачи данных.

Как показано в гл.1 речевой сигнал поступает в канальное оборудование после вокодерной обработки в виде цифрового потока со скоростью 13 кбит/с при полноскоростной организации каналов связи (или 7,2 кбит/с при полускоростных каналах). Используя эту величину и данные по телефонной нагрузке, можно осуществить преобразования, позволяющие оценить голосовой трафик как трафик передачи данных.

Известно, что телефонная нагрузка определяется временем занятия канала связи – «часозанятием» (подробно характеристики телефонной нагрузки рассматривались в разд. 2.2)

$$Y_T = Y_{T1} \bullet N_{акт},$$

со средней телефонной нагрузкой, создаваемой одним абонентом (удельная нагрузка) $Y_{T1} = t_1$, [Эрланг], где t_1 среднее время занятие абонентом канала связи [ч], $N_{акт}$ – число активных абонентов.

Отсюда следует, что Y_{T1} определяется t_1. Используя величину t_1, как величину, определяющую время передачи данных, для известной скорости передачи данных (цифровых сигналов передачи голоса) – B [кбит/с] можно определить среднюю величину трафика передачи данных, создаваемого одним абонентом

$$Y_{Д1} = 3600 \bullet B \bullet Y_{T1}, \text{ [кбит]}. \qquad (3.2.5)$$

Для полноскоростной организации каналов связи при B'=13 кбит/с и полускоростной передаче при B''=7.2 кбит/с соответственно получим

$$Y'_{Д1} = 46800 \bullet Y_{T1}, \text{ [кбит]}. \qquad (3.2.5')$$

$$Y''_{Д1} = 25920 \bullet Y_{T1}, \text{ [кбит]}. \qquad (3.2.5'')$$

Заметим, что выражение (3.2.5) может использоваться и для других скоростей передачи данных и в том числе в системах сотовой связи 3G уровня.

На рис. 3.17 представлены результаты статистической обработки распределения суточной средней телефонной нагрузки, создаваемой одним абонентом при голосовой связи. Оценка нагрузки производилась в пятнадцатиминутных интервалах для различных дней недели.

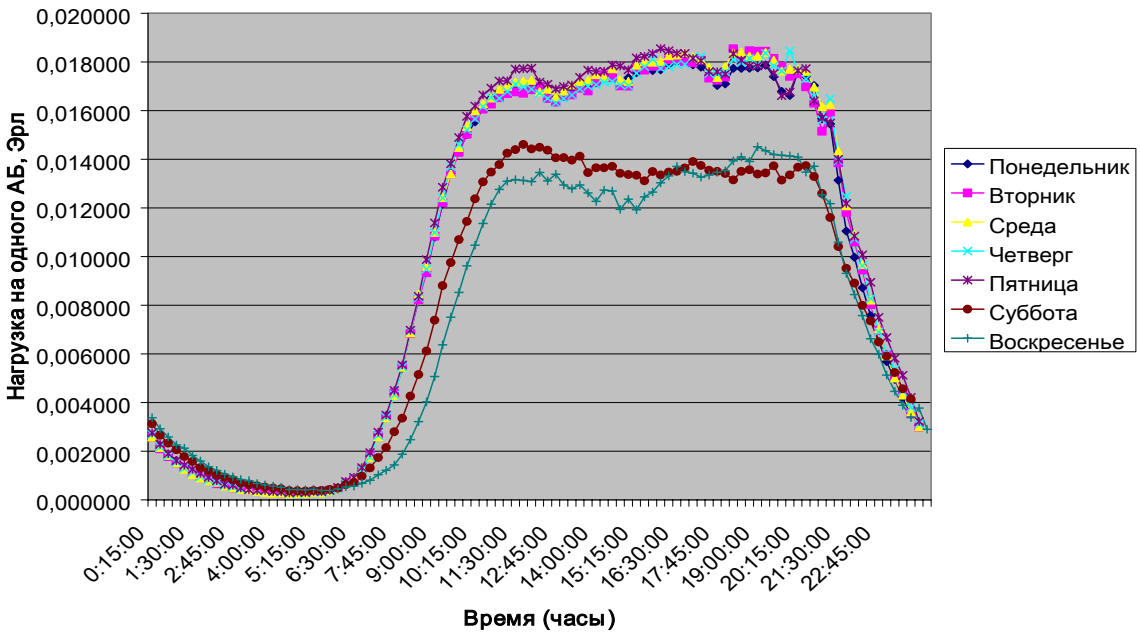


Рис. 3.17. Распределения суточной средней телефонной нагрузки, создаваемой одним абонентом при голосовой связи, по пятнадцатиминутным интервалам для различных дней недели

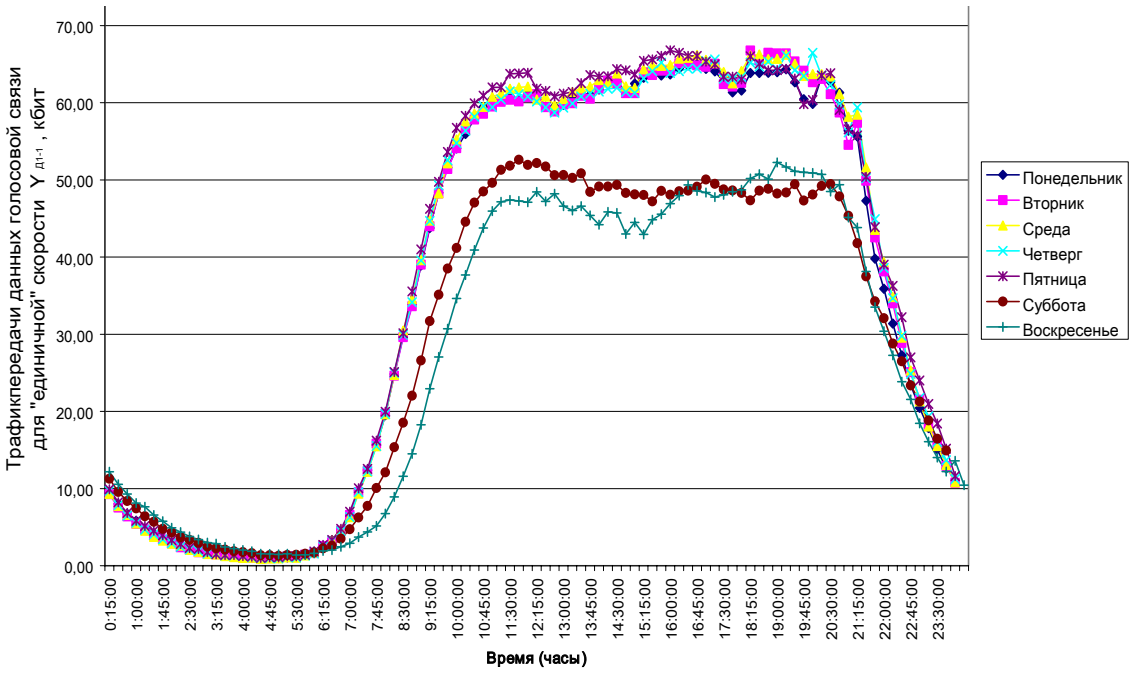


Рис.3.18. Средний трафик передачи данных, создаваемый одним абонентом при голосовой связи, для «единичной» скорости передачи

На рис. 3.18 показаны результаты пересчета средней телефонной голосовой нагрузки, создаваемой одним абонентом, в соответствующий трафик передачи данных при «единичной» скорости передачи – $Y_{Д1\text{-}1}$. Эти результаты, как отмечалось выше, могут использоваться для оценки параметров различных типов сотовых систем с использованием (3.2.5).

Поскольку распределение трафика по различным будничным дням мало отличается друг от друга, то произведена усредненная оценка трафика для будничных дней. Аналогично сделана усредненная оценка и для выходных дней. Результаты этих оценок представлены на рис.3.19.

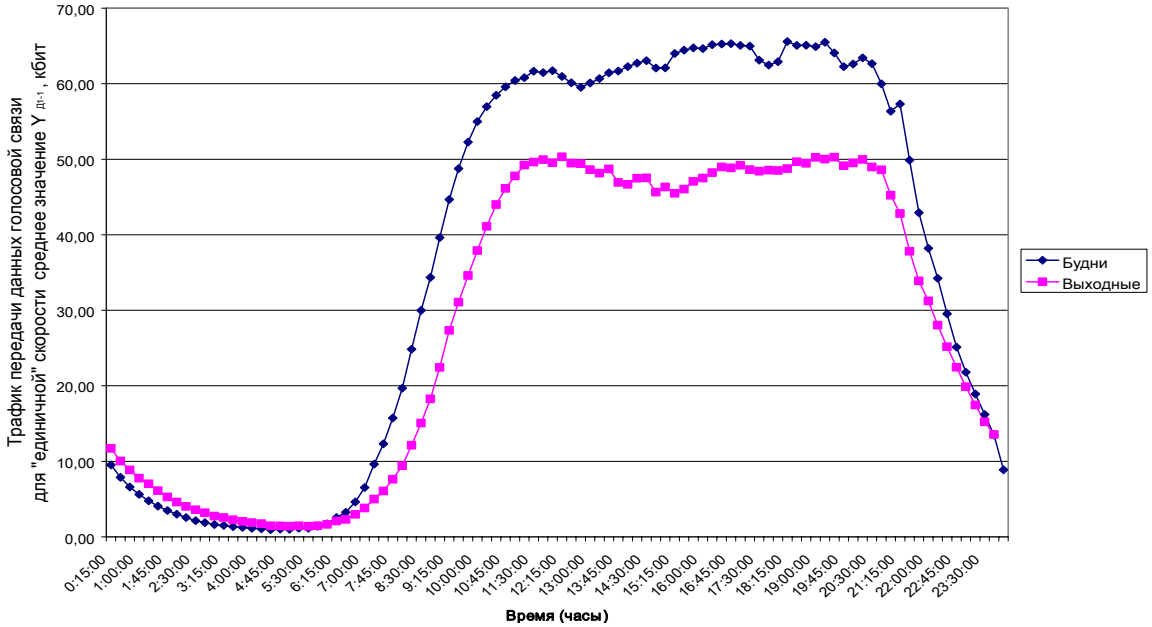


Рис. 3.19. Суточное распределение среднего трафика передачи данных, создаваемого одним абонентом при голосовой связи, «единичной» скорости для будничных и выходных дней

Сопоставление распределений для будничных и выходных дней позволяет определить соотношение их трафика в ЧНН ($Y_{Д1\text{-}1\ ЧНН\ будн}$ и $Y_{Д1\text{-}1ЧННвых}$) в виде коэффициента

$$K_{будн/вых\ ЧНН}=Y_{Д1\text{-}1\ ЧНН\ будн}/Y_{Д1\text{-}1\ ЧНН\ вых} \qquad (3.2.6)$$

Для распределений на рис. 3.19 $K_{будн/вых\ ЧНН}\approx 1{,}3$.

В соответствии с (3.2.5′) и (3.2.5″) и с использованием результатов, приведенных на рис. 3.19, определены суточные распределения среднего трафика передачи данных, создаваемого одним абонентом при голосовой связи – $Y'_{Д1}$ и $Y''_{Д1}$, для скоростей передачи данных 13 и 7,2 кбит/с (при полноскоростной и полускоростной передаче), которые показаны на рис. 3.20.

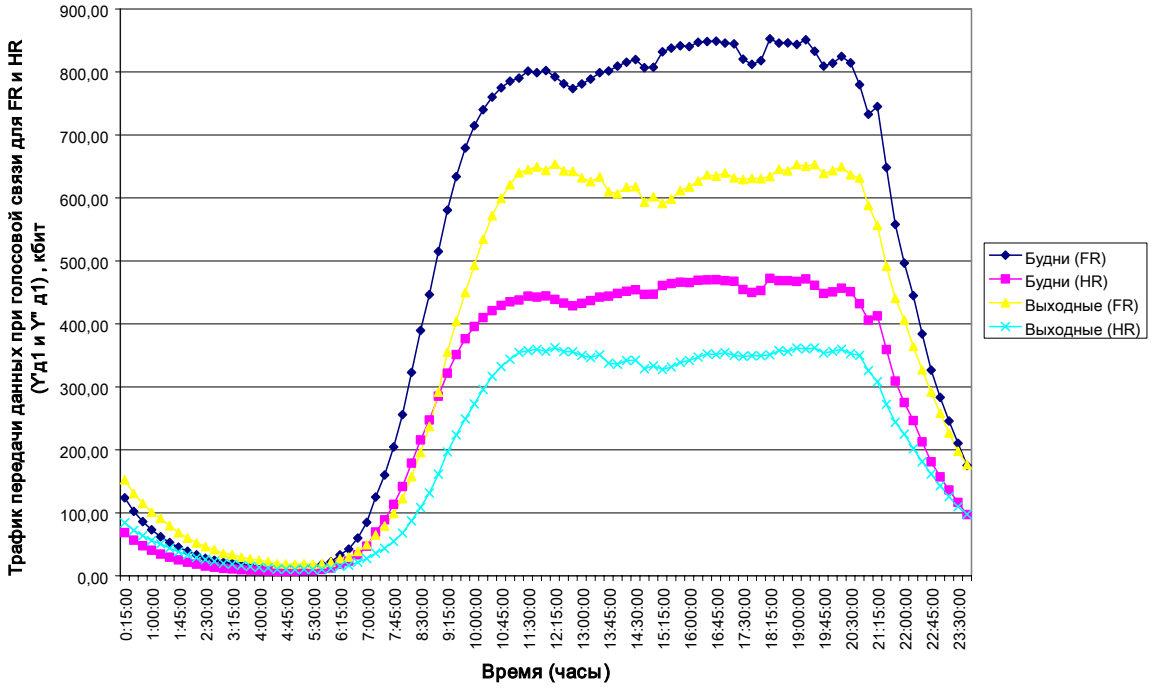


Рис. 3.20. Суточные распределения среднего трафика передачи данных, создаваемого одним абонентом при голосовой связи - $Y'_{Д1}$ и $Y''_{Д1}$, при полноскоростной (FR) и полускоростной (HR) передаче (для скоростей передачи данных 13 и 7,2 кбит/с)

Следует заметить, что полускоростной режим передачи обычно составляет меньшую долю по сравнению с полноскоростным, например,-25% к 75%. Используя соотношения (3.2.5′) и (3.2.5″), нетрудно для конкретных условий эксплуатации системы скорректировать трафик передачи данных для этих режимов с соответствующей коррекцией суммарного среднего трафика передачи данных, приходящегося на одного абонента при голосовой связи.

Из условия, что все активные абоненты –$N_{акт}$ разделяются на абонентов, для которых используется полноскоростной режим – $N_{ПС,}$ и абонентов с полускоростным режимом – $N_{1/2С}$, можно записать $N_{акт} = N_{ПС} + N_{1/2С}$ Или доли таких абонентов в общем числе активных абонентов составляют соответственно $k_{ПС} = N_{ПС} / N_{акт}$ и $k_{1/2С} = N_{1/2С} / N_{акт}$ (эти величины могут выражаться в %), и $k_{ПС} + k_{1/2С} = 1$. Считая, что средняя телефонная нагрузка – $Y_Т$ будет распределяться между этими абонентами в соответствии с долями $k_{ПС}$ и $k_{1/2С,}$ а создаваемый ими трафик передачи данных определяется из условий (3.2.5), (3.2.5′) и (3.2.5″), суммарный средний создаваемый трафик данных, приходящийся на одного абонента, определится

$$Y_{Д1} = k_{ПС} \bullet Y'_{Д1} + k_{1/2С} \bullet Y''_{Д1} = k_{ПС} \bullet 46800 \bullet Y_{Т1} + k_{1/2С} \bullet 25920 \bullet Y_{Т1} \text{ [кбит]}. \quad (3.2.7)$$

Для реально приемлемого случая, с использованием полученных выше результатов статистики конкретной сотовой системы при $k_{ПС}$ =0,75 (75%) и $k_{1/2С}$ =0.25 (25%) проведена оценка распределения суточного трафика данных для голосовой связи, результаты которой представлены на рис.3.21 для будничных дней, на рис. 3.22 – для выходных дней.

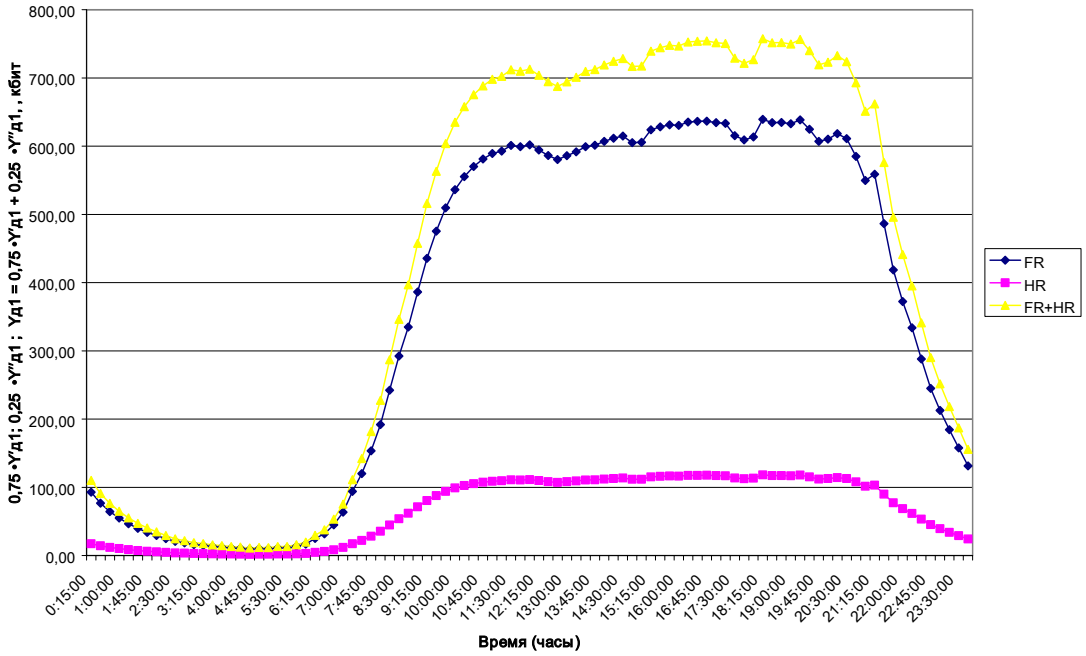


Рис. 3.21. Суточное распределение среднего трафика передачи данных для голосовой связи при двухскоростной передаче13 и 7,2 кбит/с с 25 процентным количеством активных абонентов, связь с которыми осуществляется по каналам со скоростью 7,2 кбит/с (HR), и соответственно 75% - со скоростью 13 кбит/с (будничные дни)

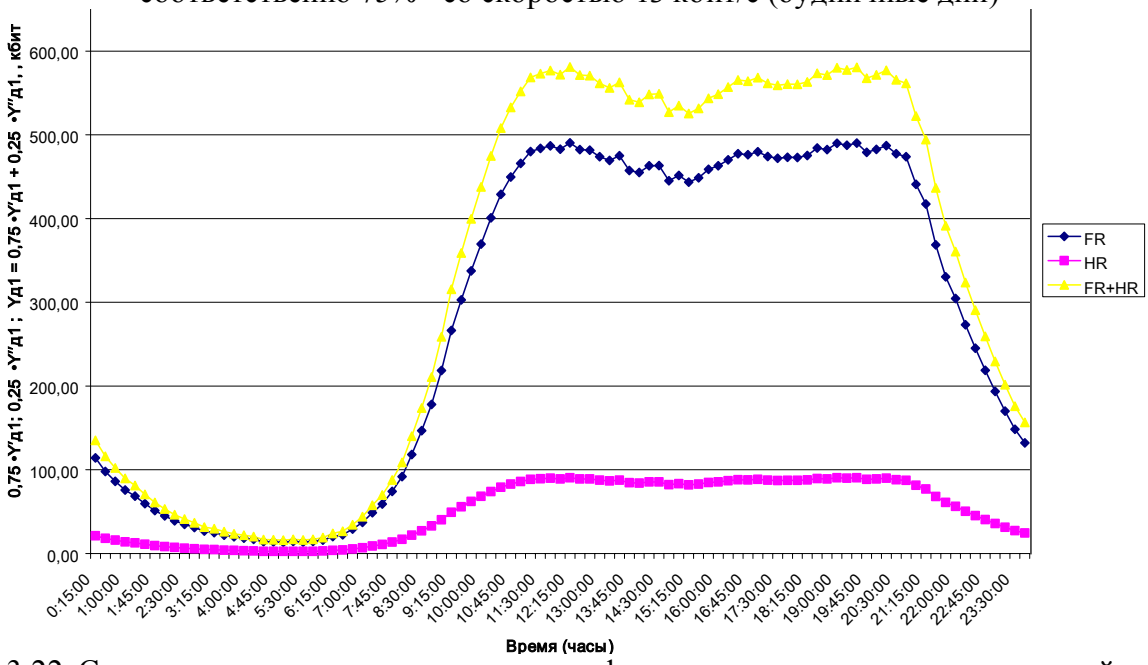


Рис. 3.22. Суточное распределение среднего трафика передачи данных для голосовой связи при двухскоростной передаче13 и 7,2 кбит/с с 25 процентным количеством активных абонентов, связь с которыми осуществляется по каналам со скоростью 7,2 кбит/с (HR), и соответственно 75% - со скоростью 13 кбит/с (выходные дни)

Анализируя выше приведенные результаты статистической оценки среднего трафика передачи данных, создаваемого одним абонентом при голосовой связи, можно сделать следующие заключения:

• Трафик зависит от дня недели (будничные дни или выходные), но мало отличается как среди будничных дней, так и среди выходных. Следовательно, оценивая трафик, необходимо выделять отдельно рабочие и выходные дни, с возможностью его усреднения по будничным дням и отдельно по выходным дням. При этом следует заметить, что суточные профили будничных и выходных дней незначительно отличаются друг от друга.

Наибольший трафик передачи данных для голосовой связи лежит в интервале от 10:15 до 20:00 часов.

- Наименьший трафик наблюдается с 00:15 до 07:30 часов.
- Местоположение ЧНН приходится на интервал от 18-15 до19-15 часов.
- Интенсивность телефонной нагрузки, приходящейся на одного активного абонента, составляет в ЧНН 0,072 Эрл.
- Интенсивность трафика передачи данных при голосовой связи в GSM системах, приходящегося на одного абонента в ЧНН по будничным дням, при полноскоростной передаче может достигать 3388,64 кбит и при полускоростной передаче 1876,78 кбит, всего за сутки соответственно 46481,42 и 25743,55 кбит, коэффициент концентрации нагрузки в ЧНН- $K_{ЧНН} = 0{,}0729$.

• Интенсивность трафика в ЧНН в выходные дни примерно в 1,3 раза меньше, чем в будничные дни.

• При использовании «смешанной» - полускоростной и полноскоростной голосовой связи необходим учет доли в общем трафике голосовой связи этих разноскоростных трафиков. Для этого необходимо воспользоваться соотношением (3.2.7), состоятельность которого подтверждена на типовом примере при распределении суммарного трафика между полноскоростной связью-75% и полускоростной связью – 25%.

3.2.4. Суммарный трафик передачи данных в сотовой связи

Полученные результаты для всех видов передаваемой информации в сотовой связи, представленные как статистические оценки передачи данных, позволяют дать обобщенную оценку суммарному трафику передачи данных, приходящегося на одного активного абонента. Такой суммарный трафик передачи данных будет определяться

$$Y_{\Sigma 1}(t) = Y_{SMS1}(t) + Y_{MMS1}(t) + Y_{GPRS1}(t) + Y_{Д1}(t). \qquad (3.2.8)$$

Воспользовавшись распределениями, представленными на рис. 3.8, 3.13, 3.18 и 3.22 для средней величины трафика, согласно (3.2.8) получены суточные распределения суммарного трафика передачи данных в сотовой системе связи. Эти распределения представлены на рис.3.23 при использовании составляющей голосовой связи с полноскоростной передачей в будничные дни. Для наглядного представления соотношений составляющих в суммарном распределении на этом рисунке показаны суточные распределения среднего трафика основных составляющих – голосовой связи и GPRS. SMS трафик, из-за

его незначительности, на рис. 3.23 не показан. MMS трафик учтен в GPRS трафике.

В связи со значительным превышением голосового трафика в сравнением с GPRS трафиком для иллюстрации этих трафиков на рис.3.23 сделана вставка суточного их распределения в логарифмическом масштабе.

Использование этого распределения для будничных дней позволяет с использованием вышеприведенного анализа определить или скорректировать следующие характеристики: суточное распределение суммарного трафика для выходных дней (воспользовавшись или соотношением (3.2.6), или значением $K_{\text{будн/вых ЧНН}} \approx 1{,}3$), получить распределения при полностью или частично полускоростной передаче голосовой связи (воспользовавшись соотношением (3.2.7) и распределениями на рис.3.20-3.22), учесть возможные максимальные отклонения трафика от его средних значений и отклонения в сторону уменьшения, используя распределения на рис.3.8, 3.11, 3.16, 3.18.

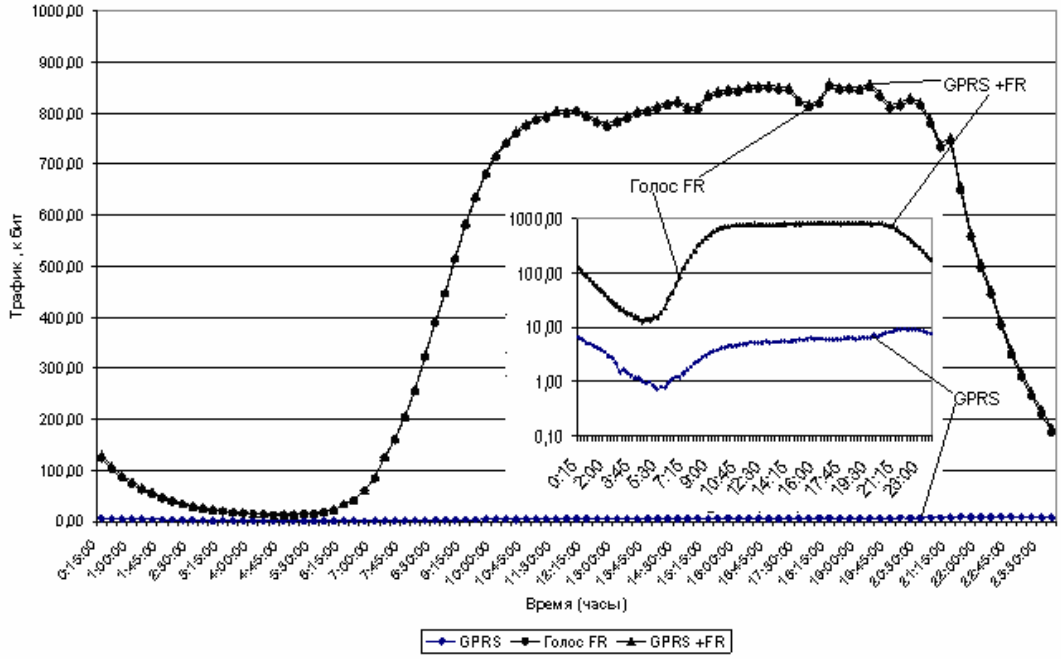


Рис. 3.23. Суточные распределения суммарного среднего трафика передачи данных, приходящегося на одного активного абонента, при полноскоростной голосовой связи для будничных дней

Анализируя результаты оценки суммарного трафика передачи данных, приходящегося на одного абонента, можно сделать следующие заключения:

• Трафик передачи данных голосовой связи значительно превышает величины трафиков других видов передачи данных и в том числе от GPRS трафика. Поэтому суточный профиль суммарного трафика практически определяется профилем передачи данных голосовой связи.

• Трафик зависит от дня недели (будничные дни или выходные), но мало отличается как среди будничных дней, так и среди выходных. Следовательно, оценивая трафик, необходимо выделять отдельно рабочие и выходные дни, с возможностью его усреднения по будничным дням и отдельно по выходным дням. Уменьшение трафика в выходные дни по сравнению с будничными

днями (см. рис. 3.23) может определено главным образом изменением голосового трафика через $K_{\text{будн/вых ЧНН}} \approx 1{,}3$.

• Поскольку трафик передачи данных голосовой связи, приходящийся на одного активного абонента является определяющим в суммарном трафике передачи данных, то все статистические его оценки, сделанные выше, сохраняют свою силу и для суммарного трафика.

3.2.5. Обобщение результатов статистической оценки передачи данных в сотовой связи

Особенность полученных результатов по статистической оценке передачи различных видов данных в том, что они показывают статистику, нормированную (приходящуюся) на одного активного абонента. Поэтому эти результаты могут быть применены для определения суммарного трафика и каждого из возможных видов среднего трафика - $Y(t)$ в системах с различной абонентской емкостью путем простейшего перемножения трафика, приходящегося на одного абонента - $Y_1(t)$, на $N_{\text{акт}}$ - количество активных абонентов

$$Y(t) = Y_1(t) \bullet N_{\text{акт}}. \qquad (3.2.9)$$

В свою очередь знание величины трафика передачи данных позволяет характеризовать потребности в передаче данных при эксплуатации не только действующих сотовых сетей связи, но и гипотетически предположить эти потребности для вновь внедряемых систем сотовой связи, и в том числе систем третьего поколения – 3G, при реализации которых одной из целей является ориентация на улучшение возможностей (повышение скорости и объема) передачи данных.

3.3.Оценка способов повышения скорости передачи данных в системах ПНС и метод объединения радиоканалов с долевым распределением передаваемых данных

3.3.1. Общие принципы повышения скорости передачи данных в системах ПНС

Подробно обобщенная оценка развития систем ПНС для передачи данных дана в гл.1, из которой следует, что повышение скорости передачи данных может быть достигнуто за счет применения в радиоканале_высокоэнтропийных (с повышенной информативностью) сигналов с соответствующими методами кодирования и видами модуляции.

Так в системах адресного радиовызова – это применение форматов FLEX с 4-х уровневой частотной модуляцией, а в системах сотовой связи и высокоскоростного радиодоступа – это использование широкополосных радиосигналов с адаптивными к отношению сигнал/помеха изменениями видов кодирования и модуляции. Нельзя не отметить особую эффективность применения для этих целей OFDM (Orthogonal Frequency Devising Multiplexing) технологий [83].

Методы применения указанных радиосигналов достаточно полно изучены и находят соответствующее использование в развитии ПНС. Поэтому рассмотрим способы повышения скорости передачи данных, основанные на использовании ресурсов уже реально действующих систем. В системах связи, основанных на TDMA технологии доступа с множеством частотно разнесённых радиоканалов (например, системы GSM стандарта), принципиальное повышение скорости передачи данных может быть основано на объединении радиоканалов.

3.3.2. Обоснование метода объединения радиоканалов с долевым распределением передаваемых данных

Для повышения скорости передачи данных обоснуем применение метода объединения радиоканалов с долевым распределением передаваемых данных (ОРДРД). Суть метода основана на классическом постулате о взаимосвязи скорости передачи данных – B с ΔF_K - полосой частот пропускания канала (радиоканала) связи

$$\Delta F_K = k \bullet B, \qquad (3.3.1)$$

где k – коэффициент, величина которого зависит от вида используемых сигналов (в том числе – вида модуляции и энтропии). Например, для простейших двоичных импульсных сигналов $k \approx 0{,}7$ Гц/бит/с.

При заданной величине ΔF_K и заданном виде сигналов имеет место естественное ограничение в скорости передачи по каналу B_K. При заданной потребности более высокой скорости $B > B_K$, например в n раз $B = n \bullet B_K$, необходимо соответствующее увеличение полосы частот $\Delta F = n \bullet \Delta F_K$. При фиксированной величине полосы ΔF_K в системе связи, но наличии нескольких каналов с такой полосой возможно их применение для увеличения B. С учетом того, что для большинства систем ПНС весьма затруднительно простое объединения каналов радиоинтерфеса, в методе ОРДРД предлагается не простое объединение радиоканалов, а распределение по этим каналам таких долей выскоскоростных данных и в таком виде, чтобы они могли передаваться по каналам с полосой ΔF_K теми радиосигналами, на которые они рассчитаны.

Скорость передачи данных определяется

$$B = l/T_l = 1/\tau, \qquad (3.3.2)$$

где l – количество бит (элементарных сигналов), передаваемых за время T_l,

τ – длительность передачи одного бита.

Величина l может определяться величиной (длиной) посылки, например, содержащей нескольких таймслотов передаваемых сигналов.

Метод ОРДРД основан на разделении посылки l на доли (например, на равные доли и в частности как варианты - на отдельные таймслоты или непосредственно по битам) с числом делений равным n и увеличением длительности бита в этих долевых посылках до величины $\tau' = n \bullet \tau$ и распределении долевых посылок по n радиоканалам. При этом время передачи каждой доли будет составлять T_l, а скорость передачи по каждому из

радиоканалов составит B/n, т.е. соответствует величине $B_К$, на которую рассчитаны радиоканалы.

Обобщая вышеизложенное, можно констатировать, что скорость передачи при использовании метода ОРДРД может достигать величины

$$B = n \bullet B_К \qquad (3.3.3)$$

Для реализации такой передачи данных необходимо устройство распределения потока данных (РПД), которое осуществляет разделение поступающих от источника высокоскоростных данных (ИВСД) посылок длиной l на доли длиной l/n, увеличивает длительность долевых посылок до величины T_1 (их бит – до τ') и распределяет их по радиоканалам. На приемной стороне решается обратная задача – объединение распределенных долевых потоков с помощью объединителя распределенных потоков данных (ОРПД) и отправление к получателю высокоскоростных данных (ПВСД). Схема такой передачи данных представлена на рис. 3.24.

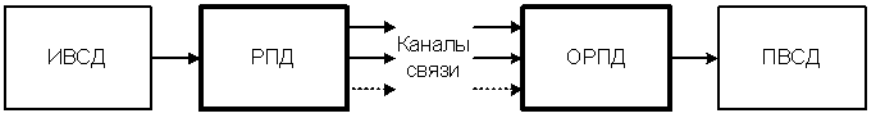


Рис. 3.24. Обобщенная схема высокоскоростной передачи данных методом ОРДРД

Следует заметить, что в отдельных случаях в долевые посылки может потребоваться добавление признаков очередности их последовательного выбора из высокоскоростной посылки l. Реализация введения этих признаков не представляется сложной задачей, и она не может существенно повлиять на скорость передачи, но должна учитываться.

Классифицируя метод ОРДРД, как один из способов формирования цифрового потока с передачей по частотно разнесенным радиоканалам [100], следует отличать его от от класса формирования сигналов по FDM (Frequency Division Multiple) и OFDM (Orthogonal FDM) технологий, которая основана на параллельной передаче бит или нескольких бит в радиоканале по специально сформированным каналам с ранесенными по частоте сигналами на поднесущих частотах, расположенных смежно друг к другу. При методе ОРДРД передача бит или долевых частей высокоскоростных посылок не требует специально сформированных радиоканалов, а осуществляется за счет объединения уже используемых в системе радиоканалов без изменения вида сигналов этих каналов. Причем в отличии от FDM и OFDM при ОРДРД используемые радиоканалы могут быть не смежными, а значительно разнесены по частоте.

Применение метода ОРДРД в системах радиовызова и сотовой связи и его оценка рассматриваются в приложении № 3.3. Эта оценка показала, что изменения в технологии этих систем для повышенной скорости передачи данных могут решаться вполне доступными программно-техническими средствами комплекса подсистемы сетевой коммутации, подсистемы управления базовыми станциями и формирования потока передачи данных и АС, а эффект от использования метода ОРДРД весьма ощутимый. Так в системах сотовой связи GSM/GPRS/EDGE скорости могут быть увеличены от трехсот до двух тысяч и более кбит/с. При этом необходимо учитывать, что

применение метода ОРДРД в сотовой системе связи требует дополнительного расхода радиоканального (частотного) ресурса. В связи с этим требуется особый подход к использованию этого метода. В частности он может быть рекомендован при специальных коммерческих предложениях и в условиях, когда высокоскоростная передача данных имеет первостепенное значение.

Обобщая оценку методу ОРДРД, необходимо заметить, что он может найти применение не только для рассмотренного примера высокоскоростной передачи данных в системах GSM стандарта, а также для других стандартов сотовой связи, в которых совмещаются технологии кодового и временного разделения каналов.

Теория формирования и обработки сигналов для ОРДРД в части «межсимвольной интерференции и частотной селективности» может базироваться на принципах технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) [69], ориентированной на беспроводные сети стандарта IEEE 802.11n и мобильной связи 4G поколения.

3.4. Оценка способов увеличения размеров зоны действия БС

Границы действия БС определяются не только энергетиескими характеристиками сигналов, условиями распространения радиоволн и ЭМС. Одними из ограничений размеров зоны действия БС (соты) являются требования ее пропускной способности – обслуживание необходимого трафика голосовой связи и передачи данных, а также максимально допустимые задержки прохождения радиосигналов. Однако в ряде случаев, когда требования к трафику не критичны, например, при использовании способа ОРДРД или при обслуживании малонаселенных зон, возникает необходимость увеличения зоны действия БС с размерами, задержки прохождения радиосигналов которых превышают допустимую величину.

Способы увеличения зоны действия БС во многом аналогичны для различных видов сотовой связи, но и имеют ряд отличительных особенностей в зависимости от их принципов формирования сигналов радиоинтерфейса. Дадим оценку этим способам для практически важных GSM и WCDMA – технологий.

Вначале рассмотрим способы увеличения зоны действия БС для GSM сотовой связи.

Основным параметром, определяющим размеры зоны действия БС, является величина трафика пропускаемого через БС, а максимально допустимые размеры зоны лимитируются допустимыми величинами задержки прохождения радиосигналов от БС к АС и от АС к БС, которые определены GSM стандартом [71] в таймслоте «пакета доступа» (Access Burst – AB) величиной «временного упреждения» (Timing Advance-TA). В «пакете доступа», используемым для доступа АС в сотовую сеть и показанном на рис. 3.25,а, ТА характеризуется защитным интервалом (GB-Guard Period) величиной в 63+5,25=68,25 бита длительностью 252 мкс(на рис. 3.34,а=Х,а см. заштрихованную часть таймслота).

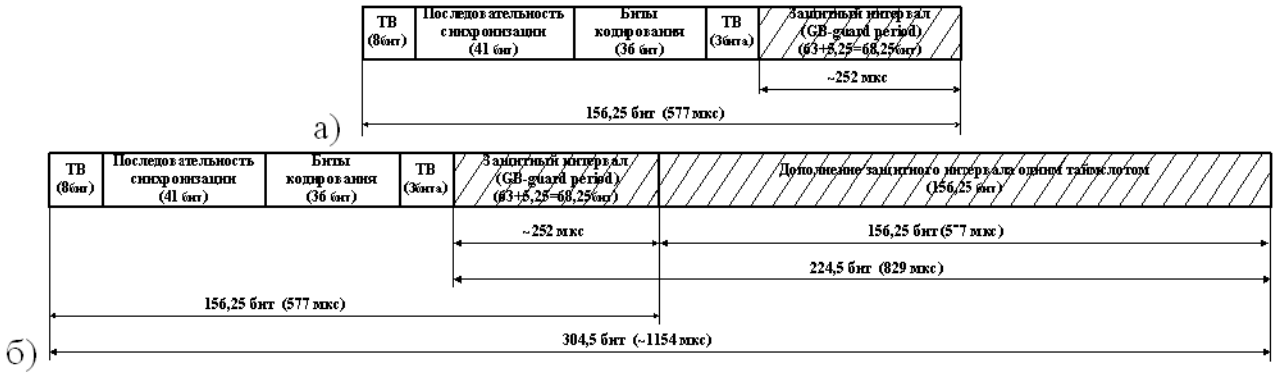


Рис. 3.25. Таймслот «пакета доступа» (Access Burst – AB):а) типовой «пакета доступа», б) сдвоенный таймслот «пакета доступа» с увеличенным защитным интервалом (GB-Guard Period)

Этот защитный интервал позволяет вычислить величину задержки при передаче, а также избежать наложения информации соседних таймслотов на стадии установления соединения.

На рис. 3.25 ТВ (tail bits) показывают так называемые «ограничительные биты», которые обозначают начало и конец основной части пакета.

При первом установлении соединения АС неизвестно на каком расстоянии она находится от БС и, следовательно, АС не знает о величине временной задержки радиосигнала. Пакет доступа, который АС посылает со значением временной задержки «0» по отношению к ее внутренней временной базе является достаточно небольшим по своей величине и умещается во временном интервале 252 мкс, включая двойную максимальную задержку распространения сигнала по радиоканалу.

Знание временной задержки дает возможность определять примерное расстояние между АС и БС – R, используя следующее соотношение:

$$R = D_{R\tau} \bullet (TA)/2, \qquad (3.4.1)$$

где TA – обнаруженная временная задержка, определяемая числом бит задержки (от 0 до 63 бит); $D_{R\tau}$ – расстояние, которое проходит радиосигнал за время одного бита, определяемое как

$$D_{R\tau} = V \bullet \tau,$$

где V – скорость света $3 \bullet 10^8$ [м/с], τ – длительность бита в GSM, равная ~ 3,7 [мкс]. Подставив числовые значения, получим $D_{R\tau}$ = 1110 [м]=1,11 [км]. В итоге выражение (3.4.1) можно преобразовать к виду

$$R = 1.11 \bullet (TA)/2 \text{ [км]}. \qquad (3.4.1')$$

Используя принятую в GSM максимально допустимую задержку TA = 63 бита по (3.4.1′) можно определить максимально допустимый радиус зоны действия БС («соты») $Rmax$ =1.11 •(63)/2 = 34,965 ≈35[км].

Увеличение допустимого радиуса зоны действия БС возможно за счет увеличения «временного упреждения»- защитного интервала. Это можно сделать [71,22] путем использования сдвоенного таймслота, показанного на рис. 3.25,б. В таком таймслоте защитный интервал увеличивается до 224,5 бит (829 мкс) (на рис. 3.25,б см. заштрихованную часть таймслота). Увеличенный максимальный радиус зоны действия БС можно определить, воспользовавшись соотношением (3.4.1′), взяв за основу количество конкретно используемых для

«временного упреждения *TA*=224,5-5,25=219,25 бит. Получим *R'max* =1.11 •(219,25)/2 =121,683 ≈122 [км].

В свою очередь, чтобы достичь увеличения радиуса зоны действия БС, учитывая характеристики и условия распространения радиоволн (например, используя широко применяемую модель Окамура – Хата), необходимо увеличить излучаемую мощность радиопередатчиков и чувствительность радиоприемников, а также высоту подвеса антенн БС. (Изменение этих характеристик у АС не представляется целесообразным и возможным).

Для этих условий, в [22] предлагается специальное оборудование для БС, назначение которого можно обозначить следующим образом:

– схемотехнические решения для уменьшения потерь в антенно-фидерных устройствах –АФУ, в частности за счет использования комбайнеров БС специальной конструкции - EDU (enhanced duplexer unit) с пониженным затуханием по сравнению с комбайнерами стандартных конструкций, или использование стандартных комбайнерных устройст, включенных по схеме "сдвоенный CDU" (combining and dividing unit) или CDU+CDU, благодаря чему исключаются большие затухания, вносимые сумматорами;

– использование радиопередатчиков БС повышенной мощности или применение специальных усилителей мощности радиопередатчиков БС PBU (power booster unit), которые могут усилить выходной сигнал, например, до 80 Вт;

– при повышении мощности радиопередатчиков, возникающая несбалансированность на линии вверх и линии вниз может компенсироваться установкой антенных усилителей (tower-mounted amplifier, TMA), позволяющих расширить зону действия на восходящем направлении.

В [22] приводится пример использования направленной увеличенной дальности действия БС для обслуживания связью морских судов и удаленных небольших островов.

Таким образом, увеличение радиуса зоны действия БС может быть достигнуто за счет использования сдвоенного таймслота «пакета доступа» и использование радиооборудования БС с параметрами, определяемыми характеристиками распространения радиоволн для заданного радиуса зоны действия БС. Это заключение касательно стандарта GSM, может принципиально распространено и на другие виды сотовой связи с учетом специфичности их форматов и особенностей сигналов доступа.

В частности, в системах 3G (WCDMA), когда формирование сигналов радиоинтерфейса (на физическом уровне) осуществляется на принципах кодового разделения каналов, нет конкретных ограничений размеров зоны действия БС [39, 140] по каналу доступа за счет применения трехэтапной начальной синхронизации и использования в итоге 7-ми шагового доступа АС к БС. Основными ограничениями размеров зоны действия БС являются требуемая пропускная способность с учетом видов и скоростей передачи данных, характеристики распространения радиоволн и главное, ограничения определяемыми параметрами АС для «восходящего канала» (заметим, что

выходная мощность АС обычно составляет 21дБм (125 мВт)), также с учетом передаваемых по нему видов и скоростей передачи данных.

При этом обычно используются традиционные модели оценки распространения радиоволн, например, модель Окамура – Хата (подробно модели распространения ОВЧ и УВЧ радиоволн исследуются в гл. 4). Для макро зоны при типовых значениях высоты подвеса антенны БС 30 м, высоты антенны АС 1,5.м и например, частоты несущей 1950 МГц [140]потери (затухания) уровня поля для городской зоны обычно определят как

$$L=137{,}4 + 35{,}2 \lg (R), \qquad (3.4.2)$$

где R – расстояние от АС до БС в км.

Для пригородной зоны –

$$L=129{,}4 + 35{,}2 \lg (R). \qquad (3.4.3)$$

На размер зоны действия БС оказывает влияние «ресурс» восходящего радиоканала, который определяется [140] запасом помехоустойчивости, зависящим от величины нагрузки (трафика) БС, запасом на быстрые замирания (резервом на управления мощностью), выигрышем при мягком хендовере (при борьбе с медленными замираниями) и требуемой скоростью передачи данных с учетом скорости перемещения АС. Рассматривая этот «ресурс» как параметр, который должен учитываться при оценке уровня сигнала, влияние его на размеры зоны действия БС для вышеуказанной модели Окамура – Хата можно представить в виде изменения затухания поля на величину

$$\Delta L_{рес} = -35{,}2 \lg (\Delta R), \qquad (3.4.4)$$

или изменения относительного радиуса зоны на величину

$$\Delta R = 10^{-(\Delta L рес)/(35{,}2)}. \qquad (3.4.4')$$

Принимая во внимание определяющую роль «восходящего канала» на размеры зоны действия БС, коротко можно сформулировать [140] следующие способы увеличения зоны обслуживания по «восходящему каналу» БС:

– уменьшение отношения сигнал/помеха за счет усовершенствования алгоритмов работы БС в основной полосе частот (адаптации режимов работы БС к возможным изменениям скорости передачи и оптимизации работы приемников БС) или за счет увеличения числа приемных антенн;

– уменьшение коэффициента шума в высокочастотных каскадах БС;

– уменьшение потерь в кабеле между антеннами и малошумящим усилителем БС;

– уменьшение запаса по помехам, т.е. достижения максимальной допустимой пропускной способности в «восходящем канале» (за счет снижения нагрузки, применения способов подавления помех или мультипользовательского приема для борьбы с интерференционными помехами);

– увеличения коэффициента усиления антенн.

Таким образом, можно сделать заключение, что размеры зоны действия БС для GSM и WCDMA – технологий могут быть увеличены в соответствии с рассмотренными выше способами и ограничениями.

Результаты этой оценки будут использованы в гл. 6 в предложенном методе синтеза радиально-сотовых систем ПНС.

3.5. Выводы

1. Предложена обобщенная упрощенная схемы передачи данных, которая определяет участки доступа пользователей и канальной передачи данных, где должна производиться статистическая оценка.

2. Произведена статистическая оценка распределения в течении суток трафика доступа и количества передаваемых радиовызовов с данными в системах многоадресного вызова (СПРВ). Дана статистическая оценка длительности общения оператора диспетчерской службы с пользователями при доступе в систему радиовызова через диспетчерскую службу.

На основании результатов этих оценок с нормированием их на одного абонента системы получены данные, позволяющие оценивать и прогнозировать трафики доступа и количество передаваемых радиовызовов для систем радиовызова с различной абонентской емкостью.

3. Дана статистическая оценка объема данных, передаваемых в одном радиовызове с дополняющим его сообщением. Результаты этой оценки совместно с вышеуказанными оценками позволяют детализировать и прогнозировать трафик передачи данных в канале (каналах) радиовызова для систем с различной абонентской емкостью.

4. Проведена статистическая оценка распределения в течении суток передачи SMS, MMS, GPRS/EDGE данных и голосовой связи в сотовой системе связи. Предложен и применен вариант оценки голосовой связи, рассматриваемой как передачу данных. Результат этих оценок нормированы на одного активного абонента и позволяют характеризовать и прогнозировать трафик передачи указанных видов данных (и в том числе голосовой связи) для систем сотовой связи с различными абонентскими емкостями.

Для практически удобного использования результаты статистической оценки дополнительно представлены в усредненном виде с дискретными интервалами времени усреднения, на которых проявлялись практически важные величины трафика передачи данных.

Полученные статистические результаты характеризуются прогнозированием помесячного изменения нагрузки.

5. Определено суточное распределение суммарного трафика для всех видов передачи данных, включая сюда и голосовую связь, нормированного на одного активного абонента. Основываясь на этой оценке, можно определить трафик передачи данных для систем с различной абонентской емкостью. С помощью этого трафика можно определить требования к построению системы связи, ее каналообразующей техники как для доступа в систему, так и для передачи данных, Кроме того величина этого трафика может повлиять и на принципиальное изменение методов организации каналов связи и алгоритмов действия таких систем.

6. Обосновано применение метода объединения радиоканалов с долевым распределением передаваемых данных (ОРДПД), основанный на использовании радиоканальных ресурсов систем ПНС для повышения скорости

передачи данных. Аналитическая оценка показала, что при соответствующих конструктивных дополнениях систем ПНС увеличение скорости может достигать в *n* раз, которое определяется количеством объединяемых радиоканалов. В частности оценка использования метода ОРДПД в технологиях GPRS/EDGE показала, что скорости передачи данных могут достигать от трехсот до двух тысяч и более кбит/с.

Отмечается, что метод ОРДРД может найти применение не только в системах GSM стандарта, а также для других стандартов сотовой связи, в которых совмещаются технологии кодового и временного разделения каналов, например в TD – CDMA (Time Division - Code Division Multiple Access) системах.

7. Дана оценка способам увеличения размеров зоны действия БС (соты), обусловленных допустимым временем прохождения радиосигнала от БС до АС и от АС до БС. Проанализирован способ увеличения зоны за счет увеличения «защитного интервала» (GB-Guard Period) в таймслоте «пакета доступа» TDMA технологии. Так в системах GSM стандарта при применении сдвоенного таймслота «пакета доступа» с увеличенным «защитным интервалом» максимальный радиус действия БС увеличивается с 35 км (при обычном «пакете доступа») до 122 км.

Проведенная оценка с использованием модели Окумура – Хата для ОВЧ и УВЧ диапазонов радиоволн по возможности увеличения размеров зоны действия БС позволила определить необходимые изменения параметров радиоинтерфейса и варианты их технической реализации в системах 3G (WCDMA).

ГЛАВА 4
ЧАСТОТНО - ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ В ПОДВИЖНОЙ НАЗЕМНОЙ СВЯЗИ

В ПНС связь с мобильными абонентами осуществляется с помощью радиосигналов, уровни которых подвержены значительным флуктуациям по времени и главным образом по территории зоны действия радиосистемы. Эти флуктуации влияют на надежность связи. Это влияние и учет радиопомеховой обстановки, включая электромагнитную совместимость (ЭМС), являются определяющими факторами при построении радиосети ПНС, оценка которым дается в данной главе.

4.1. ЭМС в сетях подвижной наземной связи

Внедрение и эксплуатация любой радиосистемы не возможны без оценки ЭМС с другими радиосистемами. При этом выбор радиочастот должен определяться не только величиной полосы частот радиоканала, условиями распространения радиосигналов и их приема-передачи, но и из учета влияния радиосигналов одной радиосистемы на другую.

Исходя из этих условий, в ПНС нашли применение в основном радиоволны диапазонов ОВЧ (очень высоких частот) и УВЧ (ультравысоких частот) и частично в диапазоне СВЧ (сверх высоких частот). Рекомендации использования этих диапазонов для ПНС даны в документах ММКР (позднее в МСЭ) [70]. Подробный анализ этим рекомендациям дан в [6]. В разделе2.3.4 настоящей работы дана конкретизированная оценка выбора диапазонов радиочастот применительно для систем радиовызова и сотовой связи

Для применения радиосигналов конкретной частоты и оценки их ЭМС необходимо знать характеристики распространения радиосигналов с учетом их территориального распределения. К настоящему времени разработан ряд моделей для оценки характеристик распространения радиоволн этих диапазонов [168, 150, 156]. Однако, несмотря на универсальность этих моделей, необходима их проверка и коррекция с учетом особенностей региона, где используется радиочастота. Особенно это необходимо делать при оценке распространения с использованием современных «цифровых» карт местности [46]. Кроме того эти модели должны быть дополнены для условий приема радиосигналов в помещениях зданий, которые стали практически нормами эксплуатации современных систем ПНС. Для оценки корректности использования таких моделей для конкретных условий (и в частности для регионов РФ) и введения в них уточнений (дополнений) по прогнозированию затуханий уровня радиосигналов при проникновению в помещения зданий необходимо проведение экспериментально – аналитических исследований.

4.2. Результаты исследований по дополнению известных характеристик распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ диапазонов в

условиях их использования подвижной наземной связью

Распространение радиоволн может описываться законами оптики с учетом явлений дифракции, базирующихся на принципах Гюйгенса-Френеля. Описание характеристик распространения радиоволн диапазонов ОВЧ и УВЧ с помощью этих законов является традиционной решаемой задачей. Задача усложняется при распространении радиоволн на пересеченной местности с размерами препятствий, соизмеримыми или превышающими длину волны. Картина распространения радиоволн в этом случае представляется сложной многолучевой, вследствие чего уровень радиосигнала может значительно случайно изменяться (флуктуировать) по пространству (в зоне действия радиосистемы) и по времени. Особенно это проявляется в условиях города и пригородных зон. Поэтому оценку характеристик распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ диапазонов целесообразно акцентировать на исследовании распространения радиоволн со сложной многолучевой структурой для этих условий.

Одними из первых работ по оценке зависимости распространения ОВЧ радиоволн в городе можно считать работы Джонса (1933 г.), Б. А. Введенского, А.Г. Аревберга (1938 г.). В 1948 г. Ф. В. Кушниром и М. П. Долухановым проведены исследования по распространению радиоволн ОВЧ ЧМ вещания, результаты которых далее были пополнены В. Ф. Чепурой. Ряд сравнительных оценок распространения радиоволн в городе в различных частотных диапазонах ОВЧ проведен Янгом. Большой вклад в исследования характеристик распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ применительно к подвижной радиосвязи внесли Эгли, Окамура и Хата, результаты которых показаны в [161,41,63]. На основании анализа отдельных из перечисленных работ и уточнений ряда положений о зависимости характеристик распространения от длины волны и соотношения среднего уровня высоты застройки с уровнями подъема передающей и приемной антенн Н. И. Бардин и Н. Д. Дымович, базируясь на экспериментальных данных, получили обоснованные принципами Гюйгенса и Френеля эмпирические формулы для расчета напряженности поля ОВЧ волн, учитывающие размеры улиц и их расположение относительно передающей станции. Некоторое отличие от вышеукзанных имеют результаты, полученые П. М. Трифоновым. (Результаты исследований Н. И. Бардина и Н. Д. Дымовича в сравнении с результатами, полученными П. М. Трифоновым, рассмотрены в [107]). Особо следует отметить методы оценки характеристик распространения электромагнитных волн Окамура-Хата (COST-Хата) [168, 150] и МСЭ [156], которые нашли широкое применение и рекомендованы МСЭ для практического использования.

Целью указанных работ было определение эмпирических соотношений для расчета уровня электромагнитных волн в зависимости от расстояния до радиопередающего устройства с заданными его основными параметрами. Из-за флуктуирующего уровня электромагнитных волн расчет его по эмпирическим зависимостям может производиться для среднего значения уровня, а

возможные отклонений от среднего уровня должны прогнозироваться с помощью вероятностно-статистических оценок флуктуаций уровня.

Учитывая, что подходы к оценке уровня электромагнитных волн зависят от особенностей условий их распространения и, как показывают результаты исследований указанных выше авторов, оценки уровня могут отличаться, необходим обоснованный анализ применения этих результатов. Рассматривая каждый из предлагаемых результатов оценки электромагитного поля как модель прогнозирования радиосигнала, дадим аналитическую оценку этим моделям.

4.2.1. Модели прогнозирования уровня радиосигнала в зоне действия радиосистемы

На сегодняшний день актуальность сохранили следующие виды моделей прогнозирования уровня радиосигнала: модель Бардина - Дымовича, модель Окамуры, модели Окамуры-Хата, Ли и модель, предлагаемая МСЭ. Большинство из этих моделей подобно рассмотрено и определены особенности их применения (см. например [43,107]). Поэтому ограничимся обобщенным анализом этих моделей.

Прогнозирование уровня радиосигнала в общем виде сводится к определению усредненной медианной мощности сигнала (УММС) (величина, которая определяется для 50% времени наблюдения и 50% точек приема, находящихся на расстоянии R) в точке приема

$$P_{\text{ПР М}} = P_{\text{ПРД}} \cdot D - a_{\text{М}}(R, f, h_{\text{БС}}, h_{\text{АС}}, a_{\text{Х}}), \quad \text{дБ}, \quad (4.2.1)$$

где: $P_{\text{ПРД}} \cdot D$ – излучаемая мощность радиопередатчика ($P_{\text{ПРД}}$ – мощность передатчика, подводимая к антенне, D – коэффициент усиления антенны), $a_{\text{М}}$ – величина ослабления сигнала, зависящая от R, f – частоты сигнала, $h_{\text{БС}}$ – высота подвеса антенны БС относительно уровня земли (в отдельных моделях это высота относительно среднего уровня крыш зданий), $h_{\text{АС}}$ – высота антенны относительно уровня земли АС (обычно самой АС), $a_{\text{Х}}$ – величина (дополнительный коэффициент ослабления), характеризующая степень и особенности застройки города и зависящая также от R, f, $h_{\text{БС}}$, $h_{\text{АС}}$ [в отдельных моделях $a_{\text{Х}}$ используется как самостоятельный вычитаемый параметр в выражении (4.2.1)].

Расчет величины $a_{\text{М}}$, а при необходимости и $a_{\text{Х}}$, осуществляется по эмпирическим формулам или с использованием специально рассчитанных графиков соответствующей модели.

В отдельных моделях определяется не мощность сигнала, а напряженность электромагнитного поля. Отличие такой оценки легко устраняется при соответствующем переходе от напряженности к мощности в дБ.

Для уточнения возможных изменений уровня сигнала относительно усредненной медианной мощности, обусловленных флуктуациями уровня сигнала, вводится поправка $P_{\Delta}(t, L)$, которая определяется по результатам статистических оценок флуктуаций во времени (t) и по пространству (L) около места приема для заданной вероятности (надежности). С учетом этого

окончательное выражение для прогнозирования уровня радиосигнала можно записать

$$P_{ПР} = (P_{ПРД} \cdot D)\text{дБ} - a_M\,(R,f,\, h_{БС}, h_{АС}, a_X) - P_\Delta\,(t,L),\ \text{дБ}, \qquad (4.2.2)$$

В качестве примера рассмотрим редко используемую, но имеющую практическую полезность, модель Бардина - Дымовича, предназначенную для оценки уровня сигнала в крупном городе. Эмпирическое выражение для определения усредненной медианной напряженности сигнала, соответствующее этой модели, имеет вид

$$E_C = \frac{0{,}019h'\sqrt{PD}}{R^2}\sqrt{\frac{\lambda}{Z}}F\ ,\ [\text{мкВ/м}] \qquad (4.2.3)$$

где P – мощность, подводимая к антенне передатчика, кВт; D – коэффициент усиления антенны; h' – высота подъема передающей антенны над плоскостью среднего уровня крыш зданий, м; R – расстояние от исследуемой точки до передающей станции, км; λ – длина волны, м; Z – расстояние от исследуемой точки до плоскости среднего уровня крыш зданий, м; F – дополнительный множитель, зависящий от соотношения Z/b и определяемый по графику на рис. 4.1; b – половина ширины улиц, м.

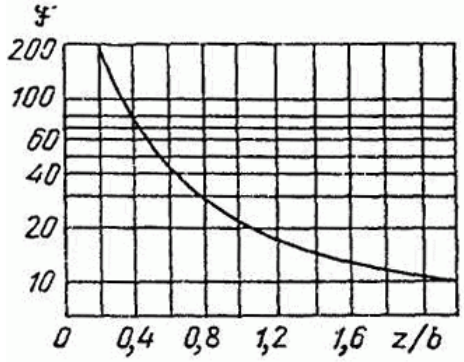


Рис. 4.1. Зависимость дополнительного множителя F от характера застройки города Z/b

После логарифмирования и введения величины ΔE_Σ, определяющей изменения уровня за счет флуктуации уровня сигнала, получим

$$E_c = 10\lg PD + 20\lg h' + 20\lg K + \Delta E_\Sigma - 40\lg R\ ,\ \text{дБ}, \qquad (4.2.4)$$

где $K = 0{,}019\sqrt{\lambda/Z}F$.

Для представления этого выражения в дБ мощности необходимо сделать несложные преобразования. Известно, что на антенне наводится напряжение $U = E_C \cdot \lambda/\pi$. При согласовании сопротивлений антенны и входной цепи приемника - $R_{ВХ}$ мощность сигнала на входе приемника $P_C = U^2/\,(4R_{ВХ}) = (E_C \cdot \lambda/\pi)^2/(4R_{ВХ})$. Тогда уровень сигнала, выраженный через мощность, определится $E_C = \sqrt{P_C}\,[2\sqrt{R_{ВХ}}/(\lambda/\pi)]$. Обозначив $[2\sqrt{R_{ВХ}}/(\lambda/\pi)] = K_{E/P}$, получим $E_C = K_{E/P}\sqrt{P_C}$. Прологарифмировав полученные выражения и подставив в (4.2.4), заменяя ΔE_Σ на изменения мощности ΔP_Σ [дБ], получим

$$P_{C\text{дБ}} = 10\lg P_C = 10\lg PD + 20\lg h' + 20\lg K + \Delta P_\Sigma - 40\lg R - 20\lg K_{E/P}\,. \qquad (4.2.5)$$

Заметим, что при применении этого выражения необходимо учитывать используемые величины единиц измерения мощности и напряженности поля. (Подробно методика и пример пересчета напряженности поля, выраженной в децибелах относительно 1 мкВ/м или 1 В/м, к мощности сигнала на входе

радиоприемного устройства, выраженной в децибелах по отношению к 1 мВт (дБм) или к 1 Вт, приводится в приложении № 4.1).

Рассмотренная модель Бардина - Дымовича экспериментально проверялась автором с сигналами ОВЧ в крупнейшем мегаполисе России [107]. Эти проверка показала состоятельность этой модели.

Анализируя модели Окамуры, Окамуры-Хата и МСЭ, можно сделать заключение, что ослабление (потери) уровня поля в зависимости от расстояния R [46] в соотношении (4.2.1) можно в обобщенном виде описать выражением

$$a_{\text{М}} = 10n\lg R + K, \text{ дБ}, \qquad (4.2.6)$$

где n-показатель экспоненты потерь и K- параметр сдвига, зависящий от f, $h_{\text{БС}}$ и $h_{\text{АС}}$. Каждая модель имеет свой набор значений n и K, которые в свою очередь определяются особенностями распространения радиоволн- крупный город, пригород и т.д. (Заметим, что для модели Бардина - Дымовича n=4).

Введя в выражение (4.2.6) величину, определяющую случайные изменения уровня сигнала -ΔP_{Σ} (или ΔE_{Σ}), получим соотношение, полностью характеризующее зависимость затухания уровня сигнала от R и возможных его изменений

$$a = 10n\lg R + K + \Delta P_{\Sigma}, \text{ дБ}. \qquad (4.2.7)$$

Или с учетом (4.2.2) для прогнозируемого уровня сигнала можно записать

$$P_{\text{ПР}} = (P_{\text{ПРД}} \cdot D)\text{дБ} - a = (P_{\text{ПРД}} \cdot D)\text{дБ} - 10n\lg R + (K + \Delta P_{\Sigma}), \text{ дБ}. \qquad (4.2.2')$$

Примеры применения рассмотренных моделей в расчетах усредненной медианной мощности сигнала в зависимости от расстояния R приводятся в приложениях № 4.2 и № 6.7.

4.2.2. Оценка флуктуаций уровня ОВЧ и УВЧ радиосигналов со сложной многолучевой структурой распространения

Как отмечалось выше, уровень радиосигнала со сложной многолучевой структурой распространения в условиях города можно определить (спрогнозировать), используя ту или иную модель, с учетом случайных его флуктуаций ΔE_{Σ} (или ΔP_{Σ}). Эти флуктуации проявляются по пространству (зоне действия радиопередатчика) и по времени.

Виды флуктуирующих изменений уровня сигналов достаточно полно изучены (см. например, [43, 41]). Определено деление их на быстрые и медленные. Показано, что медленные изменения, определяющие главным образом надежность связи по зоне действия радиосистемы (пространственные флуктуации), подчиняются нормальному закону распределения величин ΔE_{Σ} (в дБ), а быстрые изменения, оцениваемые во времени, определяются законом Релея. Определены зависимости среднего числа пересечений заданного уровня сигнала от скорости перемещения АС.

Однако эти результаты, основанные на экспериментально-теоретических исследованиях, имеют отличия у одних авторов от результатов, полученных другими авторами. Дадим оценку этим результатам для пространственных (медленных) изменений, которые наиболее важны при определении надежности связи.

Функции распределения пространственных флуктуации уровня напряженности электромагнитного поля ОВЧ - ΔE_Σ (отклонения от среднего значения уровня в дБ) на улицах города на уровне 1,5... 2 м от земли, полученные на основании значительного экспериментального материала [107] представлены на рис. 4.2 в вероятностно-нормальном масштабе. Из рис. 4.2 следует, что все распределения подчиняются или в значительной степени приближаются к нормальному закону.

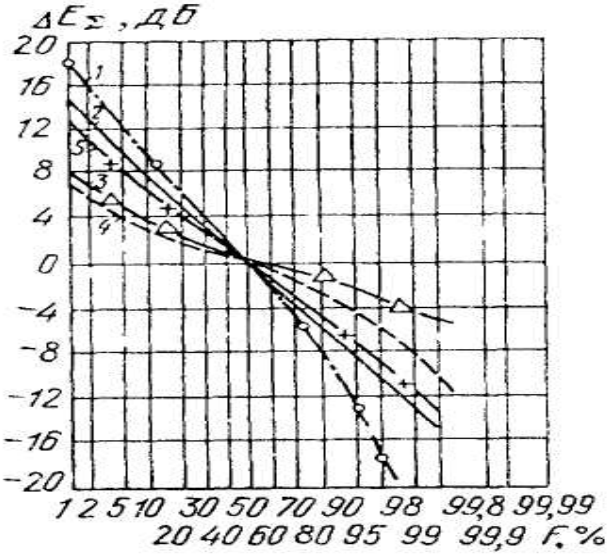


Рис.4.2. Эмпирические функции распределения флуктуаций уровня напряженности поля ОВЧ на улицах города

Распределение *1* для средних уровней напряженности поля на улицах Нью-Йорка (США) получено Райсом [176]. Распределение *2* получено Н.И. Бардиным, Н.Д. Дымовичем и характеризует флуктуации уровня напряженности поля относительно среднего уровня на поперечных улицах крупного города России. Распределения *3, 4* получены П.М. Трифоновым и характеризуют «амплитуду уровня сигнала» относительно его средних значений (на участках протяженностью 100... 200 м) для различно удаленных от передатчика улицах: *3* – для близлежащих улиц, *4* – для улиц, расположенных на расстояниях до передатчика $R \geq 6$ км. Распределение *5* – для улиц Токио, приводимое в [168] на основании исследований Окамуры и др. Расхождения в представленных распределениях можно объяснить не только разницей в интенсивности застройки каждого из обследованных городов, а главным образом различием в пространственной структуре поля для различных размеров пространства, на котором проводилась оценка уровней [107, 112].

Если проследить картину пространственных изменений уровня напряженности поля ОВЧ, перемещаясь, например, по территории, равноудаленной от передающей станции в направлении *l* (см. сплошную линию на рис. 4.3), то нетрудно обнаружить наличие «быстрых» флуктуации, обусловленных интерференцией поля и проявление которых можно обнаружить на незначительных размерах обследуемой территории (десятки, сотни метров). Назовем их микрофлуктуациями. Эти флуктуации можно рассматривать относительно среднего значения, которое можно характеризовать как медианное E_M (штриховая линия на рис. 4.3).

На более протяженных трассах, например на протяженности длины улицы, медианная величина также подвержена флуктуациям, которые могут рассматриваться как «промежуточные» флуктуации со средним-значением $E_{СР}$ (штрихпунктирная линия на рис. 4.3). Природа этих флуктуации зависит от интенсивности застройки и ширины улиц, расположения зданий и т. д

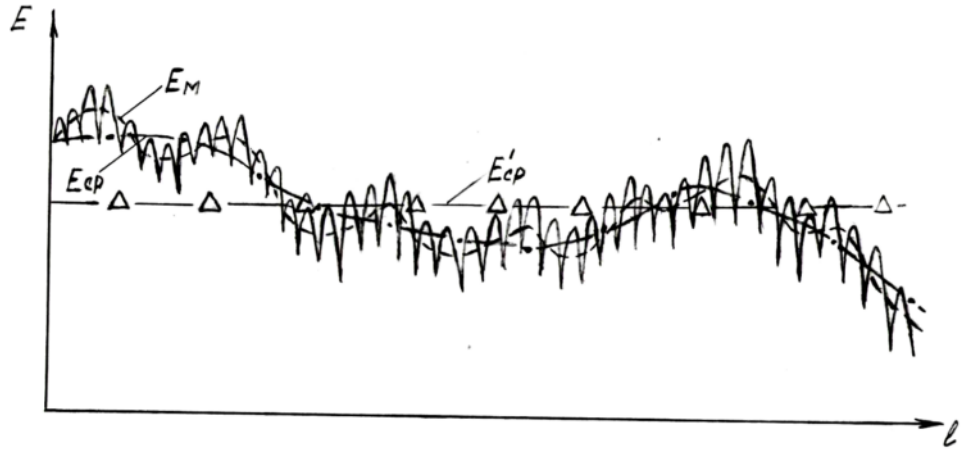


Рис.4.3. Пространственные флуктуации уровня электромагнитного поля ОВЧ и УВЧ диапазонов в условиях города

И наконец, макрофлуктуации – на протяженности территории, расположенной по окружности на каком-то одном расстоянии от передающей станции. Эти «флуктуации обусловлены рельефностью и различной интенсивностью застройки отдельных районов города и могут рассматриваться как флуктуации $E_{СР}$ относительно среднего уровня $E'_{СР}$, который, как правило, и определяется по зависимостям распространения ОВЧ и УВЧ радиоволн в городе. Макрофлуктуации могут рассматриваться как отклонения среднего уровня при перемещении по множеству концентрических окружностей на различных расстояниях от передающей станции.

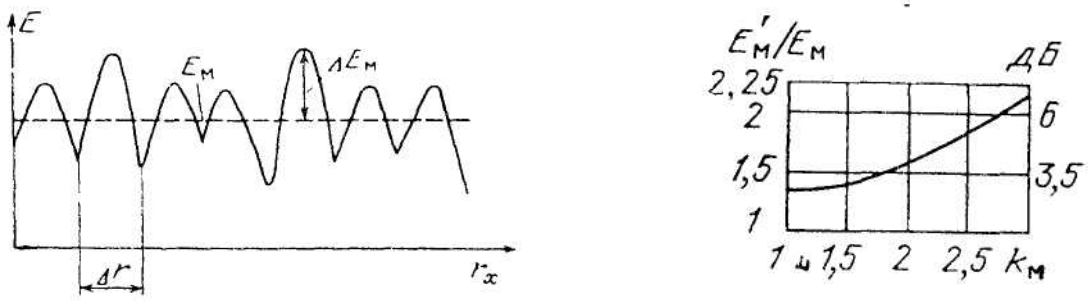
Таким образом, пространственную структуру уровней электромагнитного поля ОВЧ и УВЧ в городе можно (предлагается) рассматривать в виде трех составляющих [107]: микроструктуры, промежуточной структуры и макроструктуры (в отличии от известных предлагаемых двухуровневых структур – только с макро- и микроструктурами.

При таком подходе [150] к структуре поля ОВЧ и УВЧ в городе нетрудно объяснить расхождения приведенных на рис.4.2 распределений *2, 3* и *4*. Распределение *2* представляет собой совместное распределение для микро- и промежуточной структур. Это распределение целесообразно использовать при определении уровня в одной конкретной точке поля на улице. Распределение *3*, *4* и *5* характеризует структуру поля, наиболее приближающуюся к микроструктуре.

Микроструктура поля существенно влияет на качество работы ОВЧ и УВЧ подвижных городских средств радиосвязи при перемещении АС по улицам города и при приеме в помещениях зданий. В последнем случае микроструктура поля является определяющей.

В связи с этим для детального анализа микроструктуры поля в различных условиях города автором оценивались пространственные изменения уровня напряженности поля ОВЧ и УВЧ в помещениях зданий и на участках улиц с постоянным медианным уровнем [107, 112]. При этом микроструктура поля для каждого такого участка определялась непрерывной регистрацией результатов измерений напряженности поля, получаемых с помощью перемещаемого по всему обследуемому участку измерителя уровня поля.

Протяженность участков с постоянным медианным уровнем поля $E_М$, в которых осуществлялось перемещение измерителя, как правило, составляла от 5 до 20 м (от $5\lambda/2$ до $20\lambda/2$, где λ - длина волны). Измерения проводились на уровне 1…1,5 м от уровня земли на улицах и на таком же уровне от пола в помещениях зданий. Для измерений использовался специально изготовленный измеритель (см. ниже разд.4.2.3). Измерения проводились с исследованием около 200 участков, как помещений зданий, так и участков улиц для радиоволн с вертикальной поляризацией электрической составляющей в диапазоне ОВЧ. В результате этих исследований было установлено, что микроструктура поля имеет выраженный характер «квазистоячих» волн и чередование максимумов и минимумов уровня поля происходит через расстояния $r \approx \lambda/2$ (не экстремальные изменения уровня поля имеют место для отдельных направлений в плоскости рассматриваемой микроструктуры, и периодичность повторения этих изменений может происходить через расстояния $r \approx (0{,}4\ldots0{,}8)\lambda/2$). На рис.4.4,а показана типовая картина микроструктуры поля ОВЧ.



а) б)

Рис. 4.4. Микроструктуры поля и ее основные характеристики:
а) вид микроструктуры, б) коррекция медианного уровня

В [43, 52] дается оценка «быстрым замираниям» сигнала при приеме сигнала многолучевой структуры подвижным объектом. (В данном случае термин «быстрые замирания» не определяет их соотношение с длительностью передачи элементарной посылки, а характеризует флуктуации сигнала относительно среднего его значения, которое изменяется «медленно», например, при значительных перемещениях подвижного объекта от передатчика). Для случая равномерного движения этим объектом со скоростью V изменения уровня сигнала на пути $r_x = Vt$ определяются обоснованной выше микроструктурой поля. Там дается оценка природе возникновения «квазистоячих волн» и определяется способ оценки огибающей флуктуации уровня сигнала рэлеевским законом распределения.

Иную, упрощенную и приближенную модель микроструктуры поля, позволяющую легко ее использовать в сочетании с макро-и промежуточной структурами, можно представить с учетом распределения амплитуд микрофлуктуаций и наличия регулярной косинусоидальной составляющей. Такая модель вполне удовлетворительно согласуется с полученными экспериментальными данными. Анализ микроструктуры поля при различных медианных уровнях показал, что случайный характер амплитуды флуктуации уровня $\Delta E_м$ относительно медианного уровня поля $E_м$ может приближенно описываться логарифмически-нормальным законом' распределения $\Delta E_м/E_м$. Распределенные величины $20\lg(\Delta E_м/E_м)$ при этом подчиняются нормальному закону с параметрами – математическим ожиданием $M_{20\lg(\Delta E_м/E_м)}$= 0 дБ и среднеквадратическим отклонением $\sigma_{20\lg(\Delta E_м/E_м)}$ =4...5 дБ.

Важно отметить, что распределение величины $20\lg(\Delta E_м/E_м)$ практически однозначно для флуктуации уровня микроструктуры поля как в помещениях зданий (первых, вторых, цокольных этажей и подвальных помещениях), так и на улицах города. С учетом периодичности изменения уровня напряженности поля, проявляющейся в виде квазистоячих волн со случайной амплитудой (см. рис. 4.4,а), можно составить выражение, описывающее модель микроструктуры по пространству (по одному из его направлений – r_x) с достаточным для ее оценки приближением, в виде

$$E = E_{\min} + (E_{\max} - E_{\min})\left|\cos(2\pi r_x/\lambda + \varphi)\right|, \qquad (4.2.8)$$

где: $E_{\max} = E_м \cdot k_м$; $E_{\min} = E_м/k_м$ – соответственно максимальное и минимальное значения уровня поля; $k_м = \Delta E_м/E_м$ – случайная величина, определяемая по распределению для $20\lg(\Delta E_м/E_м)$; φ – начальная фаза, характеризующая уровень напряженности поля в точке r_x=0.

Подставив выражения для Emax и Emin в (4.2.8), получим

$$E = E_M\left[1/k_M + (k_M - 1/k_M)\left|\cos(r_x\, 2\pi/\lambda + \varphi)\right|\right]. \qquad (4.2.9)$$

Это соотношение определяет модель микроструктуры.

Поскольку медианный уровень $E_м$ характеризует логарифмически нормальное распределение $\Delta E_м/E_м$, то $E_м$ не отражает истинного значения этого уровня в линейном масштабе. На основании (4.2.8), (4.2.9) и соотношения среднего значения $|\cos x|$ с амплитудой изменения уровня можно определить взаимосвязь истинной медианной величины $E'_м$ *с* $E_м$:

$$E'_M = \left[0{,}636\left(k_M^2 + 1\right)/k_M\right]E_M. \qquad (4.2.10)$$

Зависимость $E'_м/E_м$ от $k_м$ представлен на рис. 4.4,б.

Проведем обоснование полученных характеристик микроструктуры поля в сравнении с отдельными результатами, приводимыми в [107, 41, 186] по оценке пространственной структуры поля в городах.

Периодичность повторения экстремумов уровня поля подтверждается результатами [41]. В работах П.М. Трифонова (см. например, [107]) отмечается, что максимумы и минимумы флуктуации отстоят друг от друга на (0,8... 1,1)λ в пригородах с низкими зданиями и (0,5... 0,8)λ при большой застройке высокими зданиями (в основном для крупного города), и распределение амплитуды напряженностиполя на «малых трассах» улиц города

несколько отличается от нормального, его среднеквадратическое отклонение σ≈3дБ (см. кривую *4* на рис. 4.2), т. е. имеется расхождение в параметрах с распределением амплитуд микроструктуры поля. Это объясняется в первую очередь различиями в принципах оценки – распределение, приводимое в этих работах, получено на участках улиц протяженностью 100... 200 м, на которых возможно проявление не только микро-, но и промежуточной структуры. Вследствие этого возможны отклонения за счет совместного усреднения микро- и промежуточной структур. На расхождения в полученных результатах существенное влияние оказал и фактор различия в интенсивности и высоте застройки городов, в которых определялись распределения уровней поля. Распределение, приводимое в работах П.М. Трифонова, получено для города с застройкой четырех-пяти этажными зданиями, что нехарактерно для застройки крупных современных городов.

Нормальность закона распределения амплитуды микроструктуры поля (точнее, величины $20\lg(\Delta E_M/E_M)$ согласуется с данными, приводимыми в работах Н.И. Бардина и Н.Д. Дымовича, по распределению уровней напряженности поля для помещений первого и второго этажей пятиэтажного здания. Как было показано, микроструктура – лишь составляющая полной структуры поля. Поэтому для определения последней необходимо также знание параметров промежуточной и макроструктур.

Распределение уровней взаимодействующих промежуточной и макроструктур может быть определено при наличии данных о медианных уровнях напряженности поля в значительном массиве различно расположенных по территории города пунктов с помощью статистической оценки.

Подобная оценка была произведена автором для крупного города с незначительными изменениями рельефа местности и с достаточно высокой интенсивностью застройки. За исходные данные были приняты предоставленные автору Центром радио контроля данные измерений медианных значений напряженности электромагнитного поля на уровне 1,5... 2 м от земли на улицах крупного города, различно удаленных и различно расположенных относительно передающей станции с рабочей частотой в диапазоне ОВЧ и с высотой подвеса антенны около 150 м.

Для статистической обработки этих данных был предложен метод, позволяющий использовать результаты измерений на различных расстояниях от радиопередатчика, основанный на применении для статистической оценки параметра, исключающего зависимость уровня напряженности отрасстояния до передающей станции. Для этого необходимо использовать параметры модели, используемой при оценки уровня радиосигнала, для соответствующей нормировки измерений. В рассматриваемом случае за основу была принята модель Бардина-Дымовича. Как было отмечено в разд.4.2.1, распространение ОВЧ и УВЧ волн в городе достаточно хорошо описывается выражением (4.2.3), (4.2.4),в котором зависимость напряженности поля E от расстояния обратно пропорционально квадрату этого расстояния, т. е. $1/R^2$, и при неизменных параметрах передатчика для различных расстояний будет выполняться условие ER^2= const. Это позволяетпри множестве измерений на различных улицах

города сравнить параметр $E_M R^2$, характеризующий пространственные флуктуации медианных уровней напряженности поля, и тем самым дать оценку взаимодействующим промежуточной и макроструктурам электромагнитного поля в городе.

По всем точкам измерений определялось распределение относительной частоты W_i^* величины $E_M R^2$, соответствующая гистограмма которого построена на рис. 4.5,а. Вид гистограммы наглядно показывает отсутствие нормальности распределения значений $E_M R^2$ и позволяет принять гипотезу о логарифмически-нормальном распределении. Нормирование величины $E_M R^2$ относительно ее математического ожидания $M_{(E_M R^2)}$ с последующим логарифмированием позволило получить параметр $20\lg[E_M R^2/M_{(E_M R^2)}]=(\Delta E_{M+ПР})_{дБ}$, характеризующий флуктуации медианного уровня напряженности поля по всему городу (на его улицах). Этот параметр определяет флуктуации уровня за счет суммарного взаимодействия макро- (м) и промежуточной (пр) структур.

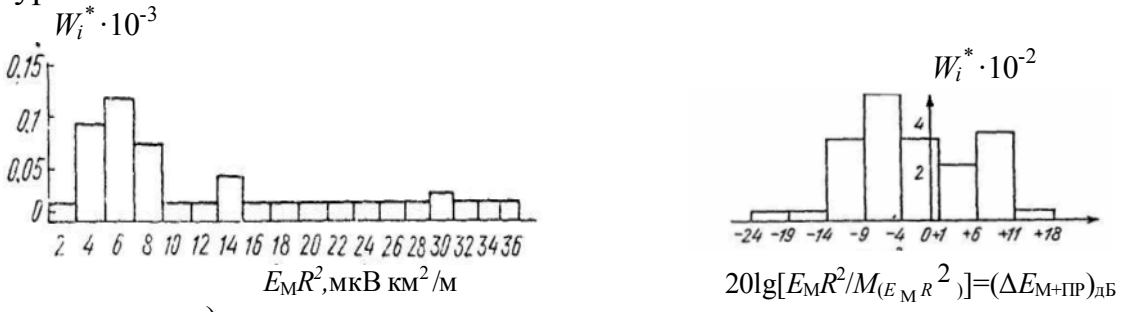


Рис. 4.5. Гистограммы распределения относительной частости W_i^* величины $E_M R^2$: а) в линейном масштабе значений $E_M R^2$, б) в логарифмическом масштабе значений $E_M R^2$

Гистограмма величины $20\lg[E_M R^2/M_{(E_M R^2)}]=(\Delta E_{M+ПР})_{дБ}$ представлена на рис. 4.5.б. По гистограмме определялась накопительная частость (эмпирическая функция распределения) $F_Э^*$ величины $(\Delta E_{M+СР})_{дБ}$, затем – функция $F_Э=(1-F^*_Э)$,%, расчетные точки и кривая которой представлены на рис.4.6.

Несмотря на некоторое отличие полученного распределения от нормального, его можно охарактеризовать математическим ожиданием $M_{(\Delta Eм+СР)} = 0$ дБ и среднеквадратическим отклонением $\sigma_{(\Delta Eм+ср)} \approx 6$ дБ. Поскольку это распределение уровней взаимодействующих промежуточной и макроструктур, то, зная параметры микроструктуры, можно определить распределение уровней поля для полной (суммарной) структуры. Для решения этой задачи необходимо отметить ряд условии. Считая факторы, определяющие каждую из составляющих структур, практически взаимно независимыми (например, рельеф местности не предопределяет степень застройки какой-то отдельной улицы, а степень застройки этой улицы не всегда определяет степень застройки целого района и т. д.), можно рассматривать взаимно независимыми и сами составляющие структуры поля.

Кроме того, при взаимодействии всех трех составляющих структур в силу доминирующего влияния промежуточной и макроструктур (см. рис. 4.3) проявление микроструктуры может приближенно характеризоваться ее

амплитудными отклонениями относительно медианного уровня. Допустимость такого приближения подтверждается результатами Н.И. Бардина и Н.Д. Дымовича о нормальности распределения (см. кривую *2* на рис. 4.2.), которое, как отмечалось выше, может характеризовать взаимодействие микро- и промежуточных структур.

При таком подходе можно полагать, что каждая из составляющих структур может описываться с достаточным для их оценки приближением нормальными функциями распределения. Вследствие этого функция распределения для суммарной структуры ΔE_Σ будет также нормальной и характеризоваться суммарной дисперсией с математическим ожиданием $M_{\Delta E_\Sigma}$=0 дБ и среднеквадратическим отклонением

$$\sigma_{\Delta E_\Sigma} = \sqrt{\sigma_E^2 + \sigma_{E_M}^2 + \sigma_{E_{CP}}^2}\text{, дБ,} \qquad (4.2.11)$$

где $\sigma_E = \sigma_{20\lg(\Delta E_M / E_M)}; \sigma_{E_M}; \sigma_{E_{ср}}$ – среднеквадратические отклонения, выраженные в децибелах соответственно для микро-, промежуточной и макроструктур.

Воспользовавшись параметрами распределения взаимодействующих промежуточной и макроструктур (см. рис. 4.6) и учитывая, что

$$\sigma_{E_{M+ср}} = \sqrt{\sigma_{E_M}^2 + \sigma_{E_{ср}}^2} \qquad \text{и} \qquad \sigma_{\Delta E_\Sigma} = \sqrt{\sigma_E^2 + \sigma_{E_{M+ср}}^2},$$

после подстановки числовых значений получим $\sigma_{\Delta E\Sigma} \approx 7{,}8$ дБ.

На рис 4.7 построено распределение для суммарной структуры, характеризующей пространственные флуктуации уровня напряженности поля в различных точках на улицах города.

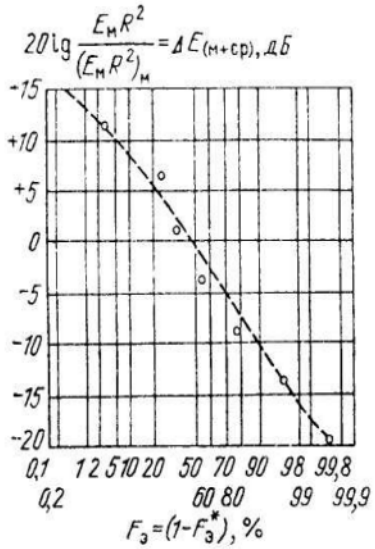


Рис.4.6.Эмпирическая функция распределения флуктуаций уровня поля, обусловленных взаимодействующими уровня ОВЧ поля для суммарной макро и промежуточными структурами

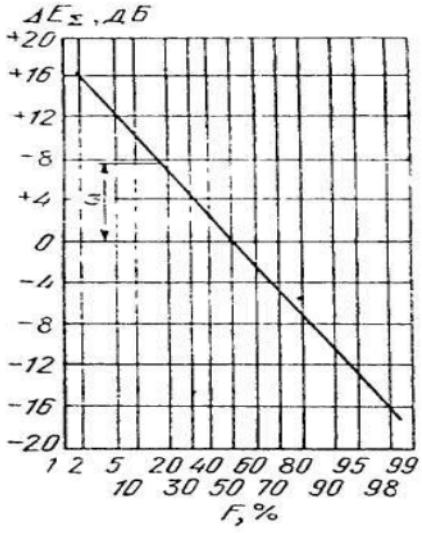


Рис.4.7. Функция распределения пространственных изменений уровня поля на улицах города для суммарной структуры: макро-, промежуточной и микро структур

Для сопоставления полученных результатов исследования пространственных флуктуаций уровня поля для крупных городов приведем экспериментальные данные, полученные различными авторами для ОВЧ и УВЧ радиоволн. В таблице 4.1 [43] приводятся значения среднеквдратичес- кого

отклонения σ_L «медленных замираний» сигнала (т.е. пространственных флуктуаций), полученные Окамурой и указанные в [63]. Для американского континента в работах Уильяма к. Ли [41] принимается σ_L=8 дБ.

Таблица 4.1

Среднеквадратические отклонения пространственных медленных флуктуаций уровня ОВЧ-УВЧ радиосигналов				
Характер застройки	σ_L, дБ, при f, ГГц:			
	0,5	1	2	11
Город	6	6,5	7,3	8
Пригород	7,5	8,9	9	10

Временные флуктуации уровня напряженности поля ОВЧ и УВЧ в городе можно охарактеризовать «медленными» и «быстрыми» замираниями. Медленные замирания происходят в течение значительного периода (сутки, месяцы и годы), быстрые замирания, являющиеся следствием изменения характера многолучевости в конкретной точке города за счет перемещающихся в окрестностях этой точки различных тел (движущийся транспорт, пешеходы и т. д.), могут измеряться долями секунд. В силу доминирующего влияния последних отметим ряд их особенностей.

В процессе исследования пространственной микроструктуры электромагнитного поля методом повторных оценок устранялось по возможности влияние временных флуктуации. Повторные перемещения измерителя уровня поля в обследуемом пространстве позволили обнаружить явление смещения картины поля с незначительным изменением пространственной структуры поля при временных флуктуациях. Такое явление позволяет сделать заключение о стационарности пространственных флуктуаций. Причем это свойство микроструктуры в значительной степени характерно для электромагнитного поля ОВЧ и УВЧ в помещениях зданий, где временные флуктуации уровня обусловлены в основном за счет изменения характера многолучевости поля при перемещении людей, и эти флуктуации имеют довольно медленный характер с временем корреляции $\tau_ф \geq 0{,}1 \ldots 1$ с.

4.2.3. Исследования затухания уровня электромагнитного поля при его проникновении в помещения зданий

Как отмечалось выше, одним из условий систем ПНС является не только создание надежной связи на улицах или открытых пространствах, но и в помещениях зданий. В связи с этим возникает необходимость знания характеристик затуханий уровня электромагнитного поля сигналов ПНС, проникающего в помещения зданий. Имеющиеся данные о средней величине затухания поля в зданиях [70,6] не характеризуют этот параметр в полной мере и не позволяют дать необходимую детальную оценку качеству связи.

Экспериментальные результаты, полученные за рубежом по оценке затухания поля ОВЧ и УВЧ диапазонов, в большинстве случаев неправомерны для использования их в отечественных условиях из-за отличия

архитектуры городов, их структуры и планировки. Например, данные, приводимые в [176], о затуханиях поля ОВЧ в зданиях «деловой» части Нью-Йорка, где насыщенность застройки и разброс затуханий довольно велики, не могут распространяться на большинство отечественных городов. Поэтому ниже приводятся результаты экспериментальной оценки затуханий уровня поля в зданиях, характерных для крупных городов РФ.

Для определения затухания поля в зданиях необходимо сопоставление уровней напряженности поля внутри зданий с уровнем поля, охватывающего это здание снаружи (на улице) [107,128,112]. Измерение медианных и средних значений поля ОВЧ и УВЧ диапазонов на улице не представляют существенных затруднений из-за достаточных площадей для размещения антенны и самого измерителя. В зданиях же процесс измерения типовыми измерителями осложнен ограничением территорий (размерами помещений), что сказывается на качестве и точности измерений и затрудняет получение необходимого массива результатов для статистической оценки. Однако знание микроструктуры поля позволяет отказаться от традиционного метода с «многоточечными» измерениями и с последующим их усреднением для определения медианного значения. Возможна разработка иного - косвенного метода измерения, упрощающего процесс измерения при многократной пространственной оценке напряженности поля со сложной многолучевой структурой.

Отдельные измерения напряженности поля ОВЧ и УВЧ, как правило, проводят на участках с размерами, не превышающими десятков – сотен метров, медианное значение напряженности на которых может считаться постоянным. При таких условиях всегда можно найти направление перемещения измерителя, в котором пространственные флуктуации будут определяться микроструктурой поля, описываемой выражением (4.2.9).

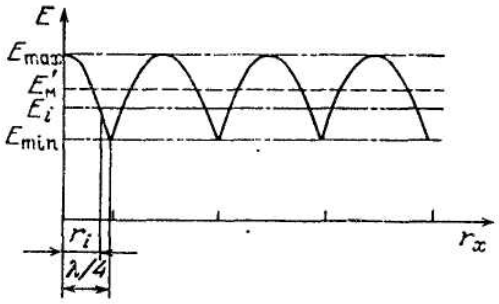


Рис.4.8.Микроструктура поля, описываемая выражением (4.2.9)

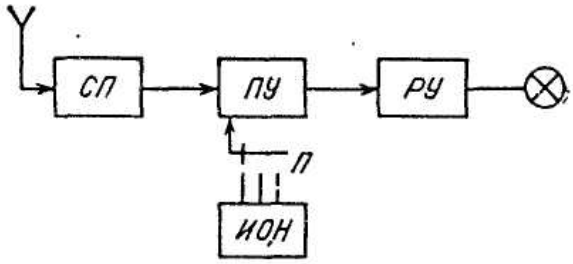


Рис.4.9.Структурная схема косвенного измерителя уровня поля

Картину пространственных флуктуации поля, описываемую этим выражением, можно представить как идеализированную микроструктуру в виде рис. 4.8. Рассматривая такую структуру поля относительно уровня E_i, можно заключить, что суммарная протяженность участков с уровнем поля $E \geq E_i$ определяется протяженностью участков r_i и зависит от соотношения E_i/E'_M. На основании (4.2.9) можно найти взаимосвязь E_i/E'_M с r_i/r_x, используя результаты статистической оценки флуктуаций для микроструктуры, и тем самым определить E'_M. Это позволяет проводить измерения косвенным методом, т. е. определять уровни поля по соотношениям участков r_i/r_x. В качестве измерителя

достаточно использовать регистрирующее устройство с порогом срабатывания $E_П = E_i$, перемещаемое в обследуемом пространстве на заданном уровне, для определения соотношения суммарной протяженности участков, на которых регистрируется уровень поля $E \geq E_П$, с протяженностью всего обследуемого участка (территории). Структурная схема такого устройства изображена на рис. 4.9.

В отличие от существующих типовых измерителей устройство косвенного измерения напряженности поля должно содержать кроме селективного приемника (СП) пороговое устройство (ПУ), подключаемое к выходу этого приемника, источник опорного напряжения (ИОН), подаваемого на пороговое устройство, и регистрирующее устройство (РУ), включающее сигнализацию о превышении порогового уровня (на рис. 4.9 показан вариант световой сигнализации). РУ может включать в себя технику автоматического подсчета количества (доли) участков r_i/r_x с $E \geq E_П$ и рассчитывать величину r_i/r_x для заданного r_x и в итоге выдавать результат в виде величины E'_M и E_M.Реализация РУ может осуществляться на несложной микропроцессорной системе.

Уровень сигнала на выходе приемного устройства при известном коэффициенте передачи антенно-приемного тракта $K_{ПР}$ будет пропорционален напряженности поля E и определяться как $U_{вых} = K_{ПР}E$. Следовательно, пороговый уровень для напряженности поля определит $E_П = U_П/K_{ПР}$ и измеритель будет регистрировать напряженность поля $E \geq E_П = U_П/K_{ПР}$. Изменение порогового уровня с помощью дискретного регулятора порогового уровня ($П$) позволяет регистрировать различные уровни напряженности поля.

Ввиду наличия на выходе селективного приемника - измерителя интегрирующей цепи с постоянной времени интегрирования $\tau_и$, определяемой помехоустойчивостью от флуктуационных и импульсных помех, измеритель рассмотренного типа целесообразно перемещать дискретно, с фиксацией на время интегрирования в исследуемой точке пространства. Возможно также для ускорения процесса измерения непрерывное перемещение измерителя со скоростью V. В этом случае за счет интегрирования в приемнике флуктуирующего сигнала регистрация превышения порога будет осуществляться для некоторого завышенного уровня напряженности E_{MV} в K_V раз (K_V может определяться по его зависимости от скорости перемещения, который будет рассматриваться ниже в настоящей главе) и истинное медианное значение напряженности поля определится по формуле $E'_M = E_{MV}/K_V$. Расчет этой коррекции может быть возложен на РУ.

Необходимо отметить, что рассмотренный косвенный метод измерения предназначен для усредненной оценки поля по пространству, которая необходима да и целесообразна для элетромагнитных полей в сложных городских условиях распространения. Точность таких измерений возрастает с увеличением числа регистрации зон превышения порогового уровня и не уступает точности измерения с помощью типовых измерителей, точность точечных измерений которых, несмотря на высокий класс регистрирующих

устройств (как правило, это стрелочные приборы), составляет всего лишь около 40%.

Рассмотренный метод косвенного измерения использовался в исследованиях ослабления радиосигнала, проникающего в помещения зданий.

Для экспериментального исследования затухания уровня электромагнитного поля при проникновении в помещения зданий использовался радиопередатчик, расположенный в центре крупного города (мегаполиса), работающий на частоте в ОВЧ диапазона (174 МГц), с высотой подвеса антенны 150 метров над уровнем земли, поляризация волн – вертикальная. Измерения проводились на различных расстояниях от радиопередатчика и в разных частях города. Затухания уровня поля при проникновении в помещения зданий определялись по соотношению

$$\Delta=20\lg(E_{\text{М.УЛ}}/E_{\text{М.ЗД}}), \qquad (4.2.12)$$

где: $E_{\text{М.УЛ}}$ – медианный уровень напряженности поля ОВЧ, охватывающего снаружи здание (на улице) на уровне 1…1,5м от земли; $E_{\text{М.ЗД}}$ – медианный уровень напряженности поля внутри помещения здания на уровне 1…1,5м от пола.

Для этих оценок использовались места в городе с известным медианным уровнем поля на улицах и величиной, необходимой для обнаружения сигнала в помещениях зданий. Т.е. выбирались помещения, уровень напряженности в которых удовлетворял условиям измерений для фиксированных величин порогового уровня косвенного измерителя.

Погрешность, вносимая временными флуктуациями уровня сигнала, которые имели медленный характер и в помещениях зданий встречались довольно редко, устранялась повторными оценками приема сигналов.

Благодаря использованию достаточно большой постоянной времени интегрирования $\tau_{\text{и}}$ измерителя радиопомехи индустриального происхождения, уровни которых в помещениях зданий в большинстве случаев были пренебрежимо малы по сравнению с уровнем внутренних шумов приемника измерителя, практически не сказывались на точности оценки надежности приема, и точность этой оценки определялась лишь точностью определения размеров участков обследуемого пространства с уровнем сигнала больше и меньше порогового уровня.

В целом с учетом всех этих факторов точность определения надежности при оценке одного полупернода «квазистоячих» волн составила около 30%. В связи с тем, что точность равноточечных измерений при $n_{изм}$ повторениях увеличивается в $\sqrt{n_{изм}}$ раз [57, 61] и число оцениваемых полупериодов «квазистоячих» волн для каждого помещения при 100 и более точек измерений составляло $\sqrt{n_{изм}} \geq 10$, точность усредненной оценки надежности приема по всему обследуемому помещению составила около 10.. 15%. Точность измерения медианного уровня напряженности поля с учетом дисперсии флуктуации уровня микроструктуры находилась в пределах 25%.

Благодаря использованию косвенного измерителя был исследован значительный массив помещений зданий. Измерения проводились в помещениях первых и цокольных этажей и в подвальных помещениях.

В результате расчетов по соотношению (4.2.12) была получена значительная выборка затуханий уровня электромагнитного поля при проникновении в помещения зданий.

Статистическая обработка выборок затуханий проводилась для каждого вида помещений (первых и цокольных этажей, подвальных помещений) отдельно по классической схеме [57, 61]: полученные $n_{изм}$ результатов по оценке затуханий для каждого вида помещений зданий группировались в $N_{гр}$ интервалов $\Delta_{инт} = \Delta_i - \Delta_{i-1}$, и определялись их средняя величина $\Delta_{i\,ср} = \Delta_i + [(\Delta_i - \Delta_{i-1})/2]$, число результатов измерений, попавших соответственно в каждый i-й интервал, и его относительная частость $p_i^* = n_{изм,i} / \Sigma n_{изм,i} = n_{изм,i} / n_{изм}$. Далее находилась приведённая плотность частости W_i^* и соответствующая накопительная частость (эмпирическая функция распределения) $F^*_{Эi}$. На рис.4.10 показаны в нормальном вероятностном масштабе точки зависимости накопительной частости. После определения статистических средних и дисперсий осуществлялась проверка гипотезы нормальности полученных распределений по критерию согласия Колмогорова. Для уровней значимости $q_з$, использованных при проверке гипотезы, определялись доверительные границы подобранных гипотетических функций распределения (на рис.4.10 функции распределения показаны сплошными линиями, а доверительные границы – штрихпунктирными). Доверительные интервалы при доверительной вероятности 0,95 для математических ожиданий M_Δ находились с помощью квантилей распределения Стьюдента t_c, для среднеквадратических отклонений σ_Δ с использованием квантилей распределения Пирсона (χ^2) – v.

Результаты этой оценки приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2

Результаты статистической оценки затухания уровня поля			
Помещение	Первые этажи	Цокольные этажи	Подвальные помещения
$q_з$	0,7	0,42	0,39
t_C	2,02	2,04	2,04
Доверительные интервалы для M_Δ,дБ	$21{,}3 \le M_{\Delta 1} \le 24{,}7$	$28 \le M_{\Delta ц} \le 34{,}7$	$33{,}6 \le M_{\Delta п} \le 41$
v	0,83; 1,26	0,81; 1,3	0,81; 1,3
Доверительные интервалы для σ_Δ, дБ	$46 \le \sigma_{\Delta 1} \le 7{,}3$	$7{,}4 \le \sigma_{\Delta ц} \le 11{,}8$	$8{,}4 \le \sigma_{\Delta п} \le 13{,}6$
M_Δ, дБ	$M_{\Delta 1} = 23$	$M_{\Delta ц} = 30$	$M_{\Delta п} = 37{,}4$
σ_Δ, дБ	$\sigma_{\Delta 1} = 5{,}6$	$\sigma_{\Delta ц} = 10$	$\sigma_{\Delta п} = 10{,}4$

Сопоставление полученных результатов доверительных оценок с распределениями вероятности и их параметрами показывает состоятельность и удовлетворительность последних. На основании этого, используя полученные параметры распределений (математические ожидания M_Δ и

среднеквадратические отклонения σ_{Δ} приведены в табл.4.2), выражения для функций распределений затуханий в зданиях можно записать в виде:

– для помещений первых этажей

$$F(\Delta_I)_{\%} = 7{,}1\int_{-\infty}^{\Delta_I} \exp\left[\frac{(\Delta_I - 23)^2}{62{,}7}\right] d\Delta_I = 50\left[1 + \Phi\left(\frac{\Delta_I - 23}{5{,}6}\right)\right], \qquad (4.2.13)$$

– для помещений цокольных этажей

$$F(\Delta_Ц)_{\%} = 4\int_{-\infty}^{\Delta_Ц} \exp\left[-\frac{(\Delta_Ц - 30)^2}{200}\right] d\Delta_Ц = 50\left[1 + \Phi\left(\frac{\Delta_Ц - 30}{10}\right)\right], \qquad (4.2.14)$$

– для подвальных помещений

$$F(\Delta_П)_{\%} = 3{,}8\int_{-\infty}^{\Delta_П} \exp\left[-\frac{(\Delta_П - 37{,}4)^2}{216}\right] d\Delta_П = 50\left[1 + \Phi\left(\frac{\Delta_П - 37{,}4}{10{,}4}\right)\right], \qquad (4.2.15)$$

где $\Phi(x) = \left(2/\sqrt{2\pi}\right)\int_0^x \exp\left(-t^2/2\right)dt$ – функция Крампа.

На рис. 4.11 эти зависимости построены в одной системе координат (значения F выражены в процентах) в виде, удобном для практического использования (штриховой линией показаны наиболее значительные отклонения эмпирического распределения от полученных функций). Для сравнения на этом рисунке показаны эмпирические распределения затуханий уровня электромагнитных волн, проникающих в помещения первых этажей зданий: *I′* – для волн с частотой 150 МГц, полученное Райсом (США) для деловой части Нью-Йорка [176], кривая *I″* -для частот 150…250 МГц (Япония) [167].

Сопоставление распределений *I″*, *I′ и I* показывает некоторое расхождение, объяснением которого можно считать различия в структуре застройки городов.

В дополнение к выше изложенному необходимо отметить, что в процессе эксперимента проводились также контрольные оценки уровней напряженности поля и в помещениях верхних этажей зданий (на втором и третьем этажах). Сопоставление их с уровнями напряженности в помещениях первых этажей и снаружи здания на уровнях 1 … 1,5 м от земли позволило определить затухание поля ОВЧ на вторых и третьих этажах, точнее, возрастание уровня напряженности поля на верхних этажах относительно первого. Такое возрастание уровня напряженности поля объясняется его зависимостью от высоты над уровнем земли [см. (4.2.2) и (4.2.4)] и подтверждается данными [167, 176].

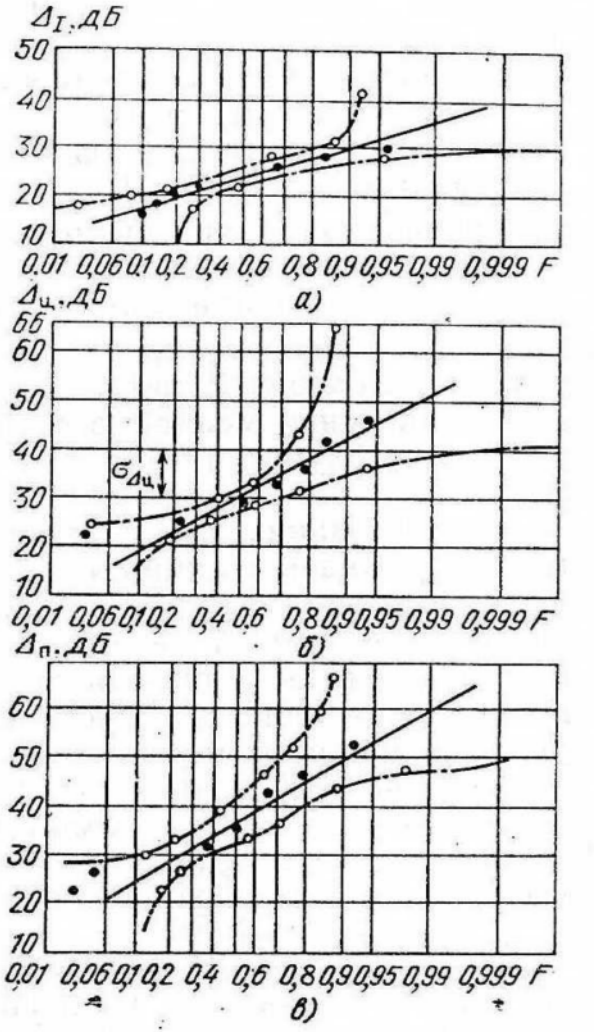


Рис. 4.10. Накопительная частость, эмпирические функции и доверительные интервалы затуханий уровня электромагнитного поля ОВЧ при проникновении в помещения зданий
а) первых этажей; б)-цокольных этажей; в)- подвальных помещений

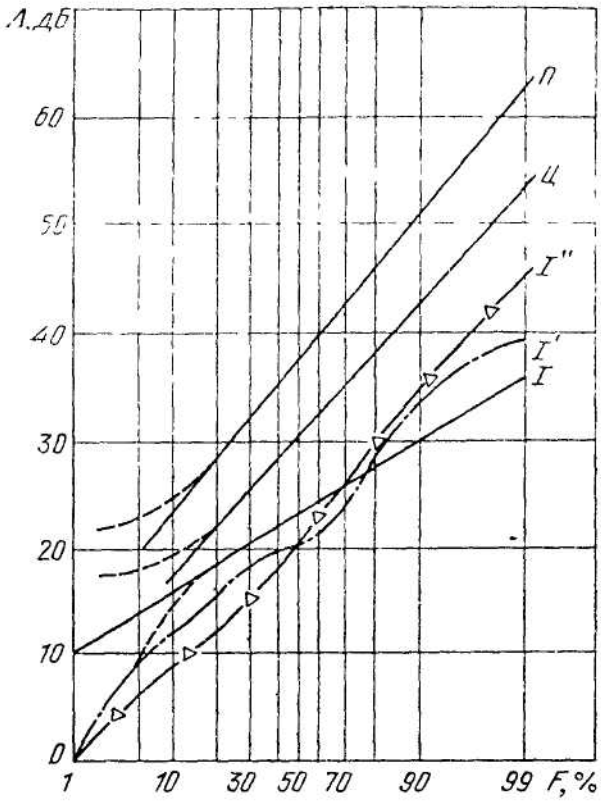


Рис. 4.11. Интегральные функции распределений затуханий уровня электромагнитного поля ОВЧ при проникновении в помещения зданий:*П* - подвальных помещений; *Ц*- цокольных этажей; *I, I', I"*- первых этажей

Завершая оценку затуханий электромагнитных волн ОВЧ в зданиях, необходимо обратить внимание на их частотную зависимость. Считая явления дифракции и интерференции определяющими в структуре электромагнитного поля ОВЧ в различных городских условиях, а изменения соотношения длин радиоволн и размеров тел, препятствующих их свободному распространению, незначительными по всему диапазону ОВЧ, полученные характеристики затуханий в зданиях радиоволн с частотой 174 МГц можно считать пригодными для использования во всем этом диапазоне, особенно в поддиапазоне 100…300 МГц. Например, в [41] отмечается полное сходство этих характеристик для волн 150 и 250 МГц. Для других диапазонов частот (в частности для высокочастотной части УВЧ диапазона) характеристики затуханий радиоволн могут незначительно отличаться от полученных. При необходимости коррекция полученных результатов может осуществляться с помощью поправочных коэффициентов, зависящих от частоты, как это делается в общеизвестных

моделях прогнозирования уровня электромагнитных волн, например, – в модели Окамуры-Хата [168, 150]. При определении этих коэффициентов можно воспользоваться средними значениями (математических ожиданий) затуханий уровня поля при проникновении в помещения зданий, приводимыми в разд. 2.3.4 в табл. 2.14, и исследования величин корректирующих коэффициентов могут свестись лишь к дисперсионному анализу затуханию поля с частотами, отличными от вышерассмотренных. Причем, основываясь на теории описания дифракционных явлений электромагнитных волн, контрольных проверках в различных участках ОВЧ и УВЧ диапазонов и учитывая интервал значений длин волн с наибольшим различием от исследованных всего в десятки или чуть более раз, можно предположить, что отличие значений среднеквадратических отклонений для высокочастотной части УВЧ диапазона от полученных выше могут составлять единицы дБ.

4.2.4. Оценка характеристик уровня радиосигнала в ПНС для различных условий приема

Характеристики распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ позволяют оценить уровни радиосигналов в различных условиях их приема: АС фиксировано располагается (или с временем перемещения больше времени передачи радиосигналов, т.е.при «малоподвижности» АС) в точках на улицах, в помещениях зданий города и при мобильности АС.

1.Уровень сигнала на улицах и в помещениях зданий города и пригородных условиях при фиксированном расположении (или низкой подвижности) АС

Выше, в разд.4.2.1 и 4.2.2, дана оценка характеристикам распространения ОВЧ и УВЧ радиосигналов, позволяющая прогнозировать уровень принимаемого сигнала с учетом возможных территотриальных («медленных») его флуктуаций в различных точках на улицах города и пргордных зонах. Для обоснованно выбранной модели распространения радиоволн такое прогнозирование может осуществляться по соотношению (4.2.2) с использованием распределений значений территориальных флуктуации уровня радиоволн на рис. 4.7 или данных в таблице 4.1.

Однако для большинства современных систем ПНС одним из требований является надежная радиосвязь в городских условиях не только на улицах, но и внутри зданий. Для выполнения этого требования необходимо учитывать возможные изменения уровня радиосигнала в зоне действия системы (пространственные флуктуации уровня сигнала) с учетом ослабления сигналов при их проникновении в помещения зданий.

Вследствие этого к категории пространственных флуктуации уровня сигнала можно также отнести флуктуации за счет неоднородности среды распространения ОВЧ и УВЧ электромагнитных волн, обусловленной затуханием в зданиях. Причем, несмотря на то что затухания поля этих волн определяются относительно среднего уровня напряженности поля, охватывающего здание снаружи, из-за однородности микроструктуры уровня

поля внутри зданий и на улицах города, для определения уровня сигнала в помещениях зданий совместно с распределением затуханий в зданиях Δ (рис. 4.11) необходимо использовать распределения для суммарной структуры поля на улицах ΔE_{Σ}, представленной на рис.4.7.

Тогда, обобщенное выражение для прогнозирования уровня сигнала в месте приема (4.2.2′) с учетом затуханий уровня поля в помещениях зданий Δ примет вид

$$P_{\text{ПР}} = (P_{\text{ПРД}} \bullet D)\text{дБ} - 10n\lg R + K + (\Delta P_{\Sigma} - \Delta), \text{ дБ}. \qquad (4.2.2'')$$

или для напряженности поля

$$E_{\text{с}} = 10\lg PD - 10n \lg R + K + (\Delta E_{\Sigma} - \Delta), \text{ дБ}, \qquad (4.2.2''')$$

где в (4.2.2‴) K – параметр сдвига, учитывающий перевод мощности в напряженность поля.

Для частного случая – модели Бардина – Дымовича (4.2.4) можно записать

$$E_c = 10\lg PD + 20\lg h' + 20\lg K + (\Delta E_{\Sigma} - \Delta) - 40\lg R, \text{ дБ}, \qquad (4.2.4')$$

где $(\Delta P_{\Sigma} - \Delta)$ и $(\Delta E_{\Sigma} - \Delta)$[дБ] величины, определяющие случайные изменения уровня сигнала на улицах и затухание сигнала в зданиях, соответственно по мощности и по напряженности поля.

Выражения (4.2.2″) и (4.2.4′) позволяют определить уровень сигнала при заданных значениях надежности в различных условиях приема: в помещениях зданий и на улицах города. Причем при $\Delta = 0$ эти вы ражения характеризуют уровень сигнала только на улицах, величина флуктуации которого ΔE_{Σ} определяется распределением на рис. 4.7.

При оценке уровня сигнала в помещениях зданий, флуктуации уровня сигнала будут определяться совместным распределением величины $(\Delta E_{\Sigma} - \Delta)$. Определим это распределение. Принимая во внимание независимость и нормальность распределений для ΔE_{Σ} и Δ, их совместное распределение (плотность)

$$W(\Delta E_{\Sigma} - \Delta) = \frac{1}{\sigma_{(\Delta E_{\Sigma} - \Delta)}\sqrt{2\pi}} \exp\left\{ - \frac{\left[(\Delta E_{\Sigma} - \Delta) - M_{(\Delta E_{\Sigma} - \Delta)}\right]^2}{2\sigma^2_{(\Delta E_{\Sigma} - \Delta)}} \right\}, \qquad (4.2.16)$$

характеризуют параметры:

математическое ожидание $M_{(\Delta E_{\Sigma} - \Delta)} = M_{\Delta E_{\Sigma}} + \left(- M_{\Delta}\right)$ (4.2.17)

и среднеквадратическое отклонение

$$\sigma_{(\Delta E_{\Sigma} - \Delta)} = \sqrt{\sigma^2_{\Delta E_{\Sigma}} + \sigma^2_{\Delta}}, \qquad (4.2.18)$$

где $M_{\Delta E_{\Sigma}}$, $\sigma_{\Delta E_{\Sigma}}$, M_{Δ}, σ_{Δ} – математические ожидания и среднеквадратические отклонения соответственно флуктуации уровня сигнала на улице ΔE_{Σ} и затуханий сигнала в зданиях Δ (см. распределения на рис. 4.7 и 4.11). Причем, так как $M_{\Delta E_{\Sigma}} = 0$дБ, то $M_{(\Delta E_{\Sigma} - \Delta)} = - M_{\Delta}$.

Подставив числовые значения параметров распределений рис.4.7 и 4.11, получим:

– для помещений первых этажей $M_{(\Delta E_\Sigma - \Delta_1)}$ =-23 дБ; $\sigma_{(\Delta E_\Sigma - \Delta_1)}$=9,6 дБ;

– для помещений цокольных этажей $M_{(\Delta E_\Sigma - \Delta_Ц)}$ = -30 дБ; $\sigma_{(\Delta E_\Sigma - \Delta_Ц)}$ =12,8 дБ;

– для подвальных помещений $M_{(\Delta E_\Sigma - \Delta_П)}$ = -37,4 дБ; $\sigma_{(\Delta E_\Sigma - \Delta_П)}$ =13 ДБ.

Интегральные функции распределений соответственно можно записать в виде

$$F\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_I\right)_\% = 4{,}1 \int_{-\infty}^{\Delta E_\Sigma - \Delta_I} \exp\left\{\frac{\left[\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_I\right) + 23\right]^2}{184}\right\} d\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_I\right) = 50\left\{1 + \Phi\left[\frac{\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_I\right) + 23}{9{,}6}\right]\right\}, \quad (4.2.19)$$

$$F\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_Ц\right)_\% = 3{,}2 \int_{-\infty}^{\Delta E_\Sigma - \Delta_Ц} \exp\left\{\frac{\left[\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_Ц\right) + 30\right]^2}{300}\right\} d\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_Ц\right) = 50\left\{1 + \Phi\left[\frac{\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_Ц\right) + 30}{12{,}8}\right]\right\}, \quad (4.2.20)$$

$$F\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_П\right)_\% = 3{,}1 \int_{-\infty}^{\Delta E_\Sigma - \Delta_П} \exp\left\{\frac{\left[\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_П\right) + 37{,}4\right]^2}{338}\right\} d\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_П\right) = 50\left\{1 + \Phi\left[\frac{\left(\Delta E_\Sigma - \Delta_П\right) + 37{,}4}{13}\right]\right\}. \quad (4.2.21)$$

Графики этих распределений представлены на рис. 4.12. На этом же рисунке для сравнения показаны распределения флуктуации уровня сигнала в помещениях первых этажей зданий, полученных Райсом для «деловой части» Нью-Йорка [176] (штрих - пунктирная линия), а также.распределения для первых и цокольных этажей, приводимые Маагом (Швейцария) в [162,184] (штриховые линии). Сравнение этих распределений (для первых и цокольных этажей) с полученными показывает, что расхождения имеют место при больших значениях вероятности в области 70... 99%- Принимая во внимание, что именно эти области значений надежности являются «рабочими», полученные распределения позволяют более точно оценить уровни сигналов небходимых для определения основных показателей радиосистем при их применении в крупных отечественных городах.

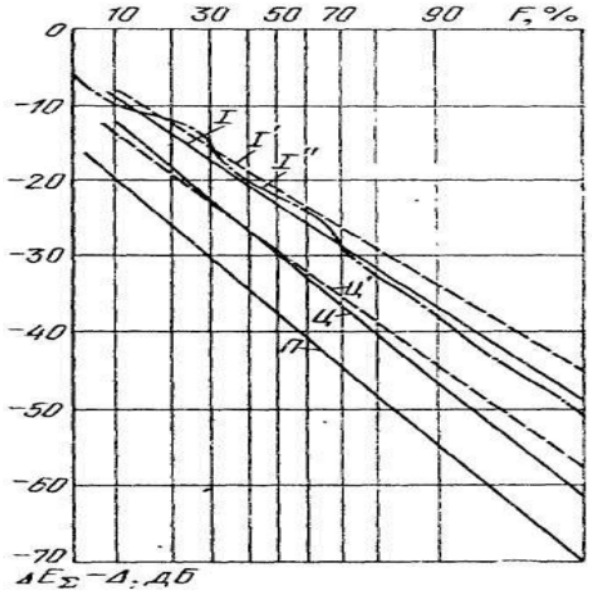


Рис. 4.12. Функции распределения для оценки пространственных флуктуаций уровня электромагниного поля сигналов ПНС, проникающих в помещения зданий города

2. Влияние мобильности АС на уровень принимаемых радиосигналов

При передвижении абонента по городу с интенсивной застройкой в приемной антенне происходит суперпозиция сравнительно большого числа отраженных от окружающих предметов лучей, число которых, как правило, более 4…5. В результате этого возникающие флуктуации уровня сигнала. Математическую модель такого сигнала можно считать рэлеевской [48=46], и частота флуктуации уровня сигнала $f_{фл} = (1...2)V/\lambda$, где V–скорость передвижения по городу; λ – длина волны.

К этому выводу нетрудно прийти также с позиций микроструктуры поля ОВЧ и УВЧ волн в городе. Как отмечалось, в зависимости от интенсивности застройки города и расположения улиц микроструктура поля имеет косинусоидальный характер [см.(4.2.9)] с периодом повторения экстремумов на интервалах (0,4...0,8) λ и, следовательно, при перемещении приемника частота флуктуации пропорциональна скорости V и обратно пропорциональна периоду флуктуации.

Знание уровневой структуры поля в городе позволяет оценить уровень сигнала в приемнике АС при ее перемещении. Учитывая, что время передачи элементарной посылки радиосигнала составляет доли секунды, а перемещение приемника при реальных скоростях в городе, например на транспорте, не более 60... 80 км/ч, за этот период можно считать, что макроструктура не оказывает влияния на изменение уровня, а промежуточная структура медленно меняющаяся. Это позволяет ограничиться анализом влияния на прием лишь микроструктуры поля. Выражая расстояние перемещения приемника через скорость и время приема (текущее) в виде $r = Vt$ и подставляя это выражение в (4.2.9), получаем соотношение, определяющее уровень напряженности поля, обусловленный микроструктурой поля в процессе перемещения приемника:

$$E = E_M + \left[1/k_M + \left(k_M - 1/k_M\right)\left|\cos\left(Vt\,2\pi/\lambda + \varphi\right)\right|\right]. \qquad (4.2.22)$$

При приеме сигналов с таким уровнем уровень каждого из элементарных сигналов длительностью τ на входе решающего устройства приемника будет зависеть от параметра Vt/λ и определяться способом обработки этих сигналов. Фильтрация сигнала и применение последетекторного интегрирования уменьшают пульсацию уровня сигнала на выходе приемника, в результате чего происходит накопление сигнала и флуктуации его уровня на входе приемника можно рассматривать около мнимого медианного уровня E_{MV}, завышенного в k_V раз относительно медианного уровня напряженности поля E_M (или с учетом коррекции (4.2.10)) относительно более точного E'_M). В общем виде выражение для такого мнимого уровня сигнала (мнимой микроструктуры поля) на входе приемника можно записать так:

$$E_V = E_{MV} F(V\tau / \lambda,\, k_M) = E_M\, k_V\, F(V\tau / \lambda,\, k_M), \qquad (4.2.23)$$

где $F(V\tau / \lambda,\, k_M)$ – периодическая функция, зависящая от параметров фильтрации и последетекторного интегрирования, а также от распределения величины k_M (ее дисперсии).

Не останавливаясь на конкретной оценке функции $F(V\tau/\lambda,\, k_M)$ для различных вариантов схемного решения приемного устройства,

ограничиваемся лишь анализом характеристик мнимого уровня поля для приемников с согласованными по полосе частот пропускания фильтров сигналов с их длительностью τ и формой. В результате экспериментальных исследований с различными скоростями перемещения таких приемников было установлено [186], что увеличение мнимого медианного уровня (величины K_V) происходит с ростом параметра $V\tau / \lambda$ (см. на рис. 4.13, кривую *1*), а размах флуктуации, обусловленных микроструктурой поля, с ростом этого параметра уменьшается.

Зависимость среднеквадратического отклонения мнимой микроструктуры поля в городе σ_{Ev} от параметра $V\tau/\lambda$ на основе [186] представлена в виде кривой *2* на рис. 4.13.

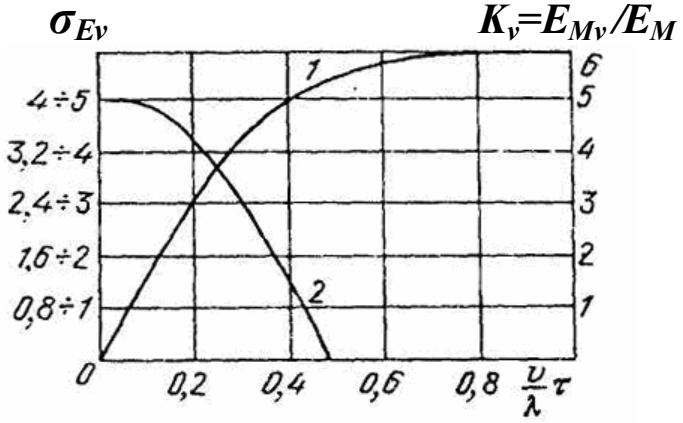


Рис. 4.13. Зависимость среднеквадратического отклонения и медианного уровня мнимой микроструктуры электромагнитного поля от параметра $V\tau / \lambda$

Приведенные выше зависимости позволяют сделать заключение о возможном повышении надежности приема в мобильном состоянии приемника (АС) на участках с постоянной микроструктурой (с ее неизменной величиной E_M).

4.3. Оценка влияния радиопомех на прием радиосигналов подвижной наземной связи в различных условиях города

Основной вид радиопомех в городе, свойственных диапазонам ОВЧ и УВЧ, – индустриальные помехи. Несмотря на их импульсный характер, с учетом многообразия и случайного характера происхождения их источников суммарную радиопомеху после прохождения ее через тракты РЧ и ПЧ приемника (через систему ШОУ - Широкая полоса, Ограничитель, Узкая полоса пропускания) можно рассматривать как помеху с равномерным спектром в полосе пропускания приемника [21, 28, 63] (поэтому такие помехи часто называют индустриальными шумами). Такой подход используют при статистических наблюдениях за помехами индустриального характера [50]. В результате этих наблюдений были получены характеристики и методика для прогноза уровней индустриальных помех (в дБ) на улицах города, наблюдаемых в течение времени t (%) в заданных n (%) пунктах приема:

$$\overline{E}_P = \overline{E}_{50,50} + \Delta\overline{E}_t + \Delta\overline{E}_n + 10\lg\Delta F_{ПР} - 10\lg\Delta F_{ИЗМ}, \qquad (4.3.1)$$

где $\overline{E}_{50,50}$ – напряжеиность поля, выраженная в децибелах относительно 1 мкВ/м, наблюдаемая в течение 50% времени в 50% пунктов приема; $\Delta\overline{E}_t$ – отклонение напряженности поля в течение заданного процента времени – t%; $\Delta\overline{E}_n$ – отклонение напряженности поля от среднего значения в заданном проценте пунктов – $n_{\%}$; $\Delta F_{\text{ИЗМ}}$ – полоса пропускания, в которой измерен уровень помех; $\Delta F_{\text{ПР}}$ – полоса пропускания приемника.

Значения $\Delta\overline{E}_t$ и $\Delta\overline{E}_n$, полученные в результате измерений в полосе 100 кГц, определяются соответственно по распределениям на рис. 4.14 и 4.15.

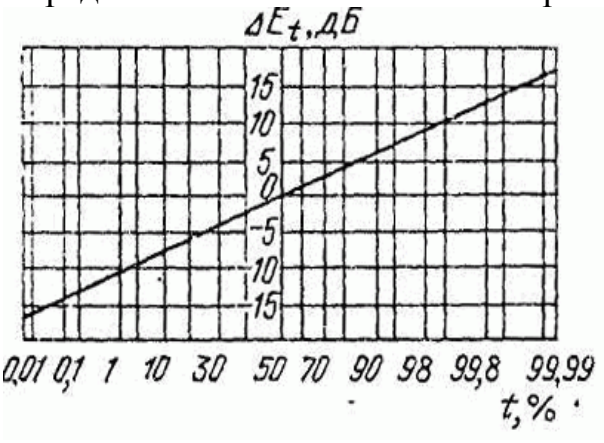


Рис. 4.14.Отклонение напряженности поля радиопомех от среднего значения в зависимости от процента времени наблюдения наблюдения

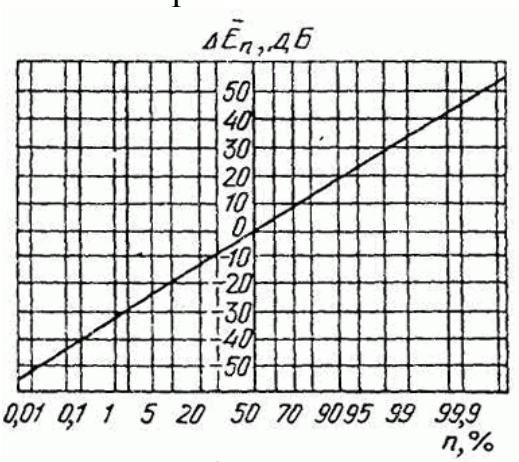


Рис.4.15.Отклонениенапряженности поля от среднего значения поля в зависимости от процента пунктов наблюдения наблюдения

При определении величины $\overline{E}_{50,50}$ необходимо учитывать природу радиопомех. Большинство данных по исследованию радиопомех показывают их значительное ослабление с ростом частоты особенно в высокочастотной части ОВЧ и УВЧ диапазонов (см. например, [43]). Потому обычно приводятся данные не конкретизирующие источники радиопомех (обобщенно усредненные) для ограниченного диапазона частот (см. рис. 4.17). Одним из объяснений этому является повышенное ослабление радиопомех с ростом их частоты в зависимости от расстояния от источника радиопомех (см. рис. 4.16) [23].

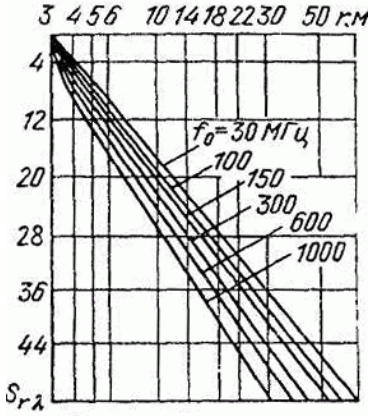


Рис. 4.16. Зависимости ослабления радиопомех от расстояния между приемником и источником помех

При конкретизации источников радиопомех возможно уточнение прогноза радиопомех. Данные, приводимые в отчете 358-2 МККР [23] и в [50] с учетом того, что наиболее сильное воздействие оказывают помехи от электрооборудования автотранспорта, слагаемые в (4.3.1), характеризующие средний уровень помех, могут определяться таким образом (в дБ):

$$\overline{E}_P = \overline{E}_{50,50} + \Delta\overline{E}_t + \Delta\overline{E}_n + 10\lg\Delta F_{ПР} - 10\lg\Delta F_{ИЗМ} =$$

$$= (\overline{E}_П + 0{,}115\sigma_E^2) + 10\lg\Delta F_{ПР} - 10\lg\Delta F_{ИЗМ} + S_{r\lambda} + 10\lg\bar{f}_И - 2{,}7\,, \qquad (4.3.2)$$

где $\overline{E}_П$ – средний уровень и σ_E – среднеквадратическое отклонение уровня радиопомех, создаваемых системами зажигания, автотранспорта; $\overline{E}_П$ и σ_E определяются по рис рис.4.18. кривые *1* для автодорог, кривые *2* для улиц городов; $S_{r\lambda}$ – ослабление помех в зависимости от расстояния между приемником и источником помех - r, длины волны – λ (частоты f0), определяется по рис. 4.16; $\bar{f}_И$ – средняя частота повторения импульсов помех, которая может иметь интервал значений 10... 1000 имп./с.

Подставив в (4.3.1) значение $\Delta F_{ИЗМ}$, получим

$$\overline{E}_P = \overline{E}_{50,50} + \Delta\overline{E}_t + \Delta\overline{E}_n + 10\lg\Delta F_{ПР}[Гц] - 50\,. \qquad (4.3.1')$$

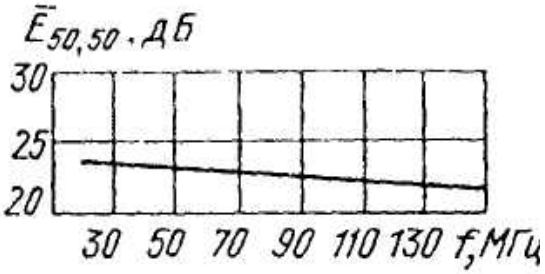


Рис.4.17. Средний уровень усредненных общих радиопомех

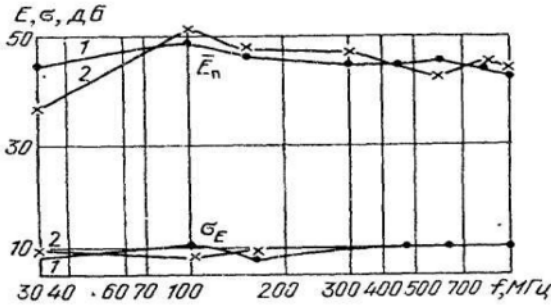


Рис.4.18. Средний уровень радиопомех, создаваемый системами зажигания автотранспорта в диапазонах ОВЧ и УВЧ, и его среднеквадратическое отклонение

Иногда радиопомехи оценивают через коэффициент шума – $N_{ПОМ}$, учитывая им добавление шумов радиопомехи к собственным тепловым шумам приемника [43]. Мощность шума радиопомех при этом определяется в сопоставлении со спектральной плотностью мощности теплового шума приемника $G_{ТШ1}$ в виде

$$P_{ПОМ} = n_{ПОМ} + 10\lg G_{ТШ1} + 10\lg\Delta F_{ПР},\ дБ, \qquad (4.3.3)$$

где $n_{ПОМ} = 10\lg N_{ПОМ}$.

Результаты исследований основного вида радиопомех через $n_{ПОМ}$, подобные результатам, показанным на рис. 4.18, приводятся в [43] в зависимости от плотности автомобильного транспорта.

Рассмотренные оценки уровня радиопомех характеризуют их на улицах города. Однако, при организации большинства современных систем ПНС необходимо также знать уровень радиопомех внутри помещений зданий. Принимая во внимание, что источники наибольшей доли индустриальных

радиопомех расположены вне зданий основного массива застройки города (согласно нормативам на допустимые уровни индустриальных помех [60]), ограничимся рассмотрением уровня радиопомех, проникающих в помещения зданий с улицы. Считая затухание радиопомех равнозначными затуханиям электромагнитного поля радиосигналов ПНС -Δ, выражение для прогнозирования уровня радиопомех в помещениях зданий можно записать в виде

$$\overline{E}_P = \overline{E}_{50,50} + \Delta\overline{E}_t + \Delta\overline{E}_n - \Delta + 10\lg\Delta F_{ПР} - 50. \qquad (4.3.4)$$

где Δ – затухание в зданиях для заданной надежности (вероятности) или для *m* % помещений зданий (не исключается, что *m* % = *n* % - величине процентов пунктов, принимаемой при прогнозировании уровня радиопомех на улицах), определяемое по рис. 4.11.

Возможна также однозначная оценка параметров $\Delta\overline{E}_n$ и Δ, позволяющая определить значения уровня помех в зданиях как в единой среде улица – здание. При этом отклонение уровня напряженности поля радиопомех внутри зданий $\Delta\overline{E}_m$ от среднего уровня на улице $\overline{E}_{50,50}$ будет определяться распределением разности случайных величин пространственных флуктуации уровня помех на улице и затуханий в зданиях. Учитывая независимость и нормальность распределения пространственных флуктуации уровня радиопомех на улице и затуханий уровней электромагнитных полей ПНС сигналов в зданиях (здесь понимается распределение логарифмической меры случайной величины в дБ), можно утверждать о нормальности распределения разности этих величин с математическим ожиданием

$$M_{\Delta\overline{E}m} = M_{\Delta\overline{E}n} - M_{\Delta} \qquad (4.3.5)$$

и дисперсией

$$\sigma^2_{\Delta\overline{E}m} = \sigma^2_{\Delta\overline{E}n} + \sigma^2_{\Delta}, \qquad (4.3.6)$$

где M_Δ и σ_Δ^2 – соответственно математическое ожидание и дисперсия затуханий в зданиях.

Подставив полученные в разд. 4.2.4 значения параметров распределений затуханий уровня электромагнитного поля в зданиях и параметров распределения величины $\Delta\overline{E}_n$ (см. рис. 4.15), получим функции распределения пространственных флуктуации уровня радиопомех, проникающих в помещения зданий города. Вид этих функций показан на рис. 4.19: *1* – для первых этажей ($\sigma_{\Delta\overline{E}m1}$ = 13,2 дБ), *Ц* – для цокольных этажей ($\sigma_{\Delta\overline{E}mЦ}$ = 15,6 дБ), *П* – для подвальных помещений($\sigma_{\Delta\overline{E}mП}$ = 15,9 дБ). Уровень радиопомех в зданиях в этом случае для *m* процентов помещений зданий города определится

$$\overline{E}_P = \overline{E}_{50,50} + \Delta\overline{E}_t + \Delta\overline{E}_m + 10\lg\Delta F_{ПР} - 50. \qquad (4.3.7)$$

Таким образом, приведенные выше результаты наиболее полно отражают методику оценки и саму оценку прогнозирования радиопомех в различных условиях города. Безусловно, это усредненная оценка и не может учесть специфику инфраструктуры отдельных городов, со специфичными местами каждого из городов, где присутствуют интенсивные радиопомехи.

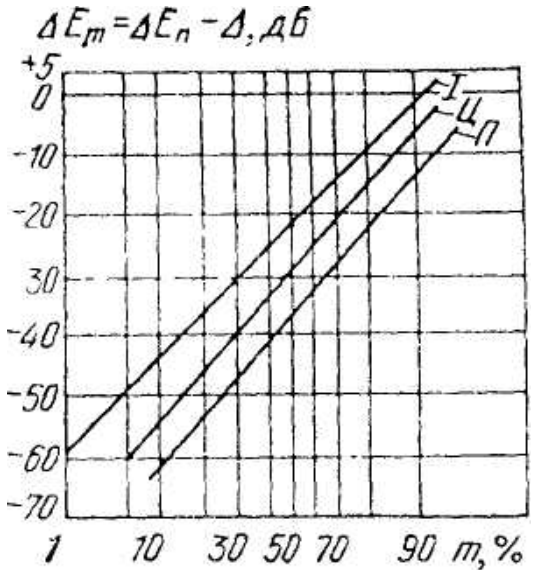


Рис. 4.19. Распределение пространственных изменений уровня радиопомех, проникающих в помещения зданий города

В этих случаях использование полученных результатов должно корректироваться с помощью контрольных измерений радиопомех в этих местах. При этом также необходимо учитывать, что уровень радиопомех зависит от индустриализации города, насыщенности транспорта и т.д. и эту зависимость можно принять однозначной от числа жителей города [50] (см. разд. 5.4).

Кроме того, на помехоустойчивость приема радиосигналов влияют собственные (тепловые) шумы приемника а также излучения соседствующих радиосредств (и в том числе излучения вне заданной полосы частот этих радиосредств). Учет этих излучений может осуществляться с помощью коэффициента шума $n_{\text{ПОМ}} = n_{\text{ПОМ РС}}$ [см. (4.3.3)]. В качестве примера можно привести величины $n_{\text{ПОМ РС}}$, которые используются для территорий США [188], где системы ПНС широко распространены: $n_{\text{ПОМ РС}}$ =2..3 дБ для БС и $n_{\text{ПОМ РС}}$ =3…4 дБ для АС. Также необходимо учитывать интерференционные помехи на совпадающих частотах.

Вопросы помехоустойчивости и надежности связи в системах ПНС, а также дополнительные особенности прогнозирования радиопомех с учетом внутренних шумов приемных устройств в помещениях зданий на конкретных примерах рассматриваются в гл. 5.

4.4. ВЫВОДЫ

1. Определены особенности ЭМС для систем ПНС с соответствующей постановкой задач исследования характеристик распространения радиоволн.

2. Проанализированы модели распространения ОВЧ и УВЧ радиоволн в городе с использованием экспериментальных проверок применения этих моделей в условиях одного из крупнейших отечественных городов. На основании этого определена обобщенная модель распространения этих радиоволн для улиц города. Для оценки уровня сигналов в помещениях зданий предложено уточнение обобщенной модели за счет введения статистически определяемого параметра затухания уровня электромагнитных волн при их

проникновении в помещения зданий. Такое уточнение приемлемо для всех существующих моделей.

3. Исследованы территориальные (медленные) флуктуации уровня электромагнитных волн со сложной многолучевой структурой распространения, свойственной для ПНС в условиях города. В результате этих исследований предложена трехструктурная оценка пространственных (территориальных) изменений уровней радиоволн с введением промежуточной структуры к ранее используемым двухуровневым оценкам с макро и микроструктурой. Доказательство взаимодействие этих трех структур обосновано их дисперсионной оценкой. Благодаря такому подходу к уровневой структуре поля повысилась точность оценок случайных пространственных изменений уровня сигналов и дано обоснование различиям результатов таких оценок, полученных различными авторами.

4. Предложен метод оценки изменения среднего уровня сигнала с нормированием результатов измерений к расстоянию от радиопередатчика до места приема, скорректированного в соответствии с параметрами используемой модели распространения радиосигналов. Применение этого метода позволило результаты экспериментальных измерений уровня сигнала в различных зонах действия радиопередатчика (на различных расстояниях от радиопередатчика), после соответствующей нормировки, объединить в единый массив данных, характеризующий пространственные флуктуации сигнала. Статистическая обработка этих данных позволила определить характеристики распределения значений пространственных флуктуаций уровня сигнала.

5. Обоснована и определена математическая модель микроструктуры поля (на участках протяженностью единиц-десятков полуволн поля), характеризующая изменения его уровня относительно медианного значения при многолучевом распространении радиоволн. На основе этой модели предложен метод и разработан измеритель косвенного порогового измерения медианного уровня поля с помощью оценки соотношений расстояний с уровнем сигнала выше порогового уровня измерителя к расстоянию (протяженности) обследуемой территории перемещаемым измерителем.

Благодаря использованию такого измерителя был получен значительный массив результатов экспериментальных оценок уровня поля в помещениях зданий.

С помощью модели микроструктуры даны объяснения медленным временным флуктуациям уровня сигнала и их изменениям (мнимого медианного уровня и дисперсии флуктуаций) при передвижении (в мобильном состоянии) приемника (АС).

6. В результате сопоставлений уровней электромагнитного поля (медианных значений) на улицах (в окружающих пространствах зданий) и в помещениях зданий и их статистической оценки получены интегральные функции распределения значений затуханий уровня поля, проникающего в помещения зданий для первых, цокольных этажей и подвальных помещений. Определены доверительные интервалы этих распределений и проведено их сравнение с результатами, полученными рядом зарубежных исследователей.

Получены распределения для оценки случайных изменений уровня сигнала в помещениях зданий, учитывающие совместно пространственные случайные изменения уровня сигнала на улицах и затухания сигнала при проникновении в помещения зданий города.

7. Определено влияние микроструктуры поля на уровень сигнала при перемещении (мобильности) приемного устройства как мнимое увеличение медианного уровня сигнала и уменьшение его дисперсии флуктуаций.

8. Дана оценка видам и прогнозированию уровня радиопомех на улицах города в диапазонах ОВЧ и УВЧ. С использованием полученных результатов по исследованию затуханий уровня электромагнитного поля при его проникновении в помещения определены методы прогнозирования уровня радиопомех, проникающих из улиц в помещения зданий города.

ГЛАВА 5
ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОЦЕНКИ НАДЕЖНОСТИ СВЯЗИ

Одним из важнейших параметров ПНС является надежность связи и возможные ее территориальные (пространственные) изменения.

Характеристики распространения радиоволн являются основой при проектировании и построение сетей ПНС, а также позволяют оценить качество связи в действующих таких сетях. В большинстве случаев технические параметры радиооборудования (и в том числе БС) определяются по характеристикам распространения радиоволн для минимально требуемого уровня сигнала (или отношения сигнал-помеха) на границе зоны действия БС. Причем в минимально требуемом уровне сигнала к заданному уровню приема сигнала на границе зоны действия системы добавляется «энергетический запас» 5…10 дБ из учета возможных отклонений уровня сигнала от рассчитанного значения [43] без конкретизации возможных изменений уровня сигнала при его проникновении в помещения зданий. Такой подход можно считать ориентировочным. Более точную оценку уровню сигнала и необходимого «энергетического запаса» можно дать с введением и использованием такой характеристики как пространственная (территориальная) надежность связи. Для заданного уровня сигнала E_{c0} надежность в зоне действия радиосредств (БС или АС) может характеризоваться вероятностью p_c равенства и превышения уровня сигнала E_c величины E_{c0}

$$S = p_c\left(E_c \geq E_{c0}\right)100 = 100\int_{E_{c0}}^{\infty} W\left(E_c\right)dE_c\,,\%, \qquad (5.1)$$

где $W(E_{c)}$ – плотность распределения величины уровня сигнала $E_{c.}$ для «медленных» его изменений в зоне действия радиосистемы при различных условиях приема сигналов.

Флуктуации уровня сигнала, определяемые характеристиками распространения ОВЧ и УВЧ волн в городе, имеют пространственный и временной характер и зависят от состояния мобильности приемного устройства (АС). Как было доказано выше, в разд. 4.2.4, при мобильном состоянии интегрирование (накопление) сигнала в приемнике эквивалентно повышению уровня сигнала на его входе до значений амплитуд флуктуации, благодаря чему возможно улучшение приема сигналов на участках с постоянной микроструктурой поля.

При стационарном расположении приемного устройства (абонента) уровень сигнала будет определяться как временными, так и пространственными флуктуациями уровня электромагнитного поля, зависящими от места расположения приемного устройства в зоне действия системы. Как показали значительные экспериментальные оценки пространственных и временных флуктуации (см. гл. 4), временные флуктуации, которые обусловлены практически всегда изменением многолучевости поля за счет перемеща-

ющихся объектов в окрестностях рассматриваемого пространства, имеют медленный характер и могут рассматриваться как пространственные перемещения пространственной структуры поля. Эти перемещения можно рассматривать как «качание» пространственной уровневой микроструктуры поля в плоскости на уровне приема сигналов, которая, как было показано выше, проявляется на участках протяженностью единицы – десятки длин волны с неизменным медианным уровнем. Иногда эти изменения классифицируются (см. например [43]) как «медленные» (на участках, где обнаруживаются изменения медианного уровня) и «быстрые» (на небольших участках, где наблюдаются изменения уровня относительно неизменной медианной величины) замирания, влияние которых особенно сказывается на приеме сигналов при движении АС.

Такие явления изменения уровня сигнала по времени и по пространству в месте приема позволяют сделать вывод о том, что для оценки уровня сигнала достаточно ограничиться определением пространственных флуктуаций уровня электромагнитного поля.

Этот вывод в значительной степени справедлив для электромагнитного поля ОВЧ и УВЧ в помещениях зданий, когда временные флуктуации определяются в основном передвижением людей в помещениях. Это, в свою очередь, позволяет с достаточной точностью характеризовать уровни сигналов с повышенным затуханием за счет проникновения электромагнитных волн в здания и тем самым определять границы зоны обслуживания. Такой подход к оценке флуктуации уровня сигнала можно считать особенно оправданным для систем ПНС, когда местоположение абонента в зоне обслуживания можно считать случайным и равновероятным.

Аддитивные помехи в радиоканале представляют собой совокупность внутренних шумов приемного устройства и внешних радиопомех. Внешние радиопомехи подразделяют на индустриальные, шумы излучения и интерференционные помехи. Характеристики индустриальных помех и в том числе городского происхождения рассмотрены в гл.4. Оценка шумов излучений, создаваемых самими БС и АС, и интерференционным помехам от радиосредств на совпадающих частотах (например когда на вход АС поступают: полезный сигнал от ее БС и от других БС сети) и от соседних и ближайших радиоканалов разработана (см. например [43]). Шумы излучения учитываются введением поправок в виде дополнительного коэффициента шума приемных устройств (см. разд. 4.3). Сведение к минимому интерференционных помех достигается за счет правильного частотно-территориального планирования распределения радиоканалов.

Совокупность указанных внешних радиопомех в эффективной полосе тракта приемного устройства асимптотически можно рассматривать [21, 50] как флуктуационную помеху с равномерным спектром в этой полосе и оценивать ее по методике, рассмотренной в разд. 4.3. Тогда уровень помех (мощность) в радиоканале с учетом мощностей радиопомех $P_{\text{РП}}$ и внутренних шумов $P_{\text{Ш}}$ определится

$$P_{П} = P_{РП} + P_{Ш} \qquad (5.2)$$

В свою очередь требуемый уровень сигнала определяется необходимым соотношением мощностей сигнал-помеха $P_{с0}/P_{П} = \rho$, из которого следует, что требуемая мощность сигнала (в дБ) должна составлять

$$P_{с0,дБ} = P_{П,дБ} + \rho'_{дБ} \qquad (5.3)$$

Или с учетом пересчета мощности сигнала к напряженности электромагнитного поля, показанного в разд. 4.2.1 для соотношения (4.5) и в приложении 4.1, для напряженности сигнала можно записать

$$E_{с0,\,дБ} = P_{с0,дБ} + 20\lg K_{E/P} = P_{П,дБ} + \rho'_{дБ} + 20\lg K_{E/P}, \qquad (5.3')$$

где $K_{E/P}$ – коэффициент пересчета мощности сигнала к напряженности поля на входе приемного устройства.

Величины радиопомех, согласно методике, рассмотренной в разд.4.3, могут определяться (прогнозироваться) согласно (4.3.3),(4.3.4) и (4.3.7) и распределений на рис. 4.14, 4,15 и 4.19.

Уровень сигнала в месте приема, с учетом возможных его пространственных флуктуаций, в зависимости от расстояния от радиопередающего устройства и заданной модели распространения радиосигналов определяется по соотношению (4.2.2′′′) и распределениям на рис.4.7, 4.11 и 4.12.

На основании вышерассмотренных взаимосвязанных параметров и зависимостей можно составить систему параметров для определения пространственной (территориальной) надежности

$$\begin{cases}
\bar{E}_{РП} = \bar{E}_{50,50} + \Delta\bar{E}_t + \Delta\bar{E}_П - \Delta + 10\lg\Delta F_{ПР} - 50 \ \text{, дБ}, \\
n_{\%} = 100\int\limits_{-\infty}^{\Delta E_n} W(\Delta\bar{E}_n)\,d\Delta\bar{E}_n, \\
t_{\%} = 100\int\limits_{-\infty}^{\Delta E_t} W(\Delta\bar{E}_t)\,d\Delta\bar{E}_t, \\
m_{\%} = 100\int\limits_{-\infty}^{\Delta_м} W(\Delta)\,d\Delta, \\
P_{\text{РПдБ}} = \bar{E}_{РП} - 20\lg K_{E/P}, \\
P_{\text{ПдБ}} = 10\lg(P_{\text{РП}} + P_{\text{Ш}}), \\
P_{с0,дБ} = P_{П,дБ} + \rho'_{дБ}, \\
E_{с0,\,дБ} = P_{П,дБ} + \rho'_{дБ} + 20\lg K_{E/P}, \\
E_с = 10\lg PD - 10n\lg R + K + (\Delta E - \Delta), \text{ дБ} \\
S_{\%} = 100\int\limits_{E_{с0}}^{\infty} W(\Delta E_\Sigma - \Delta)\,d(\Delta E_\Sigma - \Delta),
\end{cases} \qquad (5.4)$$

где: $W(\Delta\overline{E}_t)$; $W(\Delta\overline{E}_n)$; $W(\Delta)$; $W(\Delta E_\Sigma$ -$\Delta)$- плотности распределения случайных величин $\Delta\overline{E}_t$; $\Delta\overline{E}_n$; Δ; (ΔE_Σ –Δ), интегральные функции распределения для которых представлены на рис. 4.14, 4.15, 4.11 (сплошные линии) и 4.12 (сплошные линии).

Обобщение параметров в систему (5.4) можно считать методом многопараметрической оценки пространственной (территориальной) надежности при заданной помехоустойчивости, который позволяет характеризовать прием радиовызова как по пространству (по зоне обслуживания), так и по времени. При заданном времени действия *t,* %, соответствующем высокой вероятности для качественной работы системы, и известных технических показателях радиосистемы *(PD,* $h_{\text{БС}}$, $h_{\text{АС}}$ и E_{c0}) степени застройки (типа модели распространения радиоволн) оценка пространственной надежности может производиться по величине сигнала E_c с заданным соотношением сигнал/помеха в зависимости от размеров зоны действия системы радиосвязи.

5.1. Определение зависимости пространственной (территориальной) надежности связи от расстояния до базовой станции

Выше рассмотренный метод многопараметрической оценки пространственной надежности при заданной помехоустойчивости позволяет дать оценку изменениям этой надежности в зоне действия радиосистемы ПНС – в зависимости от расстояния от БС.

Для этой оценки необходимо вначале определить параметры минимально допустимого уровня сигнала из требований к помехоустойчивости приема.

5.1.1. Оценка минимально допустимого (порогового) уровня сигналов в зоне действия системы

В гл.4 определена зависимость флуктуирующего уровня сигнала от расстояния до БС. Согласно (4.2.2‴) [см. также (5.4)] прогнозируемый уровень сигнала в месте приема определяется

$$E_{\text{с}} = 10\lg PD - 10n \lg R + K + (\Delta E_\Sigma - \Delta),\ \text{дБ},$$

где случайные изменения уровня характеризуются величинами Δ E_Σ – флуктуациями уровня сигнала на улицах (далее принято обозначение $\Delta E_\Sigma = \Delta E_)$ и Δ–затуханием уровня электромагнитного поля при проникновении в помещения зданий. Для оценки надежности (5.1) и (5.4) необходимо сопоставление уровня $E_{\text{с}}$ с требуемым минимально допустимым уровнем сигнала в зоне действия радиосистемы.

Требуемый минимальный (пороговый) уровень сигнала в месте приема для заданной помехоустойчивости в соответствии с (5.3′) и (5.4) определяется

$$E_{со\,д} = \sqrt{\rho}\,E_{П\,д} \text{ или } E_{со} = E_П + \rho^{'},\ \text{дБ}, \qquad (5.1.1)$$

где: ρ – отношение сигнал/помеха по мощности ($\rho' = 10\lg\rho$, дБ), определяемое для минимально допустимых значений помехоустойчивости (вероятности ошибки принимаемых сигналов) в канале с постоянными параметрами и флуктуационной помехой; $E_{П\,д}$ – уровень помех в месте приема сигналов

(действующая величина напряженности поля, учитывающая взаимосвязь мощности и напряженности сигнала на входе приемного устройства); $E_{П} = 20\lg E_{П\partial}$, дБ – нормированная величина уровня помех (здесь $E_{П\partial}$ берется относительно той же единицы уровня поля, что и для сигнала).

При наличии радиопомех суммарный уровень помех определяется

$$E_{П\partial} = \sqrt{E^2_{РП\partial} + P_{Ш}}\,, \qquad (5.1.2)$$

где: $E_{РП\partial}$ – уровень радиопомех на улицах города, который может прогнозироваться на основании статистических данных и контрольных оценок радиопомех в условиях города; $P_{Ш}$ – мощность внутренних шумов радиоприемника, пересчитанная к его входу (антенне).

В логарифмическом виде $E_{П} = 20\lg(\sqrt{E^2_{РП\partial} + P_{Ш}}) = 10\lg(E^2_{РП\partial} + P_{Ш})$, дБ.

Таким образом:

$$E_{со} = E_{П} + \rho' = 10\lg(E^2_{РП\partial} + P_{Ш}) + \rho', \text{ дБ}. \qquad (5.1.3)$$

На практике важно знать, как меняется надежность в зоне действия радиосистемы и за ее пределами в зависимости от расстояния от базовой станции.

В связи с различной природой пространственных флуктуаций уровней радиопомех $\Delta E_{РП}$, радиосигнала на улицах $\Delta E_{\Sigma} = \Delta E$ и затуханий Δ электромагнитных волн при проникновении в помещения зданий города можно считать эти случайные величины независимыми и рассматривать их взаимодействие в трехмерном пространстве, в котором совокупность случайных величин представляется координатами или компонентами случайной величины. Представление надежности передачи-приема сигналов при таких условиях будет неоднозначным и будет определяться множеством значений случайных компонентов.

Рассмотрим ряд условий, позволяющих конкретизировать оценку надежности. В связи с тем, что уровень сигнала убывает с ростом расстояния от базовой станции, наихудшие соотношения сигнал/помеха получаются на границе зоны действия системы. При этом за величину $E_{РП\partial}$ радиопомех, а, следовательно, и суммарного уровня $E_{П\partial}$ помех [см. (5.1.2)] в городе можно принять некоторый фиксированный уровень, рассчитанный, например, по методике [50]. Такой подход приемлем для систем связи с внутригородской зоной действия или многозоновых городских систем с несколькими базовыми станциями (например, при сотовом построении систем). Для систем с одной базовой станцией и зоной обслуживания, включающей в себя весь город с его окрестностями (радиальные системы), при определении уровня сигнала на границе зоны обслуживания необходимо учитывать ослабление уровня радиопомех по сравнению с уровнем в самом городе, в его центральной части (исключения, конечно, составляют города с размещением значительных индустриальных и транспортных центров на окраинах города, уровень радиопомех в которых необходимо оценивать с учетом этих особенностей планировки города). Из-за отсутствия каких-либо конкретных данных об ослаблении радиопомех в зависимости от расстояния до центральной части

города, что является, очевидно, сложной и в ряде случаев сугубо специфичной и оригинальной задачей, ограничимся предположением о монотонности убывания уровня радиопомех с удалением от центральной части города в виде зависимости

$$E_{РП} = E_{РП.ц} - 10\beta \lg R, \text{дБ}, \qquad (5.1.4)$$

где $E_{РП.ц}$ – уровень радиопомех в центральной части города, определяемый по методике [50], дБ; R – расстояние от центральной части города, км; β – коэффициент, характеризующий интенсивность изменения (убывания) уровня суммарных радиопомех с ростом R.

Такое предположение не является абстрактным и представляющим лишь удобную для анализа форму, а основано на вполне наглядном представлении картины радиопомех в городе, обусловленных их природой: интенсивностью транспорта, насыщенностью газоразрядных ламп, наличием линий электропередач, коммутационных и электро устройств и т. д. Для определения коэффициента β можно воспользоваться рекомендациями по корректированию прогнозирования уровня радиопомех в пригородных районах (окраинных улицах) крупного города [50]: при расстоянии 10 км от центра города поправка к среднему уровню радиопомех принимается равной 5…10 дБ. Подставив эти значения в (5.1.4), нетрудно получить β =0,5...1.

Величина β может быть использована не только как характеристика изменения радиопомех индустриального происхождения, а также для учета влияния радиосигналов радиосредств, работающих на частотах, совпадающих с частотами рассматриваемой БС, например, от подобных БС, удаленных от зоны действия рассматриваемой БС, как это делается в сотовых системах связи.

Зависимость уровня радиопомех от расстояния до центральной части города и согласование этой зависимости с указанными выше характеристиками распространения радиоволн в городе при использовании одной базовой (или передающей) станции (вариант централизованной системы) [см. (5.1.4)], а также повышенная потребность в обслуживании центральных районов города являются причинами целесообразности размещения передающей станции в центральной части города. При таком размещении передающей станции пороговый уровень сигнала согласно (5.1.3) определится

$$E_{c0} = 20\lg\left[\sqrt{\left(E_{РП.ц.д} / R^{\beta/2}\right)^2 + P'_{ш}}\right] + \rho' = 10\lg[(E^2_{РП.ц.д} / R^{\beta}) + P_{ш}] + \rho', \text{дБ}, \qquad (5.1.5)$$

где: $R \geq 1$; $E_{РП.ц.д}$ определяет наибольший уровень радиопомех (в абсолютных единицах), характерный для центральной части города. Заметим, что при оценке уровней сигнала и радиопомех в помещениях зданий необходимо учитывать, что величина $\Delta \neq 0$ и случайные изменения уровня сигнала характеризуются величиной (ΔE - Δ) [см. (4.2.2′′′)].

Определенность порогового уровня сигнала позволяет оценить пространственную надежность приема сигналов. Эту оценку целесообразно производить для двух рассмотренных представлений порогового уровня сигнала: с постоянным уровнем радиопомех в зоне действия системы (5.1.3) и с

уровнем радиопомех (5.1.5), зависящим от расстояния до передающей станции (центра города). Причем, наибольший интерес представляют крайние случаи соотношения радиопомех и внутренних шумов приемника: при соизмеримости и превышении уровня внутренних шумов радиопомех пороговый уровень сигнала целесообразно рассматривать как постоянный (случай значительного затухания радиопомех, например, при приеме в помещениях зданий); при преобладании уровня радиопомех над уровнем внутренних шумов приемника пороговый сигнал можно рассматривать в зависимости лишь от уровня радиопомех, пренебрегая внутренними шумами приемника, и в силу доминирующего влияния уровня радиопомех целесообразно учитывать зависимость их от расстояния до передающей станции (например, при приеме на улице). При такой постановке вопроса о соотношениях помех для порогового уровня сигнала, с учётом (5.1.3) и (5.1.4), в общем виде можно записать:

$$E_{c0} = E_{П} - 10\beta \lg R + \rho^{'}, \text{ дБ}, \qquad (5.1.6)$$

где $E_{П}$ – уровень помех, характерный ближней зоне базовой (передающей) станции.

Обозначив $10\lg R = R^{'}$, (5.1.7)

упростим запись выражения (5.1.6):

$$E_{c0} = E_{П} - \beta R^{'} + \rho^{'}, \text{ дБ}. \qquad (5.1.8)$$

При β=0 выражение (5.1.8) будет характеризовать пороговый уровень сигнала при постоянном уровне радиопомех и преобразуется к виду (5.1.1) и затем к (5.1.3).

5.1.2. Территориальная (пространственная) надежность в зависимости от расстояния до базовой станции

Уровень сигнала в месте приема – случайная величина, характеризуемая выражением (4.2.2′′′). Совокупность величин, определяющих уровень сигнала и не зависящих от расстояния до передающей станции, можно рассматривать как одну величину:

$$E_{1\Sigma} = E_1 + (\Delta E - \Delta) = E_1 + x, \text{ дБ}, \qquad (5.1.9)$$

где x случайная величина, определяющая случайный характер $E_{1\Sigma}$.

Тогда уровень сигнала в зависимости от расстояния до передающей станции определяется выражением (4.2.2′′′) или с учётом (5.1.7)

$$E = E_{1\Sigma} - nR^{'}. \qquad (5.1.10)$$

Случайный характер $E_{1\Sigma}$, а, следовательно, и величины E, определяется величинами ΔE и Δ. Из результатов предыдущего анализа следует, что для каждого значения величины R плотность распределения вероятностей величины $E_{1\Sigma}$ является гауссовской:

$$\omega(E_{1\Sigma}) = \frac{1}{\sigma_{1\Sigma}\sqrt{2\pi}} \exp\left\{ - \frac{(E_{1\Sigma} - M_{1\Sigma})^2}{2\sigma_{1\Sigma}^2} \right\}. \qquad (5.1.11)$$

где в соответствии с (4.2.18) и (4.2.17)

$\sigma^2{}_{1\Sigma} = \sigma^2{}_x = \sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_{\Delta E\Sigma}^2 + \sigma_{\Delta}^2 = \sigma_{\Delta E}^2 + \sigma_{\Delta}^2$ – дисперсия,

$M_{1\Sigma} = E_1 + M_{\Delta E\Sigma} + M_\Delta = E_1 + M_{\Delta E} + M_\Delta$ – математическое ожидание (в этих выражениях для $\sigma^2_{1\Sigma}$ и $M_{1\Sigma}$ с целью упрощения их записи произведена замена за счет введения $\sigma^2_{\Delta E\Sigma} = \sigma^2_{\Delta E}$ и $M_{\Delta E\Sigma} = M_{\Delta E}$). Поскольку $M_{\Delta E} = 0$, то $M_{1\Sigma} = E_1 + M_\Delta$. (Заметим, что величина математического ожидания затухания поля в зданиях - M_Δ определяется по распределениям на рис. 4.12, из чего следует $M_\Delta < 0$).

Для решения задачи определения пространственной надёжности необходимо из (5.1.10) выразить R', т.е. рассмотреть обратную задачу:

$$R' = (E_{1\Sigma} - E)/n. \qquad (5.1.12)$$

При заданном уровне сигнала E, учитывая случайный характер величины $E_{1\Sigma}$, расстояние R' следует рассматривать как функцию случайной гауссовской величины $E_{1\Sigma}$. Так как преобразование (5.1.12) является линейным, то плотность распределения вероятностей $W(R')$ величины R' будет также гауссовской, параметры которой определим ниже.

Знание функции $W(R')$ позволяет охарактеризовать вероятность превышения уровня сигнала E в зависимости от расстояния до базовой (передающей) станции и тем самым определить надежность приема сигналов с уровнем E.

Рассмотрим случай с уровнем сигнала $E = E_{со}$, определяемым выражением (5.1.8). Используя (5.1.8) и (5.1.12), после несложных преобразований получим

$$R' = (E_{1\Sigma} - E_{П} - \rho')/(n - \beta). \qquad (5.1.13)$$

Отметим, что величины $E_{П}$, ρ' и β не зависят от условий распространения радиосигнала и при заданном E [см.(5.1.12)] могут считаться фиксированными. Тогда линейное функциональное преобразование (5.1.10) имеет однозначную обратную функцию (5.1.12) и в соответствии с [63=60, 40=38] искомая плотность распределения вероятностей $W(R')$ определится выражением

$$W(R') = \omega(E_{1\Sigma})\left|\frac{dE_{1\Sigma}}{dR'}\right| = \omega\left[\varphi(R')\right]\left|\frac{d\varphi(R')}{dR'}\right| =$$

$$= \frac{|n-\beta|}{\sqrt{2\pi(\sigma^2_{\Delta E} + \sigma^2_\Delta)}} \exp\left\{-\frac{\left[(n-\beta)R' + E_{П} + \rho' - M_{1\Sigma}\right]^2}{2(\sigma^2_{\Delta E} + \sigma^2_\Delta)}\right\} =$$

$$= \frac{1}{\frac{\sqrt{2\pi\left(\sigma^2_{\Delta E} + \sigma^2_\Delta\right)}}{|n-\beta|}} \exp\left\{-\frac{\left[R' - \left(\frac{E_1 + M_\Delta - E_{П} - \rho'}{n-\beta}\right)\right]^2}{2\frac{\left(\sigma^2_{\Delta E} + \sigma^2_\Delta\right)}{(n-\beta)^2}}\right\}, \qquad (5.1.14)$$

где $\varphi(R') = E_{1\Sigma} = (n-\beta)R' + E_{П} + \rho'$ – обратная функция.

Выражение (5.1.14) приведено к виду, наглядно характеризующему «гауссовость» распределения величины R' со среднеквадратическим отклонением $\sigma_{R'}$, связанным со среднеквадратическим отклонением распределения $\omega(E_{1\Sigma})$ соотношением $\sigma_{R'} = \sqrt{\sigma^2_{\Delta E} + \sigma^2_\Delta}\,/|n-\beta| = \sigma/|n-\beta|$.

Интегральная функция распределения, соответствующая (5.1.14), позволяет определить вероятность превышения уровня сигнала над пороговым уровнем в зависимости от расстояния R до передающей станции и тем самым

охарактеризовать эту зависимость для надежности приема сигналов в виде

$$S(R')_{\%} = 100\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma/|n-\beta|}\int_{R'}^{\infty}\exp\left\{-\frac{\left[x-\left(\frac{E_1+M_\Delta-E_П-\rho'}{n-\beta}\right)\right]^2}{2[\sigma/(n-\beta)]^2}\right\}dx =$$

$$= 100\left[1-\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{t_1}\exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt\right], \qquad (5.1.15)$$

где $\sigma = \sigma_{1\Sigma} = \sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_{\Delta E}^2 + \sigma_\Delta^2}$;

$$t = \frac{(n-\beta)x-(E_1+M_\Delta-E_П-\rho')}{\sqrt{\sigma_{\Delta E}^2+\sigma_\Delta^2}}, \quad t_1 = \frac{(n-\beta)R'-(E_1+M_\Delta-E_П-\rho')}{\sqrt{\sigma_{\Delta E}^2+\sigma_\Delta^2}}.$$

В (5.1.15) имеют место два случая.

1. При $t_1 > 0$ имеем

$$S(R')_{\%} = 50\left[1-\Phi\left(\frac{(n-\beta)R'-(E_1+M_\Delta-E_П-\rho')}{\sqrt{\sigma_{\Delta E}^2+\sigma_\Delta^2}}\right)\right]. \qquad (5.1.16)$$

2. При $t_1 < 0$ имеем

$$S\ (R')_{\%} = 50\left[1+\Phi\left(\frac{(n-\beta)R'-(E_1+M_\Delta-E_П-\rho')}{\sqrt{\sigma_{\Delta E}^2+\sigma_\Delta^2}}\right)\right]. \qquad (5.1.17)$$

В (5.1.16) и (5.1.17) $\Phi(x) = (2/\sqrt{2\pi})\int_0^x epx(-t^2/2)dt$ –табулированная функция Крампа.

При β=0 выражения (5.1.15) – (5.1.17) характеризуют надежность приема для постоянного уровня помех, т.е. с пороговым уровнем сигнала $E_{со}$, определяемого соотношением (5.1.3).

Полученную зависимость представим в виде удобном для практического использования.. Зависимость уровня $E_с$ сигнала от расстояния R до базовой (передающей) станции (БС) для существующих моделей распространения ОВЧ и УВЧ волн в условиях города в обобщенном виде описывается соотношением (4.2.2′′′). С незначительными преобразованиями (дополнениями) это соотношение можно представить в виде

$$E_с = 10\lg PD - 10n\lg R + K + (\Delta E - \Delta) = E_1 - 10n\lg R + (\Delta E - \Delta) = E_{см} + (\Delta E - \Delta), \text{дБ}, \quad (5.1.18)$$

где в отличии от (4.2.2′′′) введены дополнительные величины

$E_1 = (10\lg PD + K)$ – средний медианный уровень сигнала на «единичном расстоянии» - R=1 (например, R=1 км);

$E_{см} = (E_1 - 10n \lg R)$ – средний уровень (математическое ожидание) сигнала на расстоянии R ($R > 1$).

Характеристика величинам n и K подробно дана в гл.4. Напомним, что значения этих величин определяются выбранной моделью распространения радиоволн и их длины, а также учетом разположений антен БС и АС. . Необходимо заметить, что величины n и K могут уточняться «калибровочными» экспериментальными проверками [46] распространения

радиоволн в реальных условиях выбранного района (города) с целью определения пригодности той или иной модели для прогнозирования медианного уровня напряженности поля.

С учетом соотношения (4.2.2′′′), приведенного к виду (5.1.18), зависимость (5.1.15) - (5.1.16). можно представить следующим образом

$$S_{\%}(R') = 100\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma/|n-\beta|}\int_{R'}^{\infty}\exp\left\{-\frac{\left[R'-\left(\frac{E_{1M}-E_{П}-\rho'}{n-\beta}\right)\right]^2}{2[\sigma/(n-\beta)]^2}\right\}dR' = \tag{5.1.19}$$

$$= 50\left\{1-\Phi\left[\frac{R'(n-\beta)-E_{1M}+E_{П}+\rho'}{\sigma}\right]\right\},$$

где: $\Phi(x) = (2/\sqrt{2\pi})\int_0^x \exp(-t^2/2)dt$, $E_{1M} = E_1 -$ математическое ожидание уровня сигнала (на улицах или в помещениях зданий города) на «единичном расстоянии» R=1 [см. (5.1.18)], $\sigma/|n-\beta| = \sigma_{R'}$ - среднеквадратическое отклонение распределения $S_{\%}(R')$, σ- среднеквадратическое отклонение для пространственных флуктуаций уровня сигнала и затуханий уровня сигнала при проникновении в помещения зданий (ΔE - Δ), дБ.

Выражение (5.1.19) требует пояснения. Во-первых, оно представлено в виде, наглядно показывающем нормальность закона распределения величины R', характеризующую зависимость надежности от расстояния до БС (см. ниже рис. 5.4). Во-вторых, при $n = \beta$, когда уровень помех убывает с ростом R' также как и уровень сигнала и надежность на всех расстояниях от БС не будет меняться и остается такой же, что и у БС при $R' = 0$ (абстрагированный случай, поскольку в приемниках имеются собственные шумы [см. (5.1.5)], и никакой зависимости надежности от R' не будет, вследствие чего выражение (5.1.19) теряет смысл). И наконец, как упоминалось выше, при $\beta = 0$ соотношение (5.1.19) характеризует надежность при постоянном уровне помех, независящем от R'. Такой случай характерен для многозоновых (например, с сотовым построением) систем.

Не исключена возможность использования величины β для оценки изменения влияния в зоне действия БС, удаленных от этой зоны радиосредств с рабочими частотами, совпадающими с частотами БС (см. разд. 5.1.1).

Таким образом, полученная зависимость надежности от расстояния БС характеризует изменение процентной доли территории зоны обслуживания БС, в которой допустимая вероятность ошибки принимаемых сигналов (требуемое отношение сигнал/помеха) сохраняется в заданных пределах, т.е. оценивать соотношение расстояний (радиуса) с уровнем сигнала, удовлетворяющим требуемой помехоустойчивости, с радиусом всей зоны обслуживания. (Подробная аналитическая оценка зависимости $S(R')_{\%}$ и ее взаимосвязи с помехоустойчивостью дается в разд. 5.3).

Возможно применение полученных результатов не только для расстояний, но и для оценки площадей в зоне действия БС. Поскольку R' в

выражении (5.1.15) – (5.1.17) является логарифмом величины R [см. (5.7)] и площадь круга с радиусом R определяется $П=\pi R^2$, то зависимость пространственной надежности от расстояния до базовой станции можно использовать для определения площади зоны действия системы с заданной надежностью или для нахождения доли этой площади относительно площади нормирования с удобной для оценки величиной $R_н$ и площадью $П_н = \pi R_н^2$ в виде $П/П_н = \pi R^2/(\pi R_н^2) = R^2/(R_н^2)$ или $(П/П_н)' = 10\lg[R^2/(R_н^2)] = =20\lg(R/R_н)$, дБ.

Полученная зависимость $S(R')_{\%}$ позволяет решать также и «обратную» задачу: по заданным размерам зоны действия системы, пространственной надежности, параметрам выбранной модели распространения радиоволн (n и K) и характеристикам помехоустойчивости приема сигналов определяются необходимые излучаемая мощность радиопередатчика базовой станции и высота подвеса ее антенн [см 4.2.2′′′)].

Дадим оценку зависимости $S(R')_{\%}$ для различных условий прима радиосигналов в ПНС. Используя значения, приводимые выше в разд.4.2.2, 4.2.4 и табл. 4.2 для $\sigma = \sigma_{\Sigma}$ ($\sigma = \sigma_{\Delta E\Sigma}$, $\sigma = \sigma_{(\Delta E_{\Sigma}-\Delta)}$) и M_{Δ} (приводимые там значения для ОВЧ и низкочастотной части УВЧ диапазонов могут быть скорректированы и для высокочастотной части диапазона УВЧ в соответствии с замечаниями, сделанными в конце разд. 4.2.3), а также вытекающие из (5.1.11) соответствующие математические ожидания параметра $E_{1\Sigma}$ при приеме на улице $E_{1\Sigma M\ ул}$ и в зданиях $E_{1\Sigma M_зд} = E_{1\Sigma M_ул} + M_{\Delta}$, на основании (5.1.16) (ограничимся рассмотрением только этого случая) получаем следующие выражения надежности для различных условий приема:

– на улицах

$$S_{ул}(R')_{\%} = 50\left\{1 - \Phi\left[\frac{R'(n-\beta) - E_1 + E_П + \rho'}{7{,}8}\right]\right\} \qquad (5.1.20)$$

– в помещениях первых этажей

$$S_I(R')_{\%} = 50\left\{1 - \Phi\left[\frac{R'(n-\beta) - E_1 + E_П + \rho' + 23}{9{,}6}\right]\right\}; \qquad (5.1.21)$$

– в помещениях цокольных этажей

$$S_Ц(R')_{\%} = 50\left\{1 - \Phi\left[\frac{R'(n-\beta) - E_1 + E_П + \rho' + 30}{12{,}8}\right]\right\}; \qquad (5.1.22)$$

– в подвальных помещениях

$$S_П(R')_{\%} = 50\left\{1 - \Phi\left[\frac{R'(n-\beta) - E_1 + E_П + \rho' + 37{,}4}{13}\right]\right\}. \qquad (5.1.23)$$

Зависимости надежности приема сигналов от величины расстояния до передающей станции, нормированного к расстоянию, соответствующему математическому ожиданию

$$R'_M = \left(E_{1\Sigma M_ул} - E_П - \rho' + M_{\Delta}\right)/(n-\beta), \qquad (5.1.24)$$

выраженной в относительных единицах измерения (например, км)R(км)/R_M (км) (после перехода от «дБ» к «км»), при значении $n = 4$ (эта величина принимается в качестве примера для модели Бардина-Дымовича) представлены на рис. 5.1.

На рис. 5.1,а. изображены зависимости для постоянного уровня помех

(β=0), на рис. 5.1,б. – для уровня помех, убывающего с ростом расстояния до передающей (базовой) станции [см. (5.1.4)], с коэффициентом β = 0,5. Кривые 1 характеризуют прием на улицах, 2 – в помещениях первых этажей, 3 – в помещениях цокольных этажей, 4 – в подвальных помещениях зданий.

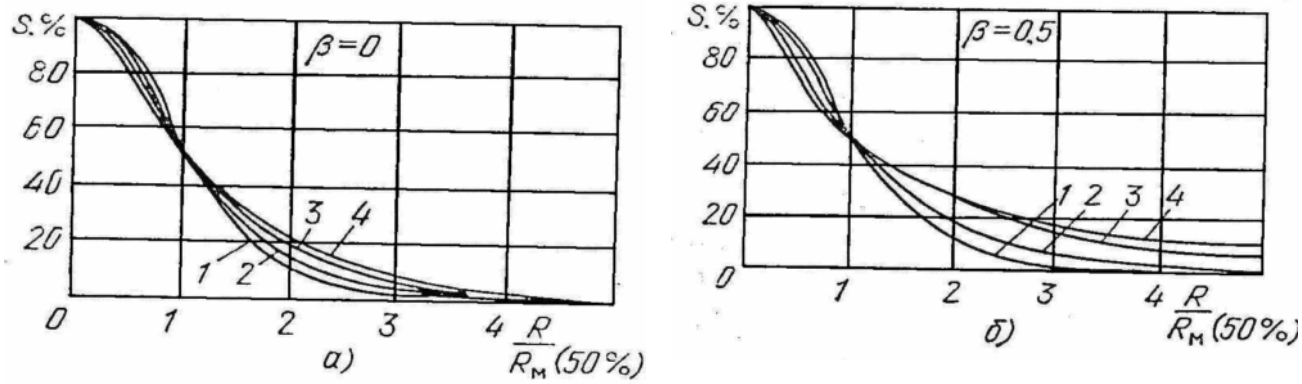


Рис. 5.1. Зависимости пространственной надежности приема сигнала ОВЧ в условиях города от расстояния до передающей (базовой) радиостанции, нормированного к расстоянию с надежностью 50'% : при β=0 (а) и β= 0,5 (б)

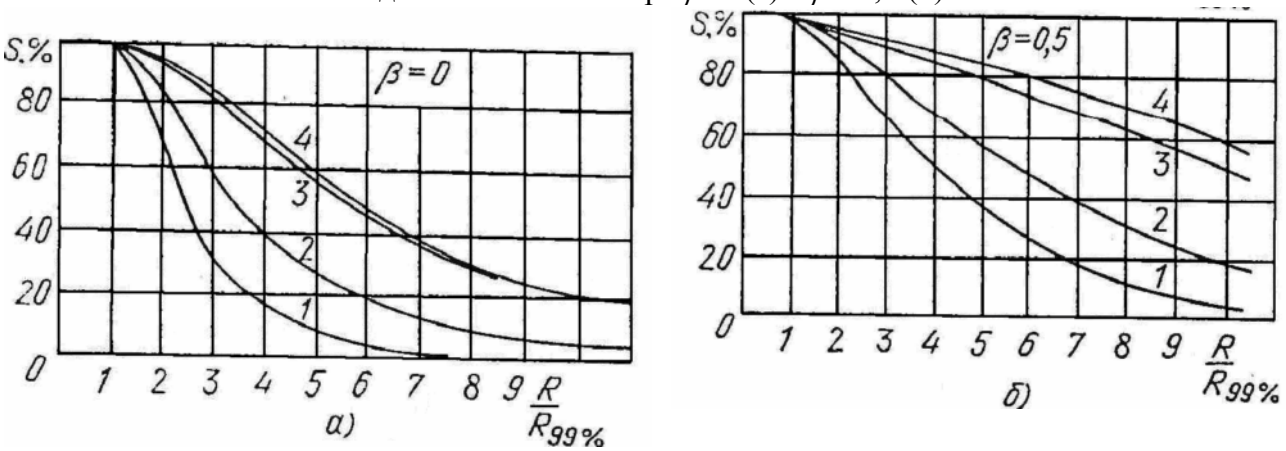


Рис. 5.2. Зависимость пространственной надежности приема сигнала ОВЧ в условиях города от расстояния до передающей (базовой) станции, нормированного к расстоянию с надежностью 99%: при β=0 (а) и β= 0,5 (б)

При заданных значениях надежности приема на границе зоны обслуживания оценку надежности приема сигнала в системе целесообразно производить для расстояния нормировки с надежностью значением выше граничного. Учитывая типичность требований, предъявляемых к качеству работы ПНС в условиях города, надежность приема сигналов на границе действия которых, как правило, задается в виде процентов пунктов обслуживания со значением не менее 70 %, для большей практической полезности на рис. 5.2 представлены зависимости $S(R)$ % для нормированного расстояния относительно расстояния с надежностью 99% - R(км)/$R_{99\%}$(км). Кривые 1, 2, 3, 4 на рис. 5.2 характеризуют надежность приема для условий, аналогичных кривым 1, 2, 3, 4 на рис. 5.1. Из этих зависимостей видно, что с ростом нормированного R величина S уменьшается менее интенсивно при больших значениях среднеквадратического отклонения σ в выражениях (5.1.16) – (5.1.21). При этом следует заметить, поскольку большие значения σ характерны для наихудших условий приема (например, если сравнить прием на

улице и в помещениях), то для удовлетворения заданных S и R требуется больший уровень излучаемых сигналов.

5.2. Средняя пространственная надежность связи в зоне действия базовой станции

Граница зоны действия базовой станции (для радиальной системы – всей зоны действия) обычно определяется предельным расстоянием до этой базовой (передающей) станции, на котором радиосистема удовлетворяет заданной минимально допустимой надежности приема сигналов (или качеству приема сигналов). Немаловажным параметром радиосистемы является также средняя надежность в зоне ее действия обслуживания [107], т.к. обычно типовым требованием является организация связи в любой точке этой зоны. Рассмотренные выше пространственные характеристики надежности приема сигналов позволяют определить эту надежность. При известных зависимостях надежности $S_{\%}(R')$ приема сигнала от расстояния до передающей станции, являющихся непрерывными функциями, на основании теоремы о среднем значении средняя надежность $S_{ср}$ приема внутри зоны обслуживания системы с надежностью приема S на границе этой зоны и граничным радиусом действия $R'_{гр}=20\lg R_{гр}$ определится выражением

$$S_{ср,\%} = \int_0^{R'_{ср}} S(R')dR' / R'_{ср}. \qquad (5.2.1)$$

Подставив (5.1.16) в (5.2.1), получим

$$S_{ср,\%} = 50\int_0^{R'_{ср}} \left\{1-\Phi\left[\frac{R'(n-\beta)-E_1-M_\Delta+E_П+\rho'}{\sigma}\right]\right\}dR'/R'_{гр}. \qquad (5.2.2)$$

После преобразования это выражение при радиусе действия, измеряемом в наиболее часто используемых единицах – километрах ($R_{гр}$[км]), примет вид

$$S_{ср,\%} = 50\left\{1-\frac{\int_0^{20\lg R_{ср}[км]} \Phi\left[\frac{R'(n-\beta)-E_1-M_\Delta+E_П+\rho'}{\sigma}\right]dR'}{20\lg R_{гр}[км]}\right\}. \qquad (5.2.3)$$

На основании (5.2.3) и функциональной взаимосвязи S ($R'_{гр}$) определена зависимость $S_{ср.}=F(S)$, которая показана на рис. 5.3.

В связи с тем, что $R'_{гр}$ определяется для S по зависимости $S(R')$ (5.1.16) – (5.1.17), то независимо от параметров подынтегральной функции Φ (функции Крампа), зависимость средней надежности от граничной надежности приема $S_{ср.}=F(S)$ будет определяться однозначно для различных условий приема радиосигналов в городе и его пригородах (рис. 5.3).

Введем обозначение для граничной надежности $S_{гр}=S$ и для упрощения этой представленной зависимости (рис. 5.3) аппроксимируем ее для наиболее реально используемых в расчетах значений $40\% \le S_{гр} \le 100\%$ в виде

$$S_{ср}=50+0{,}5\,S_{гр}. \qquad (5.2.4)$$

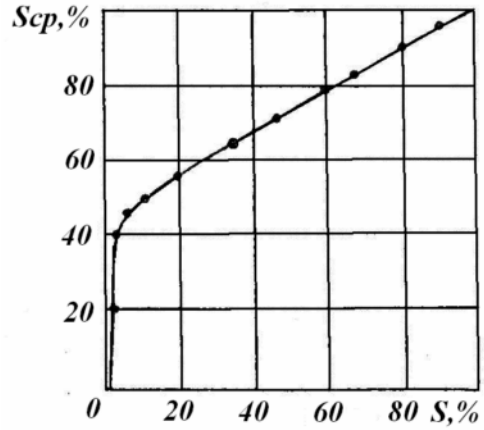


Рис. 5.3. Средняя надежность в зоне действия базовой станции в зависимости от надежности на границе зоны.

5.3. Аналитическая оценка взаимосвязи пространственной надежности связи и помехоустойчивости приема радиосигналов

Одной из важнейшей характеристик систем радиосвязи является помехоустойчивость передачи-приема сигналов. В системах «зонового действия», когда (в отличии от систем – «точка – точка») радиосвязь должна осуществляться в любой точке зоны действия системы и уровни сигнала и помех могут изменяться от точки к точке, происходит и изменение параметров помехоустойчивости. Неоднозначность параметров помехоустойчивости в зоне действия «зоновых систем» может дополнительно характеризоваться надежностью связи.

Поскольку эта надежность характеризует связь по зоне действия системы при заданной помехоустойчивости, то ее, как было обосновано выше, можно рассматривать как пространственную (территориальную) надежность с заданной помехоустойчивостью. (Термин «надежность связи» исторически в основном использовался для оценки качества связи по времени и в основном для КВ дальней связи [34]).

Полученые выше результаты оценки пространственной надежности при заданной помехоустойчивости и ее зависимости от расстояния от БС позволяют исследовать изменения помехоустойчивости прима сигналов во взаимосвязи с пространственной надежностью. Т.е. определить изменение помехоустойчивости в зоне действия радиосистемы при изменениях пространственной надежности.

При этом должны учитываться характеристики радиосигналов с позиции их энергетики, одним из параметров которой является энтропия сигналов.

5.3.1. Взаимосвязь пространственной надежности и помехоустойчивости сигналов

Помехоустойчивость, как известно, определяется видом сигналов и методом их приема. Для оптимальных методов приема различных видов сигналов при флуктуационных шумах помехоустойчивость определена зависимостями, в общем виде для которых можно записать $p = F(h^2)$ (где p –

вероятность ошибки приема элементарного символа; h^2 – отношение энергии сигнала к спектральной плотности флуктуационного шума) или

$$h^2 = \varphi(p). \qquad (5.3.1)$$

Считая на входе решающего устройства (или декодирующего устройства) приемника помеху в виде гауссовского белого шума (условие вполне приемлемое для помех после их прохождения через РЧ и ПЧ тракты приемника [21]), нетрудно произвести коррекцию этих зависимостей для неоптимальных методов приема.

Отношение мощностей сигнала и помехи ρ (в разах) связано с h^2 соотношением (при двоичном кодировании) [20]

$$\rho = h^2 \gamma, \qquad (5.3.2)$$

где γ – эффективность использования полосы частот канала связи, определяемая отношением

$$\gamma = R_{спс}/\Delta F = B/\Delta F, \text{ [(бит/с)/Гц]}. \qquad (5.3.3)$$

Здесь $R_{спс}$ - скорость передачи элементарных сигналов (манипуляции -B) [бит/с], определяемая длительностью их передачи τ_c как $B = 1/\tau_c$, ΔF – полоса частот канала [Гц] (Иногда, для двоичных «двухпозиционных» сигналов вместо γ используют [20] понятие энтропии сигналов - H, в виде взаимосвязи $\gamma = 2H$). Для таких двоичных сигналов в соответствии с соотношением Найквиста - Котельникова $\gamma \le 2$.

При M-арной передаче сигналов, когда с помощью одного элементарного сигнала передается k бит из возможного «алфавита» $M = 2^k$, скорость передачи «алфавитных» бит при заданном ограничении полосы канала (при M-арной фазовой манипуляции -ФМн) [21] будет определяться

$$R_{спс} = \frac{k}{\tau_c} = \frac{\log_2 M}{\tau_c}, \text{ [бит/с]},$$

и, следовательно

$$\gamma = R_{спс}/\Delta F = \log_2 M, \text{ [бит/с/Гц]}. \qquad (5.3.3')$$

При M-арной передаче сигналов с частотной манипуляцией (ЧМн) требуемая полоса частот будет определяться формулой

$$\Delta F = M/\tau_c,$$

а эффективность использования полосы частот выражается следующим образом [64]

$$\gamma = R_{спс}/\Delta F = (\log_2 M)/\mathrm{M}, \text{ [бит/с/Гц]}. \qquad (5.3.3'')$$

Помехоустойчивость практически для всех используемых в настоящее время видов сигналов (модуляции) и всевозможных способов их приема определена (см. например [64]), т.е. определены зависимости $h^2 = \varphi(p)$ (причем, найдены эти зависимости и при введении в передачу сигналов различных видов канального кодирования) и возможно определение ρ в зависимости от h^2 и γ (см., например, (5.3.2) - (5.3.3″), Поэтому подстановка этих соотношений, определяющих требуемое отношение сигнал/помеха – ρ, в выражение для пространственной надежности (5.1.19) позволяет представить в общем виде зависимость надежности приема сигнала от расстояния до передающей станции

как функции от допустимой вероятности ошибки и эффективности использования полосы частот канала

$$S(R,p,\gamma)_{\%} = 50\left\{1 - \Phi\left[\frac{R'(n-\beta) - E_{1M} + E_{П} + 10\lg\gamma + 10\lg\varphi(p)}{\sigma}\right]\right\}. \qquad (5.3.4)$$

Надежность, определяемая (5.1.19) или (5.3.4), характеризует суммарную вероятность нахождения ошибки в пределах от минимально возможного до допустимого значения p. Таким образом, с помощью пространственной надежности приема сигналов можно характеризовать радиоканал совместно с его помехоустойчивостью, оценку которой при этом можно производить как для канала без замираний с аддитивной помехой.

Воспользовавшись результатами анализа по помехоустойчивости приема сигналов на фоне белого шума [21, 132], в качестве примера конкретизируем выражение (5.3.4) для часто применяемых сигналов двоичного кодирования (двоичных сигналов).

При использовании двоичного кодирования, например с сигналами частотной манипуляции (ЧМ), помехоустойчивость приема определяется двумя параметрами: ортогональностью сигналов и отношением сигнал / шум. Зависимости вероятности ошибки от этих параметров описываются табулированными функциями, преобразование которых к виду, удобному для использования в выражении (5.3.4), в ряде случаев является сравнительно сложной задачей. Ограничимся рассмотрением оценки пространственной надежности по помехоустойчивости для наиболее популярного метода широкополосного приема с последетекторным интегрированием. Известно, что при использовании такого метода приема с канальными фильтрами частот «нажатия» и «отжатия», имеющими частотную характеристику одиночного контура, вероятность ошибки приема элементарного символа определяется соотношением [132]

$$p \approx \frac{1}{2}\left[1 - \Phi(1{,}39h^2 - 1{,}24\sqrt{\Delta f\tau})\right],$$

где: Δf – полоса частот, τ – длительность элементарной посылки.

Табулированная интегральная функция $\Phi(x)$ не позволяет выразить параметры h^2 в зависимости от p в виде, удобном для практического использования. Однако табулированность функции $\Phi(x)$ дает возможность однозначно определять ее значение и значение ее аргумента. Имея значение функции $Y=\Phi(x)$, можно определить значения аргумента $x = \hat{\Phi}(Y)$, учитывая при этом допустимые значения $0 \le Y \le 1$. $\hat{\Phi}(Y)$ назовем обратной функцией интегральной функции.

Преобразовав выражение для вероятности ошибки к виду

$$1 - 2p = \Phi(1{,}39h^2 - 1{,}24\sqrt{\Delta f\tau}),$$

можем записать $1{,}39h^2 - 1{,}24\sqrt{\Delta f\tau} = \hat{\Phi}(1-2p)$,

или $$h^2 = \hat{\Phi}(1-2p) + 1{,}24\sqrt{\Delta f\tau})/1{,}39. \qquad (5.3.5)$$

Причем $0 < p < 0{,}5$. Подставив (5.3.5) в (5.3.4), получим

$$S(R,p,\gamma)_{\%} = 50\left\{1 - \Phi\left[\frac{R'(n-\beta) - E_{1M} + E_{П} + 10\lg\left[\frac{\hat{\Phi}(1-2p) + 1{,}24\sqrt{\Delta f\tau}}{1{,}39}\right] + 10\lg\gamma}{\sigma}\right]\right\}. \quad (5.3.6)$$

Полученное соотношение (5.3.6) позволяет охарактеризовать пространственную надежность приема сигналов непосредственно по заданной вероятности ошибки и радиусу действия системы и дать оценку взаимосвязи дальности приема с вероятностью ошибки при неизменной пространственной надежности.

Это соотношение для ЧМ сигналов характеризует лишь частный случай, позволяющими наглядно продемонстрировать взаимосвязь помехоустойчивости и пространственной надежности приема радиосигналов, и является примером для получения подобных соотношений для других типов кодирования и видов сигналов.

5.3.2. Вероятность ошибки и надежность

Графическую иллюстрацию зависимости надежности приема сигналов от расстояния до передающей станции в общем виде (5.1.19) можно представить в виде рис. 5.4.

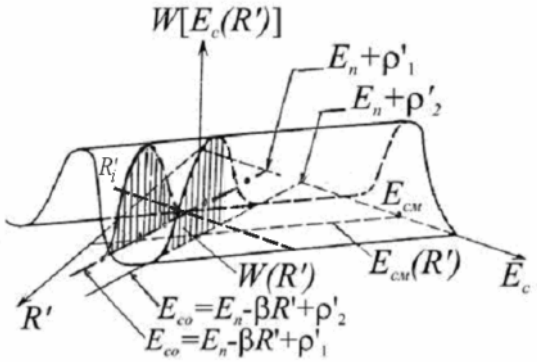


Рис. 5.4. Графическое представление плотности распределения вероятности уровня сигнала по расстоянию до передающей (базовой) станции при различных значениях вероятности ошибки (отношениях сигнал/помеха)

Плотность распределения вероятности уровня сигнала W (E_c) имеет форму гауссовской кривой, которая сохраняется для различных расстояний до передающей станции R' с изменяющимся (убывающим с ростом R') математическим ожиданием уровня сигнала $E_{см}$ (5.1.18). Вследствие этого распределение W (E_c) в зависимости от R', т. е. $W[E_c\ (R')]$, определяется поверхностью, показанной на рис. 5.4. Площадь, сечения поверхности распределения плоскостью, определяемой выражением для порогового уровня $E_{со}$ (5.1.8) (заштрихованная область) дает значение функции распределения W (R'), характеризующей зависимость надежности приема от расстояния до передающей (базовой) станции.

На рис. 5.4 показано два различных (меняющихся) пороговых уровня

сигнала $E_{со}$ для отношений сигнал/помеха ρ'_1 и ρ'_2 ($\rho'_2 > \rho'_1$), которые определяются разными значениями вероятности ошибки приема сигналов соответственно $p_1 > p_2$. Сопоставляя величины площадей сечений для двух этих уровней сигнала для условно заданного расстояния R'_i, можно увидеть, что надежность превышения уровня сигнала по расстоянию R' выше для меньшего требуемого $\rho' = \rho'_1$, соответствующего большей вероятности ошибки p_1.

Более детальную оценку влияния вероятности ошибки на надежность прима сигналов по зоне действия радиосистемы проиллюстрируем на конкретном примере. Рассмотрим помехоустойчивость при оптимальном приеме сигналов для канала без замираний с флуктуационной помехой (случай приемлемый при оценки пространственной надежности, когда уровень сигнала рассматривается в виде порогового и его изменения при этом по пространству имеют «медленный» характер) [24].

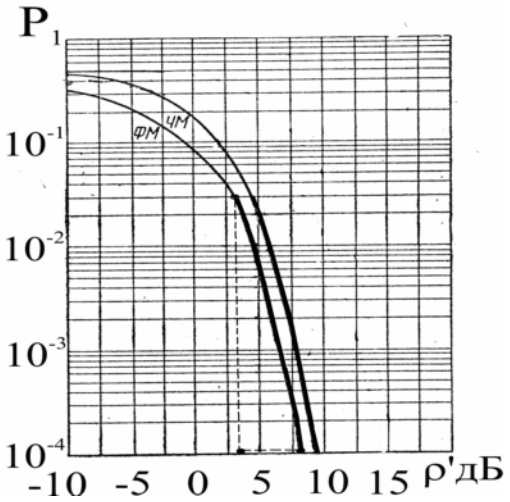


Рис. 5.5. Зависимости вероятности ошибки оптимального приема элементарного сигнала при ФМ и ЧМ от отношения сигнал/помеха

На рис. 5.5 показаны известные [20, 41] зависимости $p=f(\rho')$ – вероятности ошибки оптимального приема элементарного сигнала p от ρ' – отношения мощности сигнала – Pс к мощности шумов – $P_ш$ для фазовой манипуляцией – ФМ (с двоичными противоположными сигналами) и для двоичных сигналов с частотной манипуляцией – ЧМ (при эффективности использования полосы частот γ=2). Заметим, что кривые помехоустойчивости при некогерентном приеме ЧМ сигналов и сигналов относительной ФМ незначительно отличаются от кривых на рис. 5.5, требуемое увеличение значений ρ' составляет 0,8-1,25 дБ. (Для других, многопозиционных, сигналов помехоустойчивость будет отличаться, в том числе более высокими значениями γ, и зависимости $p = f(\rho')$ при необходимости могут быть соответствующим образом скорректированы).

Из рис.5.5 видно (см. пунктирные и выделенные жирные линии), что при уменьшении вероятности ошибки с $p=3\cdot10^{-2}$ до $p=10^{-4}$ требуемое отношение сигнал/помеха увеличивается на $\Delta\rho'$ =5 дБ. Это увеличение позволяет определить изменение пространственной надежности. На рис. 5.6 показаны графики надежности для этих значений вероятности ошибки в зависимости от нормированного расстояния относительно расстояния математического ожидания $R'_{мн}$, приведенного согласно (5.1.19) к виду $[(n-\beta)R'_{мн}]$ для

вероятности ошибки $p=p_н=10^{-4}$ при неизменном среднеквадратическом отклонении $\sigma_{R'}=\sigma / |n-\beta|$ (кажущееся отличие $\sigma_{R'}$ для этих кривых объясняется различием для них масштаба по оси абсцисс, сравните величины математических ожиданий $(n-\beta)R'_{мн}$ (как нормирующего значения) и $(n-\beta)R'_{мi}$). По оси абсцисс откладываются приращения расстояния $[(n-\beta)\cdot(R'_{мн}+\Delta R')]$ в масштабе нормирующего расстояния. На этой оси также отмечено нормированное расстояние математического ожидания $[(n-\beta)R'_{мi}]$ для $p = p_i=3\cdot10^{-2}$.

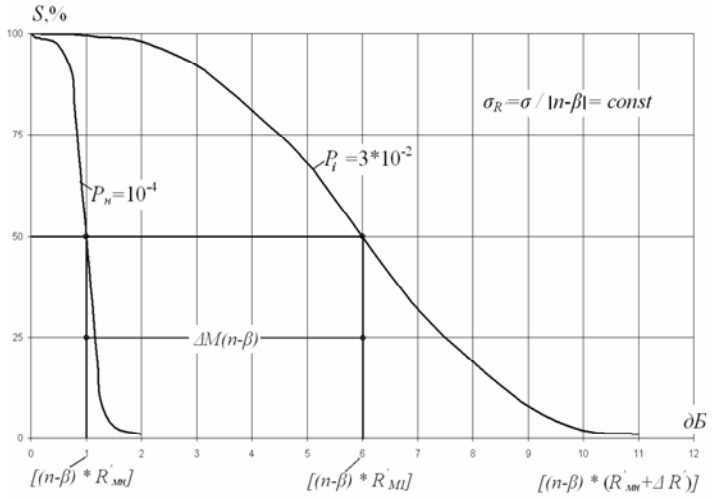


Рис. 5.6. Пространственная надежность при нормировании расстояния до базовой станции к расстоянию математического ожидания $(n-\beta)R'_{мн}$ (при S=50%) для вероятности ошибки $p=p_н=10^{-4}$

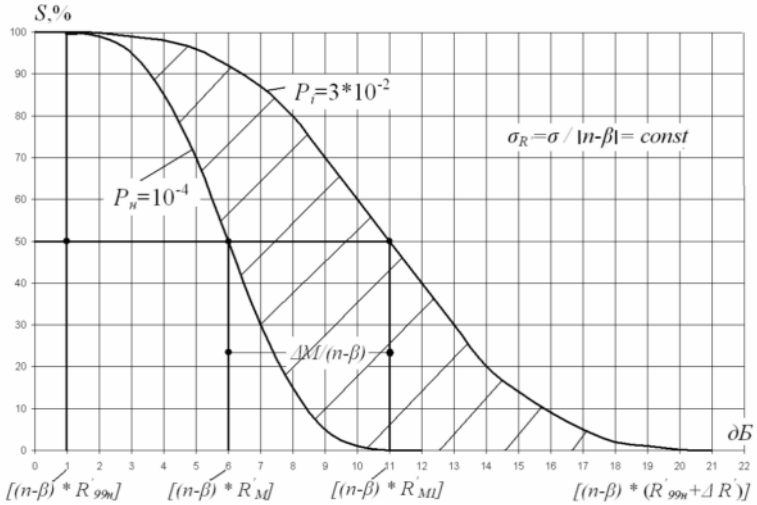


Рис. 5.7. Пространственная надежность при нормировании расстояния до базовой станции к расстоянию $(n-\beta)R'_{99н}$ с надежностью S=99% для вероятности ошибки $p=p_н=10^{-4}$. (Заштрихованная область показывает разницу (изменение) надежностей для $p=p_н=10^{-4}$ и $p = p_i=3\cdot10^{-2}$).

На рис 5.7 показаны эти зависимости при нормированном расстоянии относительно расстояния $[(n-\beta)R'_{99н}]$ также для $p_н=10^{-4}$. Сопоставление зависимостей на этих рисунках показывает, что основным параметром, определяющим разницу зависимостей для $p=p_н=10^{-4}$ и $p = p_i=3\cdot10^{-2}$, можно считать их математическое ожидание. Согласно интегральной функции распределения (5.1.19) математическое ожидание определяется

$$M = M_{R'} = \frac{E_{1M} - E_{П} - \rho'}{n - \beta}, \qquad (5.3.7)$$

и изменение ρ' на величину $\Delta\rho'$ изменяет математическое ожидание M на величину

$$\Delta M = \frac{E_{1M} - E_{П} - \rho'}{n - \beta} - \frac{E_{1M} - E_{П} - (\rho' + \Delta\rho')}{n - \beta},$$

или $$\Delta M(n\text{-}\beta) = \Delta\rho'. \qquad (5.3.7')$$

Как следует из рис. 5.6 и рис. 5.7 и согласно рис. 5.5 $\Delta M(n\text{-}\beta) = \Delta\rho' = 5$дБ.

Рассмотренный пример может служить методикой для оценки взаимосвязи вероятности ошибки и пространственной надежности для интервала значений вероятности ошибки, отличных от значений, используемых в этом примере, и для других типов радиосигналов.

5.3.3. Зависимость параметров надежности от вероятности ошибки и аппроксимированных кривых зависимостей помехоустойчивости

Анализируя зависимости, приводимые на рис. 5.5, можно придти к выводу, что кривые помехоустойчивости можно аппроксимировать и представить упрощенными зависимостями вида

$$\rho \approx k\lg(1/p) - \rho_c, \qquad (5.3.8)$$

где*: k*- коэффициент, определяющий наклон аппроксимированных кривых, что особенно наглядно просматривается на рис. 5.5 (см. выделенные отрезки линий) для значений $p \le 3\cdot10^{-2}$; ρ_c – величина «сдвига» отношения сигнал/помеха.

Например, для оптимального приема ФМ сигналов с H=1 (см. рис. 5.5) в [20] предлагается использовать приближенную формулу Л.С. Гуткина

$$\rho \approx 4{,}6\ \lg(1/p) - 2{,}8. \qquad (5.3.9)$$

Выражение (5.3.8) можно представить в логарифмическом виде

$$\rho' = 10\lg\rho \approx 10\lg[k\lg(1/p) - \rho_c]. \qquad (5.3.8')$$

Изменение вероятности ошибки с нормирующей (сравниваемой) величины $p_н$ до величины p_i обуславливает изменение требуемого отношения сигнал/помеха на величину

$$\Delta\rho' = 10\lg(\rho_i) - 10\lg(\rho_н) = 10\lg[k\lg(1/p_i) - \rho_c] - 10\lg[k\lg(1/p_н) - \rho_c] =$$
$$= 10\lg\{[k\lg(1/p_i) - \rho_c]/k\lg(1/p_н) - \rho_c]\}, \qquad (5.3.10)$$

где: ρ_i и $\rho_н$ – величины требуемого отношения сигнал/помеха соответственно для вероятностей ошибки p_i и $p_н$.

Используя такого вида упрощенные соотношения, можно в наглядном виде оценить изменения пространственной надежности в зависимости от изменения вероятности ошибки – p.

Поскольку, как отмечалось выше, определяющим параметром во взаимосвязи вероятности ошибки (отношения сигнал/помеха) и надежности является математическое ожидание в (5.1.19) и согласно (5.3.7) его изменение определяется $\Delta M(n\text{-}\beta) = \Delta\rho'$, произведем оценку этого изменения на основании полученного соотношения (5.3.10). Результаты этой оценки с параметрами, соответствующими (5.3.9): k=4,6 и ρ_c=2,8, в зависимости от соотношения $p_i / p_н$

вероятностей ошибки p_i, определяющей изменение $\Delta M(n\text{-}\beta)$, и вероятности нормирования (например, заданной) – $p_н$, относительно которой производится оценка надежности, представлены в виде графика на рис. 5.8 (Для сравнения на рис. 5.8 также приводится такая же зависимость с параметрами k=1 и ρ_c=0, которая может служить некоей ориентацией (нормировкой) при возможных подобного рода аппроксимациях других кривых помехоустойчивости).

Знание математического ожидания и его возможного изменения и учетом сохранение постоянства среднеквадратического отклонения $\sigma/|n - \beta| = \sigma_{R'}$, позволяет решить задачу определения изменения пространственной надежности для заданных величин $\rho'_н$, ρ'_i и $\Delta\rho'$ и соответственно – $p_н$, p_i и $p_i/p_н$, которая сводится к определению разницы надежностей

$$\Delta S_{\%}(R', p_i/p_н) = S_{\%}(R', p_i, \rho'_i) - S_{\%}(R', p_н, \rho'_н), \qquad (5.3.11)$$

значения которых рассчитываются по (5.1.19) с использованием табулированной функции $\Phi(x)$.

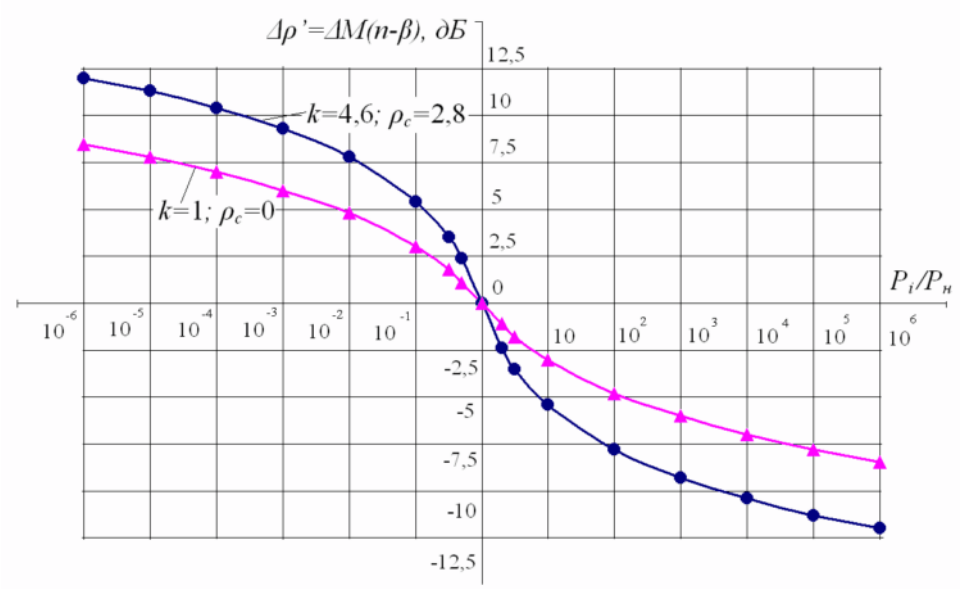


Рис. 5.8. Зависимость изменения математического ожидания пространственной надежности от отношения вероятности ошибки к ее нормированной величине

Например, рассчитана или экспериментально определена пространственная надежность на расстоянии от базовой станции $R_н$ с вероятностью ошибки $p_н$ и требуется определить какова будет надежность на этом же расстоянии для вероятности p_i или на каком расстоянии $R_i = R_н + \Delta R$, будет вероятность ошибки p_i с заданной надежностью. Используя зависимость на рис. 5.8, по соотношению вероятностей $p_i/p_н$ определяется изменение математического ожидания $\Delta M(n\text{-}\beta) = \Delta\rho'$ и затем с с помощью (5.1.19) рассчитываются требуемые величины. Или решаются «обратные» задачи такого типа.

5.3.3. Изменение надежности при изменении параметров помехоустойчивости приема сигналов

Для величины $\Delta S_{\%}(R', p_i/p_н)$ [см. (5.3.11)] можно предложить также аналитическую оценку ее определения. При этой оценке будем использовать

выражение (5.1.19) в упрощенном виде за счет введения в него следующих обозначений:

S(без процентов) ≡ p-вероятность; $R'=x$. (5.3.12)

Тогда можно записать

$$\Delta S= \Delta S(R',p_i/p_н)=S_{\%}(R', p_i, \rho'_i)-S_{\%}(R', p_н, \rho'_н)=S_{\Delta M} - S_0 = p_{\Delta M} - p_0=$$

$$= \frac{1}{\sigma_{R'}\sqrt{2\pi}} \int_{x_П}^{\infty} \exp\{-\frac{[x-(M+\Delta M)]^2}{2\sigma_{R'}^2}\}dx - \frac{1}{\sigma_{R'}\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{x_П}^{\infty} \exp[-\frac{(x-M)^2}{2\sigma_{R'}^2}]dx, \qquad (5.3.11')$$

где: S_0 и p_0 – соответственно надежность и вероятность при математическом ожидании M; $S_{\Delta M}$ и $p_{\Delta M}$ – соответственно надежность и вероятность при математическом ожидании (M+ΔM); M определяется по (5.3.7); $\Delta M = \Delta\rho'/(n - \beta)$ – в соответствии с (5.3.7′); $\sigma_{R'} = \sigma/|n - \beta|$.

Графическое толкование этого соотношения можно представить в виде рис. 5.9, на котором показаны плотности вероятностей для двух математических ожиданий M=0 и M=ΔM (M=0 принято для упрощения дальнейшего анализа). $x_п$ – пороговая величина, относительно которой делается оценка превышения требуемого уровня сигнала (или наибольшее расстояние, на котором выполняется это условие). Заштрихованные площади под кривыми для M=0 и M=ΔM отражают соответствующие вероятности p_0 и $p_{\Delta M}$ (или S_o и $S_{\Delta M}$), и ΔS будет определяться разницей этих площадей. Из рисунка следует, что в силу идентичности обеих кривых эта разница может быть найдена как разница между площадью для $p_{\Delta M}$ (для значений $x \geq x_п$) и площадью для p_0, перенесенной из под кривой для M=0 под кривую для M=ΔM для значений $x \geq \Delta M + x_п$.

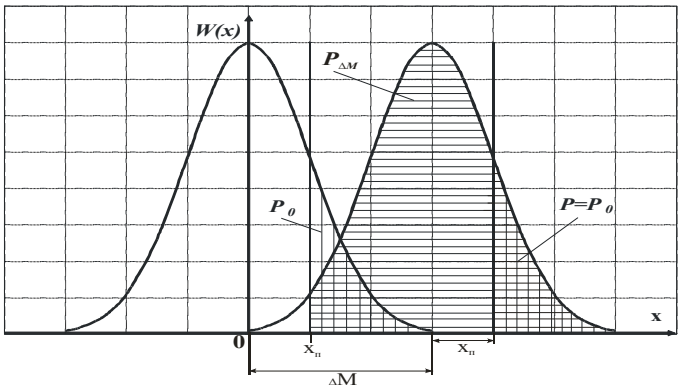


Рис. 5.9. Плотности распределения вероятности уровня сигнала (расстояния до базовой станции) при изменении их математических ожиданий и наличии порогового уровня $x_П$

Аналитически это можно представить в виде

$$\Delta S = S_{\Delta M} - S_0 = p_{\Delta M} - p_0 = \frac{1}{\sigma_{R'}\sqrt{2\pi}} \int_{x_П}^{\Delta M + x_П} \exp[-\frac{(x-\Delta M)^2}{2\sigma_{R'}^2}]dx. \qquad (5.3.13)$$

В соответствии с (5.3.11′) , эту зависимость можно представить в виде, основанном на использовании табулированных функций. Принимая в (5.3.11′) M = 0 (это условие обосновано выше), осуществим следующие преобразования:

1) для $p_{\Delta M} = \frac{1}{\sigma_{R'}\sqrt{2\pi}} \int_{x_П}^{\infty} \exp[-\frac{(x-\Delta M)^2}{2\sigma_{R'}^2}]dx$, осуществив замену переменных $\frac{x-\Delta M}{\sigma_{R'}} = y;\ \frac{dx}{\sigma_{R'}} = dy;\ dx = \sigma_{R'} \cdot dy$

2) для $p_0 = \frac{1}{\sigma_{R''}\sqrt{2\pi}} \int_{x_П}^{\infty} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma_{R'}^2})dx$, при замене переменных $\frac{x}{\sigma_{R'}} = z;\ \frac{dx}{\sigma_{R'}} = dz;\ dx = \sigma_{R'} \cdot dz$ окончательно можно получить

$$\Delta S = p_{\Delta M} - p_0 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{(\Delta M - x_П)/\sigma_{R'}} \exp(-\frac{y^2}{2})dy + \frac{1}{2} - [\frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{x_{П/\sigma_{R'}}} \exp(-\frac{z^2}{2})dz]$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{(\Delta M - x_П)/\sigma_{R'}} \exp(-\frac{y^2}{2})dy + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{x_{П/\sigma_{R'}}} \exp(-\frac{z^2}{2})dz . \qquad (5.3.14)$$

Из этого выражения видно, что величина ΔS зависит от двух переменных и график этой зависимости должен строиться в трехмерных координатах. Чтобы построить график этой зависимости в двумерных координатах (для практически удобного пользования) необходимо одну из переменных принимать как фиксированный параметр. Для этого введем величину $\Delta_{МП} = (\Delta M - x_П)/\sigma_{R'}$. Тогда будем иметь $\Delta M/\sigma_{R'} = x_П/\sigma_{R'} + \Delta_{МП}$ и $x_П/\sigma_{R'} = \Delta M/\sigma_{R'} - \Delta_{МП}$. Задаваясь фиксированной величиной $\Delta_{МП}$, определяющую переменную $(\Delta M - x_П)/\sigma_{R'}$, и изменяя другую переменную $x_П/\sigma_{R'}$ с последующим уточнением $\Delta M/\sigma_{R'}$ (на рис. 5.9 это можно представить как совместное смещение $x_П$ и кривой плотности вероятности, определяющей $p_{\Delta M}$, по оси абсцисс), можно построить график зависимости $\Delta S = F(\Delta M/\sigma_{R'})$.

Параметр $\Delta_{МП}$, в свою очередь, является одним из пределов интеграла в (5.3.16) и определяет для конкретных значений $(\Delta M - x_П)/\sigma_{R'}$ (см. рис. 5.9) предельную (нормирующую) величину надежности $S_Н$. Проведя расчеты величины $S_Н$ для задаваемых значений $\Delta_{МП}$, ее можно использовать также как параметр при оценке ΔS, причем как наиболее удобный для практического использования (например, на рис. 5.6 и 5.7 такой величиной могут быть значения S при нормирующих расстояниях $(n-\beta)R'_{мн}$ и $(n-\beta)R'_{99н}$).

На рис. 5.10 построено семейство зависимостей $\Delta S = F(\Delta M/\sigma_{R'})$ (для ΔS в процентах) при различных фиксированных, практически полезных, значениях величины $\Delta_{МП}$ и $S_Н$ в скобках**.** Заметим, что величина $x_П$, соответствующая $R_П$, может служить расстоянием до базовой станции, на котором производится оценка надежности связи или осуществляется нормировка этой надежности.

Восстановим в (5.3.14) величины, заменив упрощенные обозначения (5.3.12) на величины, используемые в предыдущем анализе с учетом (5.1.19), и

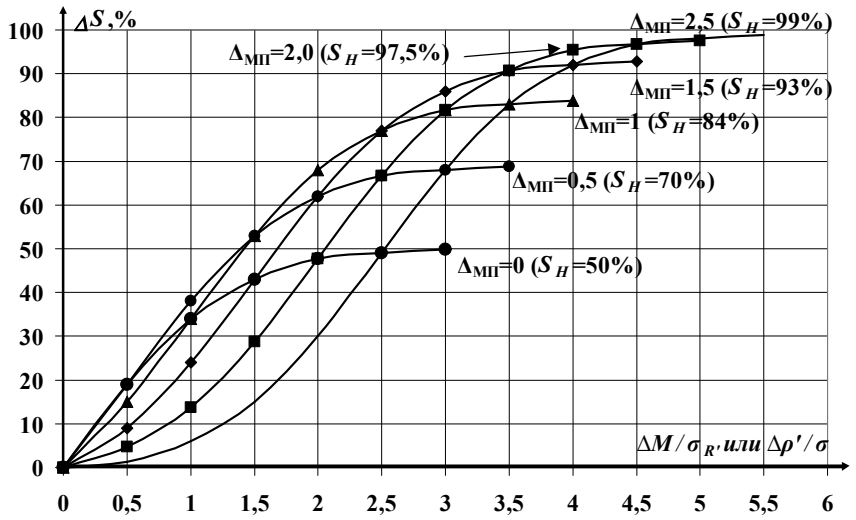


Рис. 5.10. Изменение надежности при изменениях математических ожиданий уровня сигнала и соответствующего ему расстояния до базовой станции

в результате получим окончательное выражение

$$\Delta S_{\%}(R^{'},\Delta\rho^{'}) = (p_{\Delta M} - p_0)*100 = 100[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{[\Delta\rho^{'}/(n-\beta)-R_{\Pi}^{'})]/[\sigma(n-\beta)]} \exp(-\frac{y^2}{2})dy +$$

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{R_{\Pi}^{'}/[\sigma(n-\beta)]} \exp(-\frac{z^2}{2})dz\ ]. \qquad \backslash(5.3.15)$$

В соответствии со сделанными заменами в (5.3.15) раскроем величину

$$\Delta_{\text{МП}} = (\Delta M - x_{\Pi})/\sigma_{R'} = \{\ [\Delta\rho^{'}/(n-\beta)] - R_{\Pi}^{'}\ \}/[\sigma/(n-\beta)] \qquad (5.3.16)$$

и дополним на рис. 5.10 наименование аргумента $\Delta M/\sigma_{R'}$ «раскрытым аргументом» $[\Delta\rho^{'}/(n-\beta)]/[\sigma/(n-\beta)] = \Delta\rho^{'}/\sigma$.

Несмотря на кажущуюся сложность выше сделанных преобразований при выводе соотношения (5.3.15), практическое использование его достаточно просто, поскольку большинство величин в расчетах имеют конкретные числовые значения, После их подстановки решение не требует сложных математических операций, особенно с использованием рис. 5.10. Задаваясь величиной изменения вероятности ошибки приема сигналов относительно заданной $p_{\text{Н}}$, а соответственно изменением требуемого отношения сигнал/помеха $\Delta\rho^{'}$, определяется изменение надежности $\Delta S_{\%}$ с учетом параметра $\Delta_{\text{МП}}$, определяющего возникшую разницу между $\Delta\rho^{'}/(n-\beta)$ и пороговым (например, нормируемым) расстоянием R_{Π}' [см. (5.3.16)].

5.3.4 Пространственная надежность при адаптивном изменении параметров (вида модуляции) радиосигналов к изменению параметров помехоустойчивости их прима

В системах с адаптивно меняющимися видами радиосигналов (модуляции) «переключение» с одного вида на другой происходит при ухудшении качества канала связи для сохранения требуемой вероятности ошибки, например, при удалении от БС. Схематичная иллюстрация этого

приводится в [73] (см. рис.5.11), для условного расширения зон (увеличения радиуса) действия БС, при котором уменьшается отношение мощностей сигнала/шум - $P_c/P_ш=S/N$ в канале и требуется соответствующее изменение вида (модуляции) радиосигнала от BPSK (Binary Phase Shift Keying – бинарная фазовая манипуляция) к QPSK (Quadrature Phase Shift Keying - квадратурная фазовая манипуляция), затем к 16QAM и 64QAM (Quadrature Amplityde Modulation - квадратурная амплитудная модуляция соответственно 16-ти и 64-ех позиционная). Изменение сигналов может производиться не только за счет изменения модуляции, а также уменьшением скорости передачи данных с соответствующим изменением канального кодирования (см. раздел 1.4.3).

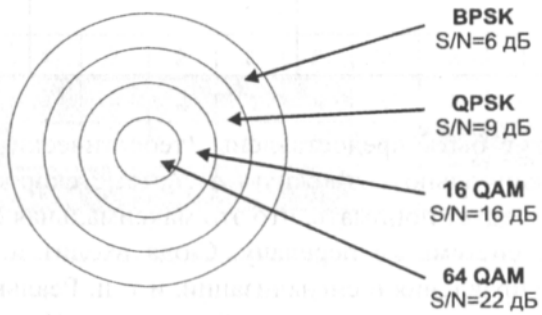


Рис. 5.11. Условные зоны применения различных способов модуляции

Рассмотрим применение полученных выше результатов по оценки территориальной (пространственной) надежности применительно для такого адаптивного изменения вида сигналов. В выражениях, характеризующих зависимость надежности от расстояния $S(R')$ (5.1.15) и (5.1.19), математическое ожидание определяется параметрами в виде $\frac{E_1 + M_\Delta - E_П - \rho'}{n - \beta}$.

При сохранении величин параметров E_1, M_Δ ,E_Π, n, β изменение этого математического ожидания может определяться изменением величины ρ' (дБ), которая в свою очередь определяет вид адаптивно «переключаемых» радиосигналов при условии сохранения требуемой величины вероятности ошибки - p . Вид изменения зависимостей надежности от нормированного расстояния $R/R_{H\,50\%}$ при различных величинах ρ' показаны на рис. 5.12.

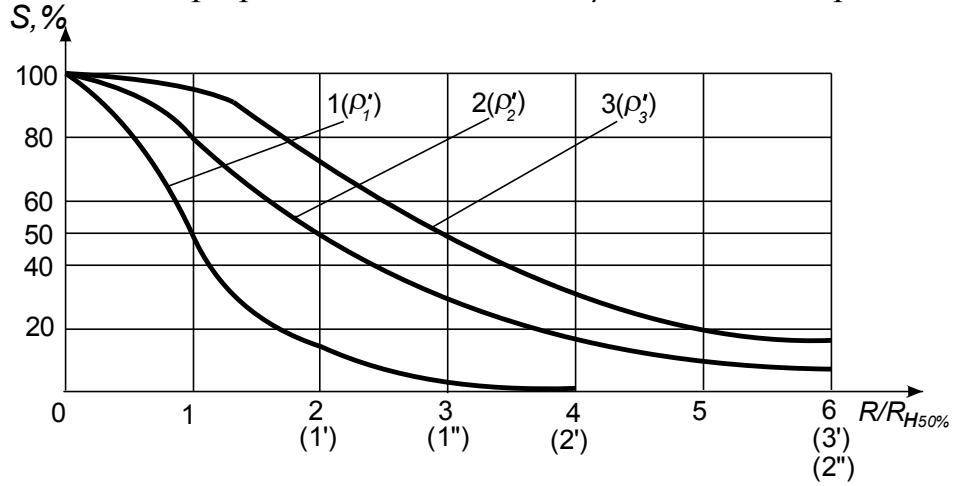


Рис.5.12. Зависимости территориальной надежности от нормированного расстояния до БС- $R/R_{H\,50\%}$ для различных величин ρ' ($\rho'_1 > \rho'_2 > \rho'_3$)

По оси абсцисс отложены значения $R/R_{H\,50\%}$ для кривой – 1 при $\rho'=\rho'_1$, в скобках значения с одним штрихом – для кривой -2 при ρ'_2, с двумя штрихами –для кривой 3 при ρ'_3 ($\rho'_1 > \rho'_2 > \rho'_3$). Причем, следует напомнить, что относительные значения $R/R_{H\,50\%}$ приведены для величин R, переведенных из лагорифмических единиц в абсолютные. Важно также заметить, что дисперсия для всех этих зависимостей одинаковая, а меняется только масштаб (величина) $R/R_{H\,50\%}$ и соответственно математического ожидания $R_{H\,50\%}$ (для S=50%). Величина дисперсии для каждого конкретного случая должна приниматься в соответствии с условиями распространения радиоволн [см. (5.1.20) – (5.1.23)].

Для наиболее практически значимых интервалов значений надежности на рис. 5.13 представлены зависимости S (R') при адаптивно меняющихся четырех видов сигналов с различными значениями ρ' ($\rho'_1 > \rho'_2 > \rho'_3 > \rho'_4$) , удовлетворяющими одинаковому требованию к вероятности ошибки. За нормирующую величину принято расстояние $R_{H99\%}$, соответствующее величине S=99%, которая может рассматриваться как удовлетворительная норма качества связи (хотя эта величина может быть иной при каких - либо особых требованиях к системе связи). Пунктирными линиями показаны зависимости надежности для каждого вида сигналов, а заштрихованные области под результирующей зависимостью позволяют характеризовать среднюю надежность для каждого участка действия различных сигналов. В скобках по оси абсцисс отмечены значения нормированной величины $R/R_{H\,99\%}$ для каждой из кривых: с одним штрихом - для кривой с ρ'_2, с двумя штрихами – для ρ'_3, с тремя - для ρ'_4.

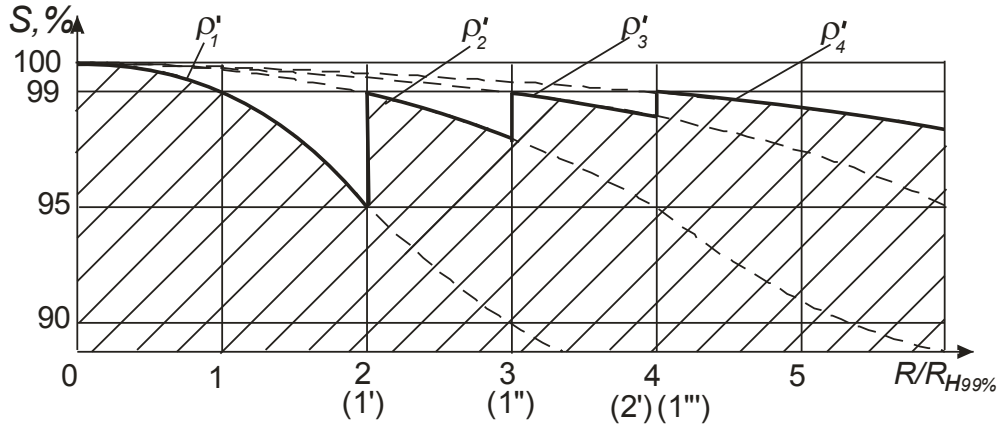


Рис.5.13. Зависимости территориальной надежности от нормированного расстояния - $R/R_{H99\%}$ при адаптивно переключающихся видах сигналов с различной величиной ρ' ($\rho'_1 > \rho'_2 > \rho'_3 > \rho'_4$)

Поскольку порог переключения с одного вида сигнала на другой должен определяться величиной различия ρ' для этих сигналов с заданной вероятностью ошибки, на рисунке показаны переключения для различных значений порогов : при переключении с сигналов с ρ'_1 на сигналы с ρ'_2 принят порог S=95%, с сигналов с ρ'_2 на сигналы с ρ'_3 принят порог S=97%, с сигналов с ρ'_3 на сигналы с ρ'_4 принят порог S=98%.

Зависимость надежности от расстояния до БС при рассмотренном адаптивном переключении видов радиосигналов должна оцениваться по полученному выше соотношениям (5.1.15) и (5.1.16) для каждого участка значений R/R_H использования конкретного сигнала и объединением этих оценок для определения итоговой зависимости. Аналитически это можно представить следующим образом. Введем обозначение

$$R/R_H = x, \quad R = R_H \bullet x \tag{5.3.17}$$

и представим выражение (5.1.16) как функцию $f(x)$ в виде

$$S(R')_{\%} = 50\left[1 - \Phi\left(\frac{(n-\beta)R' - (E_1 + M_\Delta - E_\Pi - \rho')}{\sqrt{\sigma_{\Delta E}^2 + \sigma_\Delta^2}}\right)\right] = f(x), \tag{5.1.16'}$$

где, согласно (5.1.7) и (5.4.1), $R' = 10\lg R = 10\lg(R_H \bullet x)$.

Тогда, считая, что для каждого вида сигнала (значения ρ') надежность в зависимости от расстояния до БС будет определяться функциями $f_1(x)$, $f_2(x)$, $f_3(x) \ldots f_n(x)$ на соответствующих интервалах значений $x = R/R_H$: $0 \ldots x_1$; $x_1 \ldots x_2$; $x_2 \ldots x_3$; $\ldots$ $x_{n-1} \ldots x_n$, надежность с переключением видов сигналов определится

$$f(x) = \begin{cases} S_1 = f_1(x), & 0 < x \le x_1 \\ S_2 = f_2(x), & x_1 < x \le x_2 \\ S_3 = f_3(x), & x_2 < x \le x_3 \\ \ldots \quad \ldots & \ldots\ldots\ldots \\ S_n = f_n(x), & x_{n-1} < x \le x_n \end{cases} \tag{5.3.18}$$

Средняя надежность в зоне действия радиосистемы (БС) с разно вариантными адаптивно переключаемыми сигналами - $S_{cp\Sigma}$ в зависимости от надежности на границе действия БС- $S(R_{гр})$ будет определяться по методике, рассмотренной в разделе 5.2 для каждого интервала значений x, соответствующих действию конкретного вида сигналов $S_{cp1} = F(S_1)$. $S_{cp2} = F(S_2)$, $S_{cp3} = F(S_3)$ $\ldots$ $S_{cpn} = F(S_n)$, и в итоге определится как

$$S_{cp\Sigma} = \frac{1}{x_n}[S_{cp1} \bullet x_1 + \sum_{i=2}^{n} S_{cpi} \bullet (x_i - x_{i-1})], \tag{5.3.19}$$

5.4. Критерии учета влияния радиопомех на прием радиосигналов в помещениях зданий по заданной пространственной надежности связи

Чувствительность радиоприемного устройства определяется известной формулой (см., например, [60]):

$$U_A = \sqrt{4kTR_A \Delta F K_{Ш} \rho}, \tag{5.4.1}$$

где: $k = 1{,}374 \bullet 10^{-23}$ Дж/гр - постоянная Больцмана, T– абсолютная температура (по шкале Кельвина); R_A – активная составляющая сопротивления антенны; ΔF – энергетическая полоса пропускания приемника (тракта ПЧ); $K_Ш$ – коэффициент шума; ρ–отношение мощностей сигнала и внутреннего шума приемника.

Типовыми значениями для современных ОВЧ – УВЧ приемных устройств можно считать следующие величины [56, 107, 53] :R_A составляет доли единиц –единицы Ома, $K_Ш \approx 3 \ldots 8$.

Величина ΔF определяется спектром радиосигнала и нестабильностями частоты радиопередатчика и частотно – избирательных узлов радиоприемного устройства, ρ –требованием помехоустойчивости принимаемых сигналов.

Чувствительность приемника по напряженности электромагнитного поля

$$E = U_A / h_{\text{д}} = \sqrt{4kTR_A \Delta F K_{\text{ш}} \rho} \; / \; h_{\text{д}}, \qquad (5.4.2)$$

где $h_{\text{д}}$ – действующая высота антенны.

Согласно (5.6) и (5.4) с учетом радиопомех (внешних) требуемый уровень сигнала должен составлять

$$E_C \geq \sqrt{\rho[E_{РП}^2 + (U_{Ш} / h)^2]}, \qquad (5.4.3)$$

где: $E_{\text{РП}}$ – уровень радиопомех, прогнозируемый по методике, рассмотренной в гл. 4;

$U_{\text{Ш}}/h_{\text{Д}}$ – уровень внутренних шумов приемника, пересчитанный к его антенне и определяемый согласно (5.4.1) и (5.4.2) как

$$E_{\text{Ш}} = U_{\text{Ш}}/h_{\text{Д}} = \sqrt{4kTR_A \Delta F K_{\text{Ш}} \rho} \; / \; h_{\text{Д}}. \qquad (5.4.4)$$

Принимая во внимание, что источники радиопомех городского происхождения (индустриальные), как правило, расположены вне зданий, то для оценки приема сигналов в помещениях зданий, необходимо рассмотреть соотношения внутренних шумов с радиопомехами в зависимости от затухания последних при проникновении внутрь помещений зданий.

Используя соотношения (4.3.4), (5.1.2), (5.4.3), (5.4.4), после несложных преобразований для суммарного уровня помех на входе приемника, расположенного в помещении здания, можно получить

$$E_{П} = \sqrt{E_{РП.зд}^2 + E_{Ш}^2} = \sqrt{\Delta F\{[\overline{E}_{50,50}\alpha(\Delta\overline{E}_t)\alpha(\Delta\overline{E}_n)/\Delta']^2 10^{-5} + 4kTR_A K_{Ш} / h_{Д}^2\}}, \qquad (5.4.5)$$

где: $E_{РП.зд}$ – уровень радиопомех, проникающих в помещения зданий с улиц города; 10^{-5} – постоянный множитель, соответствующий полосе пропускания измерителя радиопомех 100 кГц [см. (4.3.4)]; $\alpha(\Delta\overline{E}_t), \alpha(\Delta(\overline{E}_n))$–отклонения напряженности поля радиопомех $\Delta\overline{E}_t$ и $\Delta\overline{E}_n$ от среднего значения – $\overline{E}_{50,50}$, соответственно выраженные в разах [см. (4.3.1)]; Δ' – затухание электромагнитного поля в зданиях, выраженное также в разах.

В качестве критерия оценки влияния радиопомех примем величину, сопоставляющую уровень радиопомех, проникающих в помещения зданий, с суммарными помехами прима сигналов

$$\gamma_{П} = E_{РП.зд}/E_{П} = (E_{РП.ул}/\Delta')/E_{П}\gamma_{П} = E_{РП.зд} / \sqrt{E_{РП.зд}^2 + E_{Ш}^2} =$$

$$= \{[E_{50,50}\alpha(\Delta\overline{E}_t)\alpha(\Delta\overline{E}_n)/\Delta']10^{-5}\} / \sqrt{\{[\overline{E}_{50,50}\alpha(\Delta\overline{E}_t)\alpha(\Delta\overline{E}_n)/\Delta']^2 10^{-5} + 4kTR_A K_{Ш} / h_{Д}^2\}}. \qquad (5.4.6)$$

При $\gamma_{П} \leq 0{,}1$ (при сопоставлении помех по мощности $\gamma^2_{П} \leq 0{,}01$) можно с достаточным приближением утверждать, что влияние радиопомех, проникающих в помещения зданий, становится пренебрежимо мало, и при оценке приема сигналов достаточно учитывать только внутренние шума приемника, и для оценки необходимого уровня сигнала можно использовать чувствительность приемника.

Значение затуханий Δ' должно определяться требованиями надежности приема в помещениях зданий – $S_{\%} = F_{\%}$ на основе распределений (4.2.13)-

(4.2.15), показанных на рис. 4.11. Типовыми используемыми в практике значениями надежности для этих условий приема можно считать $S_{\%} = F_{\%}$ =90% и 99%.

Принимая эти значения $S_{\%}$ для определения величины Δ дБ (или Δ' в разах) и величину $\gamma_П \leq 0{,}1$ как значения, относительно которых можно оценивать влияние радиопомех в зависимости от изменения величины затухания Δ и соответственно – надежности $S_{\%}$, на рис. 5.14 по соотношению (5.4.6) построены зависимости $\gamma_П$ от Δ для приема сигналов в различных помещениях зданий. Кривые, обозначенные *1′, Ц, П,* соответственно показывают эти зависимости для помещений первых, цокольных этажей и подвальных помещений зданий при исходных условиях $S_{\%}$ =90% для $\gamma_П \leq 0{,}1$. Кривая *1″* – при $S_{\%}$ =90%.

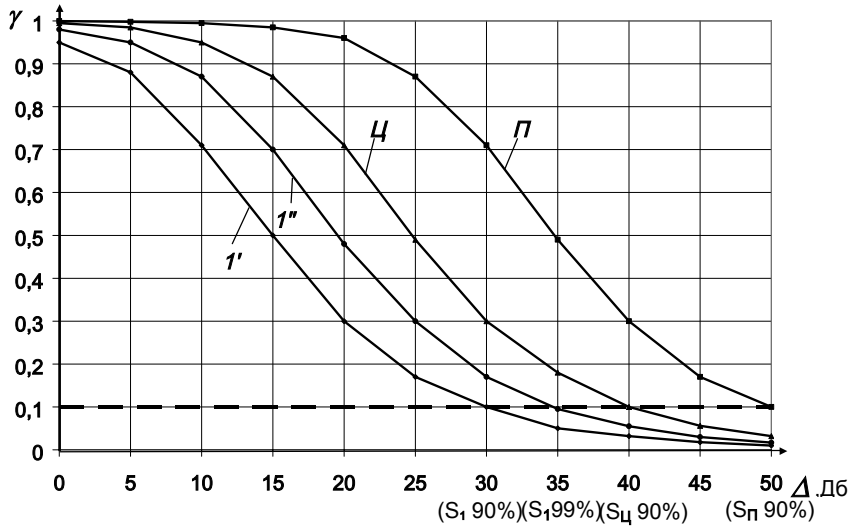


Рис. 5.14. Соотношение радиопомех и суммарных помех в зависимости от затуханий электромагнитных волн, проникающих в помещения зданий, определяемых надежностью приема сигналов

Практическая полезность этих зависимостей заключается в том, что, закладывая в условиях работы радиосистемы требуемую надежность связи в помещениях зданий, можно определить влияние радиопомех или полное пренебрежение ими.

Безусловно, принятие решения о величине доли радиопомех в суммарных помехах при приеме в помещении зданий (учете их или пренебрежении) должно делаться с учетом характеристик радиоприемника в соответствии с соотношениями (5.4.4) и (5.4.5).

Дополнительно следует заметить, что, как правило, для большинства систем ПНС при оценке требуемого уровня радиосигнала на границе зоны действия БС ограничиваются лишь условием надежного приема сигнала в помещениях первых этажей зданий, поскольку уровень сигнала на верхних этажах повышается, а внимание на прием в цокольных и подвальных помещениях не акцентируется. В связи с этим для практического использования на рис. 5.14 показаны две зависимости для первых этажей при $S_{1\%}$ =90% и 99%.

Кроме того, следует отметить, что для отдельных видов ПНС, в которых граница зоны действия радиосистемы проходит по окраинам города,

необходимо дополнительно учитывать ослабление индустриальных радиопомех на этой границе (см. разд.5.1), по которой и определяется минимально допустимый уровень сигнала.

В качестве конкретного примера влияния радиопомех в помещениях зданий в приложении № 5.1 дана оценка для приемного устройства многоадресного радиовызова с чувствительностью $E \approx 10$ мкВ/м и ΔF от 12 до 22 кГц для радиосигналов в диапазоне около 150 МГц при двух вариантах прогнозирования радиопомех, определяемых размерами и индустриализации городов (с числом жителей 10^6 и $6 \cdot 10^6$). Результаты этой оценки представлены на рис.5.15 в виде зависимостей среднего значение уровня помех в полосе 1 Гц- $\overline{E}^2_{п0}$ от затухания электромагнитного поля в зданиях- Δ. Кривые *1 и 2* для города с числом жителей 10^6 соответственно для системы многоадресного радиовызова с единой зоной и для многозоновой (например сотовой) системы. Кривые *3* и *4* для города с числом жителей $6 \cdot 10^6$ соответственно для систем радиовызова с единой зоной и для многозоновых таких систем. Штриховой линией показан уровень спектральной плотности внутренних шумов приемника, пересчитанных к его входу (антенне).

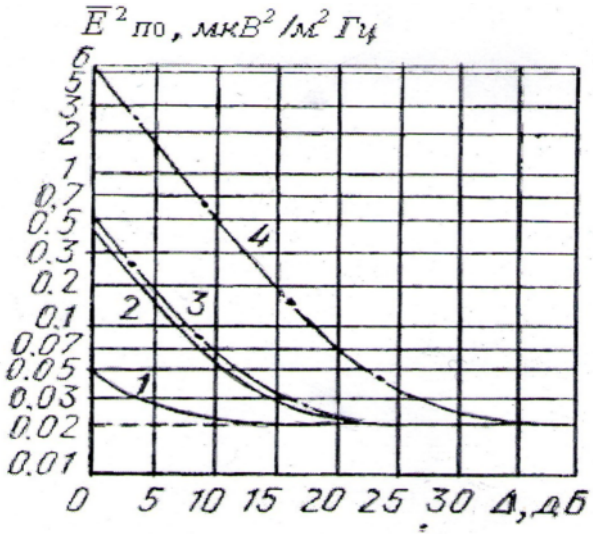


Рис. 5.15. Соизмеримость уровня радиопомех, проникающих в помещения зданий, с внутренним шумом приемника многоадресного радиовызова

Анализируя эти зависимости и сопоставляя их с распределениями вероятности затуханий в зданиях (см. рис. 4.11), приходим к следующим выводам: для различных видов систем многоадресного радиовызова (СПРВ) в городах с числом жителей не более10^6 и систем с единой зоной в городах с числом жителей $6 \cdot 10^6$ при затуханиях электромагнитного поля ОВЧ-УВЧ в зданиях $\Delta \geq 25$ дБ уровни радиопомех, источники которых расположены вне зданий, становятся ничтожно малы по сравнению с внутренними шумами приемника. Эти значения затуханий определяются вероятностью, значения которой лежат ниже необходимых для надежной работы системы (S ≥70%). Вследствие этого при оценке необходимого уровня сигналов, принимаемых в помещениях зданий, для таких систем радиовызова достаточно ограничиться

учетом лишь внутренних шумов приемника, учитывая, конечно, и затухание уровня сигнала относительно уровня сигнала на улице.

Применение такого принципа оценки уровня сигнала для многозоновых систем радиовызова в городах с числом жителей $6 \cdot 10^6$ возможно лишь при надежности работы системы (см. рис. 4.11) в помещениях первых этажей $S \geq 99\%$ ($\Delta \geq 36$ дБ), в помещениях цоколь ных этажей $S \geq 70\%$ ($\Delta \geq 36$ дБ) и подвальных помещениях зданий $S \geq 30\%$ ($\Delta \geq 36$ дБ). При надежности приема сигнала в помещениях (первых этажей зданий $S \geq 90\%$ ($\Delta \geq 30$ дБ) необходимо учитывать влияние внешних радиопомех, за счет которых происходит увеличение уровня помех по сравнению с уровнем внутренних шумов приемника в 1,25 раза (1 дБ) (см. рис 5.15, кривую 4)

Необходимо отметить, что для помещений зданий с источниками радиопомех значительных уровней (цеха заводов, фабрик, помещения с электроустановками и т. п.) необходимо проводить индивидуальную оценку уровней радиопомех, используя для этого, например, методику, описанную [50], и для надежной работы системы принимать специальные меры: или повысить уровень напряженности поля сигналов, например, применив для этого ретрансляторы радиосигналов, или использовать приемные устройства с высокой помехоустойчивостью, отказавшись при этом от ряда требований, предъявляемых к серийным АС и в частости – к приемникам персонального радиовызова, – упрощения в схемных решениях приемного устройства и экономичности потребления энергии источников питания.

5.5. Рекомендации практического использования полученных результатов

Проведенная оценка параметров уровня радиосигнала при его распространении в условиях города, помехоустойчивости и пространственной надежности приема сигналов в зоне действия системы связи позволяет детально характеризовать или рассчитывать их. На основании этой оценки определена взаимосвязь указанных параметров, которая наиболее полно описывает картину изменения передачи-приема радиосигналов в зоне действия системы связи, т.е. позволяет определить как меняется помехоустойчивость и надежность приема сигналов в зависимости от удаленности от базовой станции,

Предложенная выше методика с использованием аппроксимированных зависимостей помехоустойчивости для ФМ противоположных сигналов в канале без замираний (что вполне оправданно для оценки пространственной надежности) наиболее практически значимых видов сигналов , может быть приемлема и для других видов сигналов, отличающихся не только видом модуляции и их энтропией, но и для приема сигналов с учетом их временных замираний.

Все эти результаты позволяют решать технически важные задачи проектирования и оценки качества эксплуатации систем ПНС. Основные виды таких задач приводятся приводятся в приложении № 5.2.

5.6. Выводы

1. Территориальная (пространственная) надежность связи в ПНС характеризуется пространственными (медленными) флуктуациями уровня радиосигнала.

2. Определен метод многопараметрической оценки пространственной надежности связи с учетом требуемого порогового уровня сигнала для заданной помехоустойчивости при меняющемся уровне радиопомех. Кратко такую надежность можно характеризовать как «территориальную (пространственную) надежность при заданной помехоустойчивости».

3. Для радиосигналов, распространение которых в условиях города имеет сложную многолучевую структуру, аналитически получены зависимости территориальной надежности от расстояния до базовой станции для различных условий приема сигналов (на улицах и в помещениях зданий города). Для этих зависимостей определены числовые параметры и их возможные коррекции для радиосигналов ПНС.

Эти результаты позволяют уточнить существующие методы территориального планирования радиосети ПНС и оценки качества (надежности) связи.

4. Для определения средней надежности связи в зоне действия базовой станции определена ее взаимосвязь с надежностью на границе этой зоны.

5. Показана взаимосвязь помехоустойчивости приема сигналов, эффективности использования полосы частот канала связи с пространственной надежностью. Для практически используемых ЧМ радиосигналов и реально используемого способа их приема получено соотношение для этой взаимосвязи.

6. Разработана методика определения зависимости пространственной надежности от изменения вероятности ошибки принимаемых радиосигналов, основанная на использовании аппроксимированной зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/помеха, с примером подробного использования ее для случая оптимального приема ФМ противоположных сигналов не флуктуирующих во времени. Эта методика позволяет наиболее полно представить картину приема сигналов в зоне действия радиосистемы, оценивая изменение надежности связи и помехоустойчивости в зависимости от расстояния до базовой станции.

Пример применения указанной методики для ФМ сигналов является иллюстрацией для подобной оценки территориальной надежности для других видов сигналов и в том с учетом их временных замираний.

7. Определена методика оценки территориальной надежности для адаптивно к требуемой помехоустойчивости меняющихся видов радиосигналов.

8. Сопоставление уровней радиопомех, проникающих в помещения зданий, и внутренних шумов радиоприемника в зависимости от затуханий электромагнитных волн в зданиях как величин, определяемых требуемой

надежностью приема радиосигналов в помещениях зданий, позволили найти критерии, которые позволяют определить условия пренебрежения уровнем радиопомех и использовать чувствительность приемника за требуемый уровень сигнала приема. На конкретном примере системы многоадресного радиовызова дана практическая оценка использования таких критериев.

9. Даются рекомендации практического использования полученных результатов оценки территориальной надежности при заданной помехоустойчивости. В прложении № 5.2 приводится перечень видов задач, которые могут решаться на основе этих результатов.

ГЛАВА 6
РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ТЕРРИТОРИАЛЬНОЙ (ПРОСТРАНСТВЕННОЙ) НАДЕЖНОСТИ СВЯЗИ ЗА СЧЕТ КОМПЛЕКСНОГО АДАПТИВНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ НАЗЕМНОЙ СВЯЗИ С РАЗЛИЧНОЙ ОРГАНИЗАЦИЕЙ ИХ РАДИОСЕТЕЙ

Существует множество методов повышения надежности передачи данных. Это канальное кодирование для исправления ошибок, перемежение (Interleaving) и различные виды разнесенного приема. Сюда также относятся методы, основанные на принципах устранения ошибок приема за счет запроса по обратному каналу повторной передачи ошибочно принятых данных. Такой режим применяется, например, в системах с решающей обратной связью или системах с квитированием (см. разд. 2.4*). В системах сотовой связи для этого используется специальный режим «эквалайзера» Витерби* [153].

Все эти методы применимы при наличии или частичном ухудшении качества сигнала при приеме. При отсутствии или значительном ухудшении сигнала эти методы становятся мало эффективны. Такая ситуация значительного ухудшения радиосигнала может проявляться в отдельных местах зоны действия ПНС и должна характеризоваться территориальной (пространчтвенной) надежностью связи. Для повышения этой надежности предлагается комплексное взаимодействие разновариантных радиосистем, определение и оценка методов которого приводится ниже.

Для оценки повышения надежности передачи-приема радиосигналов в ПНС дадим характеристику их параметрам. Уровень радиосигналов обычно оценивается их мощностью – P_c или напряженностью (обычно электрической составляющей) электромагнитного поля – E_c. В итоге после антенны радиоприемного устройства эти сигналы преобразуются в электрические сигналы и могут характеризоваться их напряжением - U_c. Для удобства дальнейшей оценки воспользуемся этой величиной. Эти сигналы описываются выражением

$$U_c=[U_m(t,t_1)]\sin[\omega(t,t_1)t+\varphi(t,t_1)], \qquad (6.1)$$

где: U_m, ω и φ – соответственно амплитуда, частота и фаза сигнала, $U_m(t_1)$, $\omega(t_1)$ и $\varphi(t_1)$ могут определяться видом модуляции сигналов, а $U_m(t)$, $\omega(t)$ и $\varphi(t)$-характеристиками распространения электромагнитных волн сигналов.

Требуемое значение U_c определяется помехоустойчивостью приема сигналов в виде заданной величины отношения мощностей сигнал/помеха

$$P_c/P_п=U_c^2/U_п^2\geq\rho' \text{ или } U_c=U_п\bullet\sqrt{(P_c/P_n)}\geq U_П\sqrt{\rho}\,. \qquad (6.2)$$

Для определения надежности связи по пространству (по зоне действия системы) важно знание изменения сигнала не в зависимости от времени - t (при медленных флуктуациях), а от расстояния от БС - R и соответственно от возможных путей прохождения радиосигнала. Для этих условий выражение (6.1) преобразуется к следующему виду

$$U_c=[U_m(R,t_1)]\sin[\omega(t,t_1)t+\varphi(R,t_1)]. \quad (6.3)$$

Изменение $\omega(t)$ во времени может происходить при значительных скоростях перемещения приемного устройства, которое определяется эффектом Доплера. Оценка этих изменений является решаемой задачей и не влияющей на выше поставленную задачу для медленных флуктуаций сигнала. Поэтому будем обоснованно полагать $\omega(t)=\omega=$const и выражение (6.3) примет вид

$$U_c=[U_m(R,t_1)]\sin[\omega t_1+\varphi(R,t_1)]. \quad (6.3')$$

Отсюда следует, что зависимость U_c от R может определяться двумя величинами: $U_m(R, t_1)$ и $\varphi(R,t_1)$ [86].

При многолучевом распространении радиосигналов сигнал в точке приема может определяться суммой сигналов приходящих n лучей

$$U_c=\sum_{i=1}^{n}U_{mi}(R,t_1)\sin[\omega t_1+\varphi_i(R,t_1)]. \quad (6.4)$$

В свою очередь, при известных моделях распространения радиосигналов можно определить (спрогнозировать) затухание уровня радиосигнала - $L(k,R,h_1,h_2,\omega)$ в зависимости от R (см. гл. 4), где: k – условная величина, определяющая тип модели в зависимости от условий распространения радиоволн, h_1, h_2 – высоты подвеса антенн, соответственно, БС и АС в месте приема. [Заметим, что проводимая оценка передачи сигналов от БС к месту приема (к АС) – «вниз» справедлива и для сигналов передачи «вверх» (от АС к БС)].

В соответствии с (6.1) и комментариями к выражению (6.3′) для сигнала, излучаемого БС, можно записать

$$U_{c0}=[U_{m0}(t_1)]\sin[\omega t_1+\varphi(t_1)+\varphi_0], \quad (6.1'')$$

где φ_0 –начальная фаза. Представив уровень этого излучаемого сигнала в дБ относительно величины заданного значения, например, - 1 мкВ, как $[U_{c0}]_{дБ}$, уровень сигнала в месте приема будет определяться

$$[U_c(R)]_{дБ}=[U_{c0}]_{дБ}-[L(k,R,h_1,h_2,,\omega)]_{дБ} \quad (6.5)$$

На основании (6.5), а также с учетом обоснований к (6.3′), можно заключить, что поднять уровень (или сохранить требуемый уровень) сигнала возможно за счет изменения величин: U_m, R, ω, h_1,h_2 и $\varphi(R,t)$.

Это соответственно – повысить мощность сигнала, уменьшить (ограничить) размеры зоны действия системы- R, увеличить h_1 и h_2 и использовать различные методы разнесения приема по частоте, по времени и по пространству.

Методы разнесенного приема по времени и по пространству, учитывающие $\varphi(R,t)$, достаточно полно исследованы и находят практическое применение (см. например, [43, 140]). Увеличение высоты антенны мобильной АС в ПНС невозможно по очевидным причинам. Поэтому исследование влияния на надежность связи практически полезно провести для величин U_m, R, ω, h_1. Эти исследования можно разбить на два направления: первое - оценка влияния на надежность величин U_m, R, h_1 и второе - определение возможностей улучшения передачи – прима сигналов за счет изменения ω.

При исследовании первого направления не будем останавливаться на травиальных (общеизвестных) возможностях изменения величин U_m, R, h_1, основанных только на использовании известных и выше рассмотренных характеристик распространения радиоволн и их моделей, а дадим оценку возможных изменений сигнала при комплексном взаимодействии радиосистем с принципиально различными способами их построения в единой зоне действия. При этом ограничимся оценкой взаимодействия систем, используемых в наземной подвижной связи, что определяется тематикой настоящей работы. Хотя предлагаемый метод оценки не исключает его применение и развитие при комплексном взаимодействии систем ПНС с другими видами средств связи передачи данных.

6.1. Обоснование и оценка метода повышения пространственной надежности подвижной наземной сотовой связи за счет дополнения ее радиальными системами

Одними из основных способов построения радиосетей подвижной наземной связи являются радиальный (радиально-зоновый) и сотовый.

При радиально-зоновом способе построения базовые станции работают синхронно с одинаковыми сигналами, каждая из которых обслуживает свою «радиальную зону». Примерами такого способа могут служить отдельные виды транкинговых систем, синхронное радиовещание и системы персонального радиовызова (пейджинг). В радиальных системах расширение зоны действия базовой станции, обычно, достигается за счет увеличения мощности ее радиопередатчика, повышения чувствительности радиоприемника (при двусторонней связи) и высоты подвеса антенн. Из-за того, что все абоненты находятся в такой единой зоне, абонентские трафиковые возможности радиально-зоновых систем весьма ограничены**,** чего нельзя сказать о системах сотовой связи, в которых размеры зоны действия базовых станций (соты), работающих с разными сигналами (или по частоте, или по форме), ограничены**,** главным образом, способностью обслужить (пропустить трафик) необходимого количества абонентов.

Несмотря на такое явное преимущество сотовых систем, особенностью их является отсутствие 100 %-го охвата связью всей территории обслуживаемого региона (например, области). Скорее всего, это связано не с техническими проблемами, а с коммерческим подходом операторов сотовой связи – охватить, главным образом, многонаселенные участки регионов и транспортные магистрали.

На рис. 6.1, в качестве примера, показаны зоны действия сотовой связи (одного из операторов сотовой связи) на территории Нижегородской области. Видно, что существует значительная часть участков, не охваченных сотовой связью. На этом же рисунке показаны зоны действия много - радиальной системы пейджинговой связи.

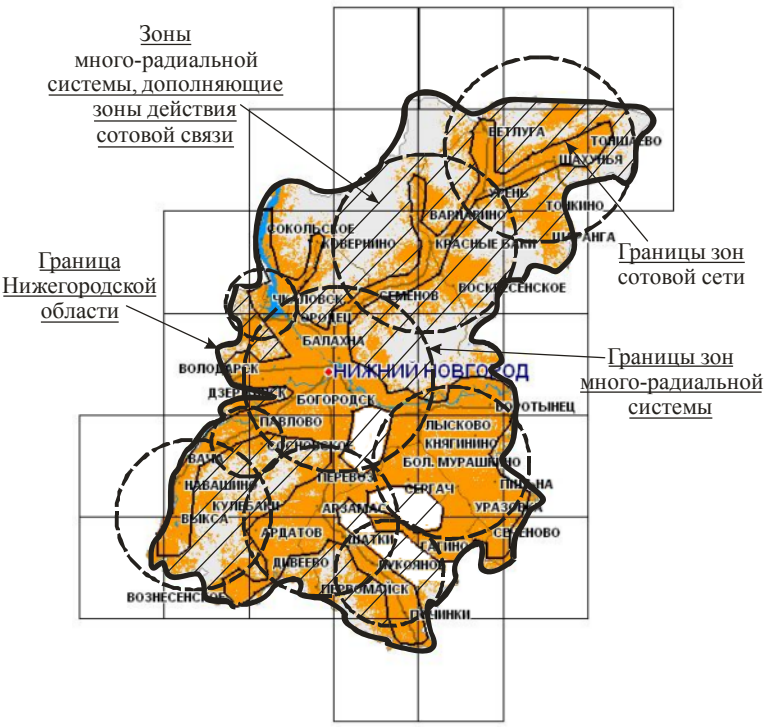


Рис.6.1 Зоны действия сотовой и радиальной систем на примере Нижегородской области

При организации сети связи необходимо учитывать ее важность для мобильных абонентов. Безусловно, желательно, чтобы абоненты не ограничивали себя в своих действиях из-за учета мест в регионе их пребывания, где есть связь, а где ее нет. Кроме того, существуют случаи, когда требуется связь, и в частности, передача данных, экстренного характера, например, о чрезвычайных ситуациях и событиях. Поэтому, создание сети радиосвязи и передачи данных по всему региону является практически полезной и важной задачей.

Количественно покрытие региона связью можно характеризовать пространственной (территориальнй) надежностью – S, подробная оценка которой дана в гл. 5. Она показывает, какой процент территории региона охвачен связью с заданной помехоустойчивостью (заданным качеством). Поэтому такая надежность характеризется (см. гл.5) как «пространственная надежность с заданной помехоустойчивостью» - S.

Так, при S = 100% имеет место полное покрытие региона. Сравнение зон охвата связью различных операторов сотовой связи для различных регионов показывает, что существующая пространственная надежность достигает от 60% и максимум до 75%.

Повышение пространственной надежности подвижной связи может быть достигнуто за счет добавления радиальной системы к сотовой системе и совместного их использования [106], т.е. за счет создания сотово-радиальной сети связи. Причем принципы работы радиальной системы могут основываться на принципах сотовой связи, рассматривая радиальную систему как систему, работающую на основе одной из (или отдельной части) базовых станций сотовой сети. На рис. 6.1 показана зона действия радиальной системы на примере региональной системы персонального радиовызова, наложенной на зоны действия сотовой связи. Откуда видно, что радиальная (точнее

многорадиальная) система может в значительной степени восполнить связью участки, неохваченные сотовой сетью (см. на рис.6.1 заштрихованные участки).

На рис. 6.2 упрощенно показаны в абстрагированном виде зоны (площади) действия сотовой и радиальной систем: пунктирная линия (окружность) – граница зоны действия радиальной системы с площадью этой зоны – $П_{рс}$, сплошными линиями – границы зон действия (сот) сотовой связи с суммарной площадью – $П_{сс}=\sum_{i=1}^{n} П_{БСi}$, с n числом базовых станций (БС), каждая из

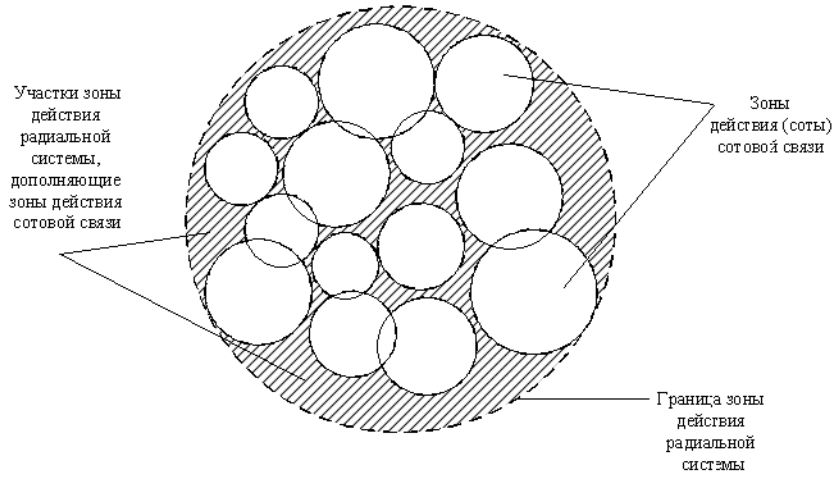


Рис. 6.2 Упрощенное представление зон действие сотовой связи и радиальной системы, дополняющей сотовую сеть

которых обслуживает свою зону площадью $П_{БСi}$ (это условие практически сохраняется и для случая, когда БС сотовой связи может секторно переориентировать направление своего действия). Заштрихованные участки показывают зоны, в которых радиальная система может дополнить отсутствие сотовой связи, площадью – $П_{доп}$. Из рис. 6.1 и 6.2 видно, что

$$П_{доп}= П_{рс} - П_{сс} . \qquad (6.1.1)$$

Пространственная надежность для заданной площади обслуживаемого региона $П_{рег}$ соответственно определится:

$$S_{рс}=100(П_{рс}/ П_{рег}); S_{сс}=100(П_{сс}/ П_{рег}) = 100[(\sum_{i=1}^{n} П_{БСi})/ П_{рег}], \% . \qquad (6.1.2)$$

Повышение надежности за счет радиальной системы определится

$$S_{доп} = S_{рс}- S_{сс} = 100\{(П_{рс}/ П_{рег}) - [(\sum_{i=1}^{n} П_{БСi})/ П_{рег}]\}, \% . \qquad (6.1.3)$$

Заметим, что радиальная и даже много радиальная (радиально-зоновая) система не всегда покрывает связью всю территорию региона (см. рис.6.1) в отличии от абстрагированного случая на рис.6.2, где $П_{рег}= П_{рс}$. Например, при $S_{сс}$ = 75% и $S_{рс}$= 90% и при условии, что зона действия радиальная система ни на каких участках региона не оказывается меньше зоны действия сотовой связи, получим $S_{доп}$ = 15%.

6.1.1. Пространственная надежность связи при взаимодействии сотовой и радиальной систем

Как указывалось выше, пространственная надежность рассматривается как процент территории зоны обслуживания системой связи, в которой связь

осуществляется с заданным качеством, т.е. когда допустимая вероятность ошибки принимаемых сигналов (требуемое отношение сигнал/помеха) сохраняется в заданных пределах.

С другой стороны пространственную надежность можно трактовать по иному, как вероятность наличия (или превышения) требуемого отношения сигнал/помеха в зоне (или участках зоны) действия системы, и такую надежность правильнее назвать, как отмечалось выше, «пространственной надежностью при заданной помехоустойчивости».

Оценка пространственной надежности дана в гл. 5, где с учетом характеристик распространения радиоволн и минимально допустимого (порогового) уровня сигнала в зоне действия системы – $E_{со,}$ соответствующего требуемой помехоустойчивости приема сигналов, определена зависимость пространственной надежности от расстояния до БС при сложной многолучевом распространении радиосигналов диапазонов ОВЧ и УВЧ [см. (5.1.15)**,** (5.1.19) и (5.1.20) - (5.1.23)].

Наиболее сложными условиями распространения радиоволн являются городские условия, которые и возьмем за основу дальнейшей оценки, используя зависимость (5.1.19). Такой выбор можно считать вполне оправданным, поскольку он может служить базой для других условий распространения (пригородные зоны, зоны открытой местности и т.д.), для которых модели распространения радиоволн отличаются в основном за счет исключения или изменения отдельных эмпирических коэффициентов

На рис. 6.3, в качестве упрощенного примера, показаны зоны действия одной базовой станции сотовой связи – $БС_{сс}$ и одной базовой станции радиальной системы – $БС_{рс}$ с совмещенными координатами их расположения. Зона действия $БС_{сс}$ ограничена радиусом $R_{сс}$, определяемым требуемой надежностью – S (например, S =90%), а зона действия $БС_{рс}$ - радиусом – $R_{рс}$ при такой же надежности S ($R_{рс}$> $R_{сс}$ из-за больших излучаемой мощности радиопередатчика и высоты подвеса антенн $БС_{рс}$ и как следствие увеличение величины $E_{1М}$ [см. (5.1.19)] радиальной системы, т.е. $E_{1Мрс}$ >$E_{1Мсс}$. [В (5.1.19) $E_{1М}$ – математическое ожидание уровня (в дБ) сигнала (на улицах или в помещениях зданий) на «единичном» R =1, R'=lg$R$, R-расстояние до БС, нормированное относительно единицы измерения,например,относительно1 км].

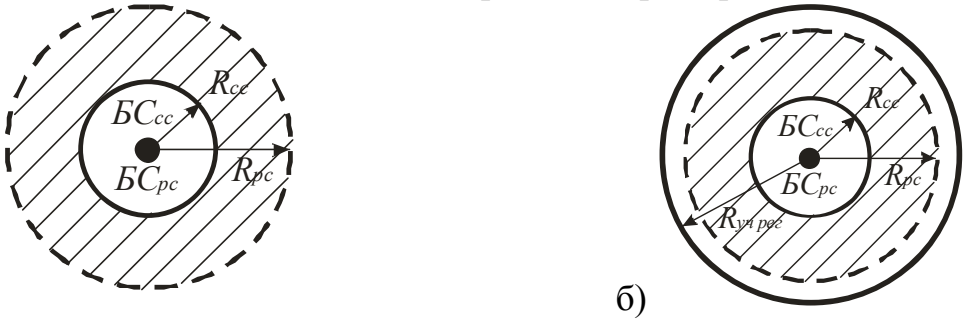


Рис.6.3. Зоны действия базовой станций сотовой связи - $БС_{сс}$ и базовой станции радиальной системы - $БС_{рс}$ с совмещенными координатами их расположения: а) – без учета доли обслуживаемого региона; б) – с учетом доли участка обслуживаемого региона радиусом $R_{уч\ рег}$, когда $R_{рс} < R_{уч\ рег}$

Другой особенностью взаимодействия сотовой и радиальной систем является приоритет работы сотовой системы над работой с радиальной системой в условиях, когда сотовая связь удовлетворяет требуемому качеству (требуемой надежности). Иными словами, радиальная система является адаптивно дополняющей (вспомогательной) для сотовой сети.

С учетом указанных особенностей для случая, показанного на рис. 6.3,а, рассчитаны по (5.1.19)) и представлены на рис. 6.4 графики пространственной надежности для сотовой и радиальной БС в зависимости от нормированного расстояния до БС относительно расстояния математического ожидания $R'_{\text{мн сс}}$ сотовой системы, приведенного согласно (5.1.19) к виду $[(n\text{-}\beta)R'_{\text{мн сс}}]$. По оси

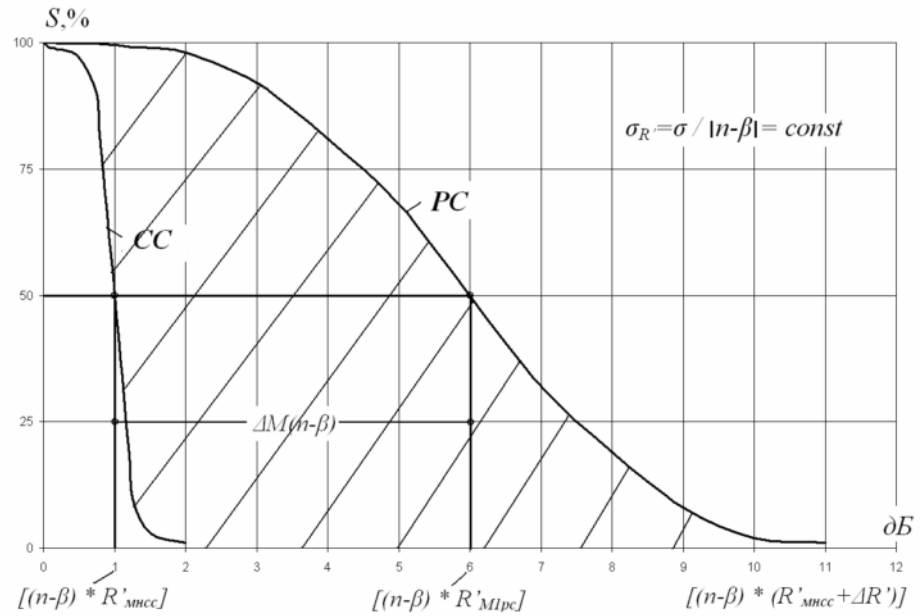


Рис. 6.4. Пространственная надежность сотовой и радиальных систем (БС) при нормировании расстояния до базовой станции к расстоянию математического ожидания $(n\text{-}\beta)R'_{\text{мн сс}}$ (при S=50%) сотовой системы. (Заштрихованная область показывает разницу надежности радиальной и сотовой систем)

абсцисс откладываются приращения расстояния $[(n\text{-}\beta)\cdot (R_{\text{мн сс}}+\Delta R')]$ в масштабе нормирующего расстояния. На этой оси также отмечено нормированное расстояние математического ожидания $[(n\text{-}\beta)R_{\text{м рс}}]$ для радиальной системы. Обе кривые построены для одинакового значения среднеквадратического отклонения распределений надежности $\sigma_{R'}=\sigma/|n\text{-}\beta|$=const. Кажущееся отличие $\sigma_{R'}$ для этих кривых объясняется различием для них масштаба по оси абсцисс [это видно из сравнения величин математических ожиданий $(n\text{-}\beta)R'_{\text{мн сс}}$ (как нормирующего значения при S=50% для сотовой системы) и $(n\text{-}\beta)R'_{\text{м рс}}$ (при S=50% для радиальной системы)].

На рис. 6.5 показаны эти зависимости при нормированном расстоянии относительно расстояния $(n\text{-}\beta)R'_{99\text{н сс}}$ с надежностью 99% сотовой системы.

Сопоставление зависимостей на этих рисунках показывает, что основным параметром, определяющим разницу зависимостей для сотовой и радиальных систем (БС), можно считать их математическое ожидание. Согласно интегральной функции распределения (5.1.19) математическое ожидание

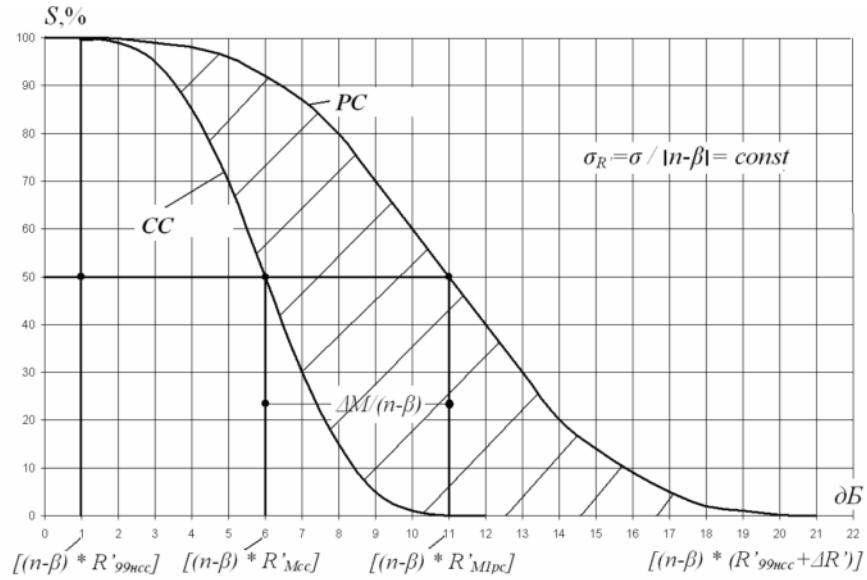


Рис. 6.5. Пространственная надежность сотовой и радиальных систем (БС) при нормировании расстояния до базовой станции к расстоянию $(n\text{-}\beta)R'_{99\text{н сс}}$ с надежностью S=99% для сотовой системы

определяется выражением

$$M = M_{R'} = \frac{E_{1M} - E_{П} - \rho'}{n - \beta}, \qquad (6.1.4)$$

а изменение $E_{1\text{M}}$ от величины $E_{1\text{Mcc}}$ до величины $E_{1\text{Mpc}}$ изменяет математическое ожидание M на величину

$$\Delta M = \frac{E_{1Mpc} - E_{П} - \rho'}{n - \beta} - \frac{E_{1Mcc} - E_{П} - \rho'}{n - \beta},$$

или $$\Delta M(n\text{-}\beta) = E_{1\text{Mpc}} - E_{1\text{Mcc}}. \qquad (6.1.5)$$

Для определения величины изменения надежности при изменение математического ожидания от M (с надежностью S_0) до $M+\Delta M$ (с надежностью $S_{\Delta\text{M})}$ можно записать

$$\Delta S = S_{\Delta M} - S_0 = p_{\Delta\text{M}} - p_0 = \frac{1}{\sigma_{R'}\sqrt{2\pi}} \int_{x_П}^{\infty} \exp\{-\frac{[x-(M+\Delta M)]^2}{2\sigma_{R'}^2}\}dx -$$

$$\frac{1}{\sigma_{R'}\sqrt{2\pi}} \int_{x_П}^{\infty} \exp[-\frac{(x-M)^2}{2\sigma_{R'}^2}]dx, \qquad (6.1.6)$$

где: $x_{\text{п}}$ – расстояние от БС, на котором пороговый уровень сигнала, удовлетворяет требуемой помехоустойчивости, S(без процентов)≡p-вероятность, $R' = x$;

Поскольку надежность определяется для требуемого отношения сигнал – помеха, а уровень сигнала –характеристиками распространения радиоволн, то выкладки сделанные в разделе 5.3.3 для оценки изменения помехоустойчивости при изменении математического ожидания уровня сигнала [см. (5.3.16)] и зависимости, представленные на рис.5.10, применимы для определения изменения надежности за счет дополнения сотовой сети радиальной системой. При использовании этих зависимостей необходимо в качестве аргумента использовать нормированную величину следующего вида $\Delta M/\sigma_{R'}=\Delta M/[\sigma/|n\text{-}\beta|]$.

Как отмечалось в разд.5.3.3, при оценке ΔS величину $S_{\text{Н}}$ можно использовать как исходный параметр, причем как наиболее удобный для практического применения (например, такой величиной могут быть значения S при нормирующих расстояниях $(n\text{-}\beta)R'_{\text{мн}}$ и $(n\text{-}\beta)R'_{99\text{н}}$, показанных на рис. 6.4 и 6.5).

На рис. 6.6 построено семейство зависимостей $\Delta S=F(\Delta M/\sigma/|n\text{-}\beta|)$ (для ΔS в процентах) при различных фиксированных, практически полезных, значениях величины $S_{\text{Н}}$**.** Согласно (5.3.16) и (6.1.6) отметим, что величина $x_{\text{П}}$, соответствующая $R_{\text{П}}$, может служить расстоянием до базовой станции, на котором производится оценка надежности связи или осуществляется нормировка этой надежности. Две кривые для $S_{\text{Н}}$ =99% и 50% могут использоваться для случаев, представленных на рис. 6.4 и 6.5, пунктирная кривая может применяться для другого часто практически встречающего случая при $S_{\text{Н}}$ = 70%.

Таким образом, полученные результаты позволяют определять увеличение надежности при внедрении радиальной системы в сотовую сеть, за

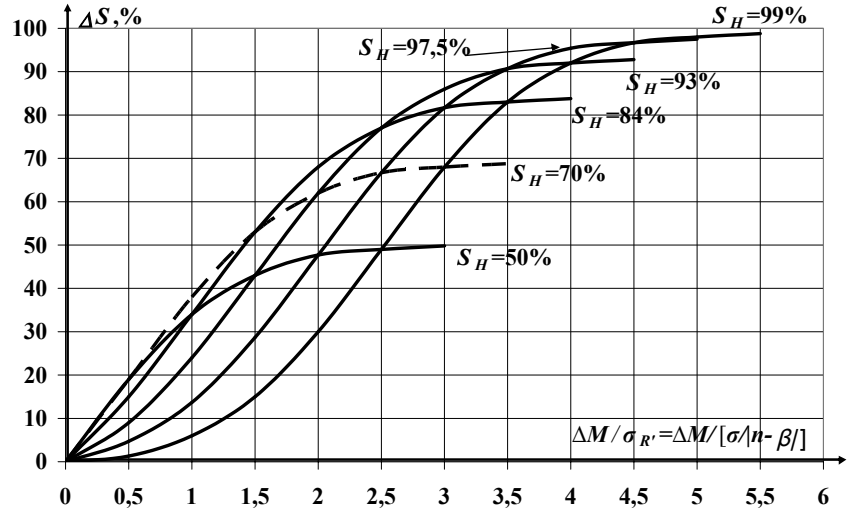


Рис.6.6 . Изменение (увеличение) надежности при изменениях математических ожиданий уровня сигнала за счет добавления радиальной системы к сотовой.

счет сопоставления усредненных медианных уровней их сигналов на «единичном расстоянии» от БС $E_{1\text{Мрс}}$ и $E_{1\text{Мсс}}$ по (6.1.5) , которые могут легко рассчитываться для принятых моделей распространения радиоволн или определяться путем немногочисленных контрольных измерений уровня электромагнитных волн.

6.1.2. Изменение средней пространственной надежности связи за счет введения радиальной системы

Согласно результатов, полученных в гл.5, величинf средней надежности $S_{ср}$ в зоне действия системы в зависимости от надежности на границе зоны действия системы $S_{гр}$ может определяться выражениями (5.2.1) и (5.2.3) или аппроксимированным соотношением, характеризующим эту зависимость для практически используемых в расчетах значений 40% $\leq S_{\text{гр}} \leq$ 100%, в виде (5.2.4)

$$S_{\text{ср}}=50+0{,}5\,S_{\text{гр}}.$$

На основании этого соотношения можно определить изменение средней надежности $\Delta S_{ср}$ при изменения надежности на границе $\Delta S_{гр}$. зоны действия системы как $\Delta S_{ср}=50+0{,}5\ \Delta S_{гр}$.

На рис. 6.7 показан пример определения $\Delta S_{ср}$ с использованием графиков зависимостей надежности от расстояния от БС для сотовой системы и дополняющей радиальной системы при нормирующем расстоянии $R_{нсс99}$, соответствующем надежности сотовой связи $S_{сс}$ = 99%. (Для упрощения записей, в отличии от рис.6.4. и 6.5, на рис. 6.7 приводятся упрощенные обозначения величин по оси абсцисс в виде $R'_{н} = (n\text{-}\beta)R'$). За основу принята требуемая надежность на границе зоны действия системы (систем) $S_{гр} = S'_{гр сс} = S_{гр рс} = 90\%$, которая соответствует расстоянию до БС сотовой системы $R'_{нсс\ гр}$ и для радиальной системы $R'_{нрс\ гр}$.

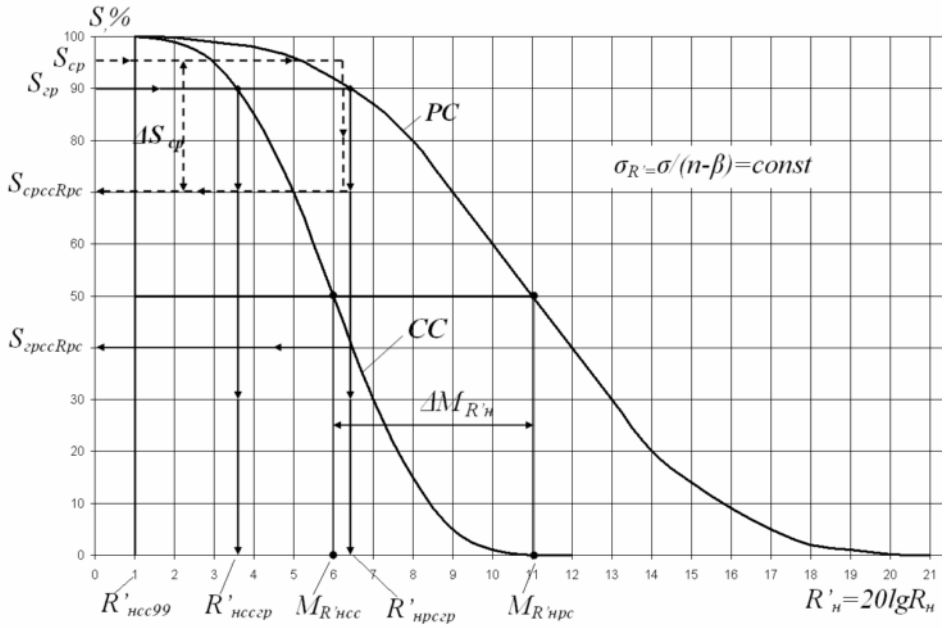


Рис. 6.7. Изменение средней пространственной надежности сотовой связи за счет введения радиальной системы

По соотношению (5.2.4) определяем $S_{ср} = S'_{срсс} = S'_{сррс}$ = 95% (см. пунктирные линии на рис. 6.7). Поскольку расстояния для такой $S_{ср}$ отличаются $R'_{нсс\ гр} < R'_{нрс\ гр}$, то, принимая $R'_{нрс\ гр}$ как увеличенное расстояние от БС за счет радиальной системы, определим для него надежность на границе зоны действия сотовой связи $S'_{грссRсс}$= 40% и далее по (5.2.4) рассчитаем среднюю надежность сотовой системы для такого расстояния $S'_{срссRсс}$ = 70%. Увеличение средней надежности за счет радиальной системы составит $\Delta S_{ср} = S'_{сррс} - S'_{срссRрс} = 95 - 70 = 25$, %.

Полезно заметить, поскольку R' в выражении (5.1.19) является логарифмом величины R (т.е. $R'=10\lg R$), и площадь круга с радиусом R определяется $П = \pi R^2$, то зависимость пространственной надежности от расстояния до базовой станции можно использовать для определения площади зоны действия системы с заданной надежностью или для нахождения доли этой площади относительно площади нормирования с удобной для оценки величиной $R_{н}$ и площадью $П_{н} = \pi R_{н}^2$ в виде $П/П_{н} = \pi R^2/(\pi R_{н}^2) = R^2/(R_{н}^2)$ или $(П/П_{н})' = 10\lg[R^2/(R_{н}^2)] = 20\lg(R/R_{н})$, дБ. Возможно и использование

«обратного» перехода от площади $П$ к радиусу R, используя взаимосвязь $R = \sqrt{П/\pi}$. (Это учтено в качестве примера на рис. 6.7 (см. $R'_{н} = 20\lg R_{н}$)).

6.1.3. Оценка надежности связи при действии нескольких БССс в зоне действия радиальной системы с одной БСрс

Таким образом, для упрощенного варианта рис. 6.3,а определены все необходимые характеристики оценки и сама методика оценки пространственной надежности радиально - сотовой системы. В реальных возможных ситуациях зоны действия сотовой сети внутри зоны радиальной системы, как по количеству, так и по координатам размещения $БС_{СС}$ относительно координат БСрс, отличается от рассмотренного случая (см. рис. 6.1 и 6.2) и является более громоздкой задачей. На рис. 6.8 представлены два частных случая этой задачи: а) – случай с одной БСрс и одной БССс, координаты размещения которой отличаются от координат БСрс; б) – с тремя «смещенными» координатами БССс относительно координат одной БСрс. Величины ΔR показывают расстояние смещения координат БССс от координат БСрс.

а) б)

Рис. 6.8. Зоны действия $БС_{рс}$ и БССс с различными координатами их размещения: а) – для одной БССс, б) – для случая с тремя БССс)

Для использования вышерассмотренной методики необходима коррекция уровня сигнала и величины надежности радиальной системы на расстоянии ΔR ($\Delta R' = 10\lg\Delta R$) размещения БССс относительно размещения БСрс. Такая коррекция делается для каждой БССс с использованием соотношения (5.1.19), и затем определяется увеличение надежности $\Delta S = \Delta S(\Delta R', R')$ за счет радиальной системы по методике, основанной на соотношениях (6.1.7). Для нахождения $\Delta S_{ср}$ используются выражение (6.1.9). Возможен дополнительный, для удобства, расчет зависимостей $\Delta S = F(\Delta M/\sigma_{R'})$, но при этом необходимо учитывать, что подобные рассчитанные зависимости, приводимые на рис.6.6, сделаны для изменения величины математического ожидания ΔM, которое сохраняется, а дополнительное изменение надежности происходит за счет ΔR.

Для определения суммарного увеличения надежности ΔS_{Σ} за счет рассчитанных значений $\Delta S(\Delta R'_1, R')$; $\Delta S(\Delta R'_2, R')$; $\Delta S(\Delta R'_i, R')$ … для каждой БССс проведем оценку на основе площадей зон действия обеих систем. Площади увеличения зоны действия за счет радиальной системы для зоны каждой БССс в отдельности составят

$$\Delta П_1 = П_{РС} - П_{СС1};\ \Delta П_2 = П_{РС} - П_{СС2};\ \Delta П_i = П_{РС} - П_{ССi} \text{ и т.д,}$$

где: $П_{РС}$ – площадь зоны действия радиальной системы (БСрс), $П_{ССi}$ – площадь зоны действия каждой БССс.

Откуда $П_{СС1} = П_{РС} - \Delta П_1$; $П_{СС2} = П_{РС} - \Delta П_2$; $\Delta П_{ССi} = П_{РС} - \Delta П_i$.

Тогда суммарное увеличение площади зоны действия при n БСсс будет определяться

$$\Delta П_{\Sigma} = П_{РС} - (П_{СС1} + П_{СС2} + П_{ССi}) = П_{РС} - (П_{РС} - \Delta П_1 + П_{РС} - П_2 + П_{РС} - \Delta П_i)$$
$$= [\sum_{i=0}^{n} \Delta П_i] - (n-1) П_{РС} . \quad (6.1.7)$$

Поскольку пространственная надежность характеризует размеры зон действия системы связи с заданной помехоустойчивостью, то согласно (6.1.2) и (6.1.3) для суммарного увеличения надежности за счет введения одной БСрс с зоной участка обслуживаемого региона $П_{уч.рег} = П_{РС}$ можно записать

$$\Delta S_{\Sigma} = [\sum_{i=0}^{n} \Delta S(\Delta R'_i, R')] - (n-1) S_{РС} = 100 \{ [\sum_{i=0}^{n} \Delta П_i] - (n-1) П_{РС} \} / П_{РС}, \%. \quad (6.1.8)$$

(При расчетах следует учесть, что соотношение площадей (их нормированной величины) связано с нормированной величиной радиуса (расстояния) в лагорифмическом виде как $10\lg(П/П_н)=10\lg[R^2/(R_н^2)]=20\lg(R/R_н)$, дБ, где $П_н$ и $R_н$ нормирующие величины).

Результаты расчета по (6.1.8) позволяют определить заштрихованные области на рис. 6.2 и 6.8.

Возможен также асимптотический (приближенный) вариант оценки повышения надежности, приведенный к случаю, показанному на рис 6.3, когда суммарная площадь охвата сотовой сети с площадями $П_{СС} = \sum_{i=1}^{n} П_{БСссi}$ (где $П_{БСссi}$ – площадь зоны действия одной i-той БСсс) в зоне действия одной радиальной системы (одной БСрс) может быть представлена в виде «интегрированного круга» с радиусом

$$R_{сс} = R_{\Sigma} = \sqrt{П_{СС} / \pi} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} П_{БСссi} / \pi} . \quad (6.1.9)$$

В этом случае рассмотренная выше методика с использованием (6.1.5), (6.1.6), (5.2.4) и рис.6.6 могут быть однозначно использованы для оценки повышения надежности за счет введения одной базовой станции радиальной системы $-\Delta S_{\Sigma}$.

6.1.4. Пространственная надежность связи при добавлении к сотовой сети много радиальной системы

Для много радиальной системы, например, с m количеством БСрс, методика расчета пространственной надежности и ее повышения сохраняется. Только при этом учитывается, что на долю каждой БСрс приходится часть обслуживаемого региона, $S_{БСрс} < 100\%$(см. рис.3,б), и увеличение надежности в зоне действия такой БСрс происходит относительно этой величины. С учетом этого условия суммарное повышение пространственной надежности в регионе за счет добавления много радиальной системы будет определяться

$$\Delta S_{\Sigma РС} = \sum_{j=0}^{m} \Delta S_{\Sigma j} , \quad (6.1.10)$$

где $\Delta S_{\Sigma j}$ – увеличение надежности за счет каждой БСрс.

Используя соотношение (5.2.4), можно определить увеличение средней надежности.

6.2. Трафиковые характеристики радиальных систем, дополняющих сотовую сеть

Для введения радиальной системы в сотовую систему (сеть) необходимо знать требуемые характеристики радиальной системы, которые в свою очередь определяют ее технико-конструктивные параметры. К таким характеристикам радиальной системы относятся – необходимая ее трафиковая способность и, как следствие, пропускная способность и соответствующие ей параметры радиоканала (радиоинтерфейса). При оценке этих характеристик необходимо учитывать, что взаимодействие радиальной и сотовой систем при удовлетворительности величины радиосигналов обеих систем основывается на приоритетности работы АС с сотовой системой.

Величина трафика в зоне действия системы подвижной связи с количеством абонентов, находящихся в этой зоне - N, и нагрузкой, создаваемой каждым из этих абонентов - A_1, определяется в виде

$$A = N \cdot A_1, \text{ [Эрланг]}. \qquad (6.2.1)$$

В современных условиях, когда сотовая связь получила значительное распространение и сотовый телефон (АС) имеет практически каждый «сознательный» человек, количество абонентов в зоне действия сотовой связи с допустимой точностью можно характеризовать с помощью плотности населения – $ПН$. Для «чисто» сотовой связи, которая, как отмечалось выше, обычно обслуживает «популярные» зоны (пункты) региона с достаточной или достаточно высокой плотностью населения $ПН_{СС}$, число абонентов может прогнозироваться как

$$N_{СС} \approx ПН_{СС} \cdot П_{З\,СС}, \qquad (6.2.2)$$

где $П_{З\,СС}$ – площадь зоны, обслуживаемой сотовой связью.

Используя (6.2.2), суммарный трафик для сотовой системы будет определяться

$$A_{СС} = ПН_{СС} \cdot П_{З\,СС} \cdot A_1. \qquad (6.2.3)$$

Давая подобную оценку радиальной системы, необходимо учитывать, что зона действия дополнительно вводимой этой радиальной системы, рассчитанной на обслуживание «непопулярных» участков региона, плотность населения для таких участков - $ПН_{РС}$ будет значительно ниже $ПН_{СС}$ для действующей сотовой связи. Охарактеризуем это коэффициентом уменьшения плотности населения

$$K_{РС} = ПН_{РС} / ПН_{СС}. \qquad (6.2.4)$$

Очевидно $K_{РС} < 1$. Вышесказанное справедливо также и для условий, когда в «непопулярную зону» временно мигрирует часть абонентов из «популярных зон», например, в какие - либо малонаселенные пункты или лесные массивы.

Для определения числа абонентов, находящихся в зоне дополняющей радиальной системы необходимо также знать размеры этой зоны – $П_{З\,РС}$ или ее долю во всей зоне радиально-сотовой системы. Поскольку пространственная

надежность, оценка которой дана выше, характеризует величину зон действия систем относительно территории обслуживаемого региона или его частей, согласно (6.1.2) и (6.1.3) для соотношения площадей зон действия радиальной и сотовой систем можно записать

$$П_{З\,РС}/ П_{З\,СС} = S_{РС}/S_{СС.,}$$

где $S_{РС}$ и $S_{СС}$ пространственные надежности соответственно для радиальной системы и сотовой сети. Тогда, с учетом (6.2.2) и (6.2.4), для соотношения числа абонентов в радиальной системе $N_{РС}$ к $N_{СС}$ получим

$$N_{РС}/ N_{СС} = (ПН_{РС}/ ПН_{СС}) \cdot (S_{РС}/S_{СС}) = K_{РС} \cdot (S_{РС}/S_{СС}). \qquad (6.2.5)$$

Согласно (6.2.1) трафик в радиальной зоне определится

$$A_{РС} = ПН_{РС} \cdot П_{З\,РС} \cdot A_1 = K_{РС} \cdot ПН_{СС} \cdot П_{РС} \cdot A_1, \qquad (6.2.6)$$

Изменение (уменьшение) трафика в зоне действия радиальной системы по сравнению с трафиком в зоне сотовой связи будет определяться соотношением $N_{РС}/ N_{СС}$ [см. (6.2.5)] и на основании (6.2.3) может характеризоваться величиной

$$A_{Р/С}=A_{РС}/ A_{СС}=N_{РС}/ N_{СС}=(K_{РС} \cdot ПН_{СС} \cdot П_{З\,РС} \cdot A_1)/(ПН_{СС} \cdot П_{З\,СС} \cdot A_1)=$$
$$= K_{РС} \cdot П_{З\,РС}/(П_{З\,СС}) = K_{РС} \cdot (S_{РС}/S_{СС}). \qquad (6.2.5')$$

Ввиду того, что радиальная система дополняет основную сотовую систему в зоне действия связи (см. например, рис.6.1), то $S_{РС}/S_{СС} < 1$, и, учитывая выше сделанное обоснование $K_{РС} < 1$, можем сделать заключение о том, что $A_{Р/С} < 1$. Воспользовавшись выше рассматриваемыми примерами со значениями $S_{РС} = 15\%$ и $S_{СС} = 75\%$ и принимая реальные значения уменьшения плотности населения в «непопулярных зонах» $K_{РС} = 0{,}001 \div 0{,}01$, по (6.2.5′) можно определить $A_{Р/С} = 0{,}0002 \div 0.002$.

Из вышеизложенного следует, что трафик в радиоканале радиальной системы может составлять тысячные – десятитысячные доли трафика в сотовой связи. С учетом этого дадим оценку трафика дополняющей радиальной системы на примере ее взаимодействия с GSM сотовой системой для всех возможных режимов ее работы: при голосовой связи и в режимах передачи данных SMS, GPRS и EDGE. Для этой оценки используем результаты статистической оценки этих видов трафика, приводимых в гл.3. При этом, полагая, что абонентская емкость современной региональной сотовой сети может составлять $N_{СС} = 10^6 \div 10^7$, число абонентов, обслуживаемых радиальной системой согласно (6.2.5)= и (6.2.5′), определится

$$N_{РС} = K_{РС} \cdot (S_{РС}/S_{СС}) \approx 2 \cdot 10^2 \div 2 \cdot 10^4.$$

Для оценки голосовой связи примем типовые значения трафика (входящего и исходящего), приходящегося на одного абонента в час наибольшей нагрузки (ЧНН), которые используются при проектировании сотовых систем,- $A_1 = 0{,}025$ Эрланг при вероятности отказов 0,02. Суммарный трафик для $N_{РС}$ абонентов согласно (6.2.1) будет определяться $A_{РС} = N_{РС} \cdot A_1$. Количество требуемых каналов $N_К$ для такого трафика определяется по табулированной формуле Эрланга для вероятности поступления вызовов в момент, когда все каналы заняты,

$$p_B = \frac{A_{PC}^{N_K}}{N_K! \sum_{Z=0}^{Nk} \frac{A_{PC}^{Z}}{Z!}}.$$

При известном количестве («временных») каналов $N_{К1} = N_{К1max}$, организуемых на одной радиочастоте (одном радиоканале), определяется потребность числа радиоканалов

$$N_{РК} \geq N_К / N_{К1}. \quad (6.2.7)$$

Для голосовой связи $N_{К1} = N_{К1max} = 8$.

Принимая типовое значение для наибольшего количества радиоканалов (радио приемопередающих устройств), используемых в одной БС - $N_{РК\ БС} = 16$, находится доля использования такой БС или необходимое количество БС при требуемых $N_{РК}$ каналов

$$n_{БС} = N_{РК}/N_{РК\ БС} = N_{РК}/16. \quad (6.2.8)$$

Для анализа передачи данных будем использовать результаты статистической оценки в гл.3 и в [126, 83] следующих параметров: скорость передачи данных, приходящаяся на одного абонента, – $B_{АБ}$ [бит/с], количество бит, используемых при одном сеансе передачи данных, передаваемых одному абоненту, – $m_Д$ [бит], время одного сеанса – T_1 [с]. Эти параметры позволяют не только определить трафик передачи данных, приходящийся на одного абонента, – A_1, но и учесть структуру формирования каналов в радио интерфейсе для указанных выше способах передачи данных.

Для оценки передачи данных воспользуемся традиционной методикой определения трафика. Как известно нагрузка создаваемая одним абонентом определяется соотношением

$$A_1 = \frac{d \bullet T_1}{\Delta T_H},$$

где: d – количество сеансов передачи данных за наблюдаемый промежуток времени $\Delta T_Н$.

Воспользовавшись данными, используемыми для оценки трафика голосовой связи, когда среднее время разговора в течение соединения, которое в среднем принимается равным 1,5 мин., можно определить величину $d = d_{ГТ} = 1$. Поскольку время наблюдения, при статистической оценке передачи данных в сотовой связи, принимается - $\Delta T_H = 15$ мин. и отличается от времени наблюдения для голосового трафика, которое составляет $\Delta\ T_{Н\ ГТ} = 3600$ с, скорректируем величину $d_Д$ для передачи данных по соотношению $d_Д = d_{ГТ}\ (\Delta T_Н / \Delta T_{Н\ ГТ}) = 1 \cdot (15 \cdot 60/3600) = 0{,}25$. (Это значение можно подтвердить верхним пределом статистической величины соотношения максимального количества бит, передаваемых данных для одного абонента в ЧНН, к усредненной величине данных, передаваемых за один сеанс их передачи, в соответствии с [126]). Поскольку время одного сеанса передачи данных - $T_Д = T_1$ определяется величиной – $m_Д$ и скоростью передачи данных – B [бит/с], для трафика, создаваемого одним абонентом при передачи данных, можно записать

$$A_1 = \frac{0{,}25 T_Д}{15 \bullet 60} = \frac{0{,}25 m_Д \bullet (1/B)}{900}, \text{ Эрланг.} \quad (6.2.9)$$

Величина суммарного трафика передачи данных в радиальной системы при числе ее абонентов $N_{РС}$, согласно (6.2.1) будет определяться $A_{РС} = N_{РС} \cdot A_1$.

При типовом значении вероятности отказов, принимаемом в сотовой связи равным 0.02, результаты расчетов вышеуказанных параметров, определяющих требования к каналообразующей техники БС при голосовой связи и передачи данных в режимах SMS, GPRS и EDGE, представлены в приложении №6.1. На рис.6.9 по результатам проведенной оценки построены графики зависимости $n_{БС} = F(N_{РС})$, которые наглядно иллюстрируют, что для определенного выше интервала значений возможного числа абонентов радиальной системы при передаче данных во всех возможных режимах - SMS, GPRS и EDGE достаточно всего от1-го до 2-х радиоканалов или 1/16 – 2/16 доли $БС_{РС}$ с шестнадцатью приемопередатчиками (радиоканалами).

При голосовой связи одной $БС_{РС}$ можно обслужить порядка $7*10^3$ абонентов, что является вполне приемлемоым для достаточно крупных региональных сотовых сетей. Для архи крупных, редко встречающихся, сетей может потребоваться две или максимум три $БС_{РС,}$ размещение которых, например, может быть разнесено по территории обслуживаемого региона.

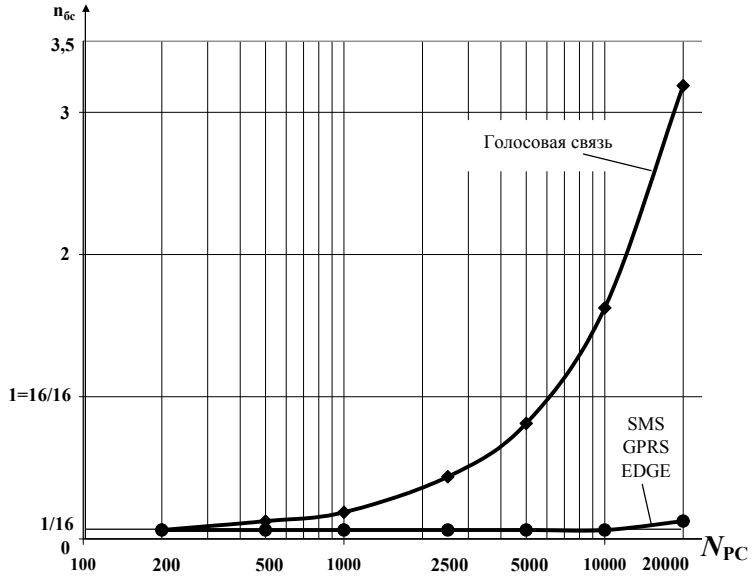


Рис. 6.9. Зависимость количества $БС_{РС}$ от числа абонентов радиальной системы $N_{РС}$

Анализируя эти полученные результаты, нетрудно придти к выводу, что с позиции технико-экономической выгоды, для частного оригинального случая, можно ограничиться использованием в радиальной системе передачей только данных (без голосовой связи). Кроме того, учитывая специфичность обслуживаемых радиальной системой «непопулярных зон», из перечисленных способов передачи данных особо следует обратить внимание на использование в радиальной системе технологии SMS при применении для нее предлагаемого автором оригинального алгоритма работы [109]. Суть его в том, что радиальная система работает только для обмена SMS сообщениями. О таком режиме работы сотово-радиальная система автоматически извещает абонента, находящегося в «непопулярной зоне», и абонента, связывающегося с этим абонентом, в момент связи о том, что абонент, находящийся в «непопулярной зоне» переведен только в режим SMS связи. Это извещение обязывает этих

абонентов перейти в режим SMS передачи. Благодаря такому алгоритму значительно уменьшается трафик радиальной системы и существенно упрощается ее базовая станция (см. табл.6.1 и рис. 6.9). Практическая правдоподобность использования такого алгоритма может быть объяснена такими доводами: находясь в «непопулярной зоне», например, в каком-либо лесном массиве, абонент может себя ограничить SMS связью, сохраняя при этом возможность получить какое-либо экстренное сообщение.

Завершая оценку трафика, следует заметить, что проведенный выше анализ трафика радиальной системы, дополняющей сотовую сеть, сделанный на примере взаимодействия с GSM сетями, справедлив и для других систем, и в том числе – для систем поколения 3G с учетом их способов формирования радиосигналов и передачи данных.

Результаты оценки трафика и необходимого дополнительного радиооборудования при внедрении радиальной системы в сотовую сеть позволяют сопоставить эффективности предложенной радиально-сотовой и традиционной сотовой сетей при решении задачи повышения территориальной надежности региональной подвижной связи. Такое сопоставление можно сделать в виде количественной сравнительной оценки дополнительно вводимых базовых станций для восполнения связью «непопулярных участков» (с низкой плотностью населения, а следовательно, низким трафиком) обслуживаемой территории. Эта оценка проведена для условно «типовой»

Сравнение характеристик структур территориального покрытия «типового» региона подвижной связью сотовой и радиально-сотовой системами Таблица 6.1

Характеристики структуры территориального покрытия региона подвижной наземной связью	**Региональная радиально-сотовая система**	**Региональная сотовая система с выборочной, исключающей «непопулярные участки» зоной действия**	**Региональная сотовая система с частично покрывающей «непопулярные участки» зоной действия**	**Региональная сотовая система с зоной действия, охватывающей всю территорию региона**
Доля «непопулярных зон» для связи в регионе	20…25 %	20…25 %	20…25 %	20…25 %
Доля зоны действия радиальных базовых станций в региональной сотовой системе связи	20…25 %	0 %	0 %	0 %
Доля базовых станций для обслуживания «непопулярных зон»	менее 1%	0 %	5…6 %	10…13 %
Территориальная надежность связи в регионе (доля территории региона, охваченная подвижной связью)	может достигать заданной величины (например, практически используемого значения 99%)	75…80%	85…90%	может достигать заданной величины (например, практически используемого значения 99%)

региональной структуры покрытия подвижной связью, с характерными для Европейской части РФ долями территории «непопулярных участков». Результаты этой оценки представлены в таблице 6.1.

Из таблицы следует, что при повышении территориальной надежности за счет организации связи в «непопулярных участках» необходимое количество дополнительно вводимых базовых станций в радиально-сотовой системе значительно (практически более чем на порядок) меньше чем в обычной сотовой системе. Это позволяет характеризовать применение радиально – сотовой системы как наиболее рентабельное и позволяющее эффективно решать проблемы оповещения населения о чрезвычайных ситуациях всего региона.

6.3. Алгоритмы организации взаимодействия радиальной и сотовой систем

Сетевое построение взаимодействующих радиальной и сотовой систем в обобщенном виде может быть представлено в виде схемы на рис. 6.10, на котором, в отличии от обычных сотовых систем, к $БС_{СС,}$ с их зонами (сотами) действия (на рис. в качестве примера показаны две $БС_{СС}$), добавлена $БС_{РС}$ с ее зоной действия (сотой), охватывающей (дополняющей) зоны $БС_{СС}$. $БС_{СС}$ и $БС_{РС}$, взаимодействующие в их зонах действия с абонентскими станциями (АС), образуют подсистему БС (ПБС). Работа $БС_{РС}$ также как и $БС_{СС}$ организуется через контроллер БС (КБС). КБС традиционно взаимодействует с транскодером (ТК), ТК – с центром коммутации подвижной связи (ЦКПС), который осуществляет не только внутрисистемную коммутацию, но и выступает в роли интерфейса для доступа «внешних сетей», таких как телефонная сеть общего пользования (ТФОП), передачи данных и т.п.

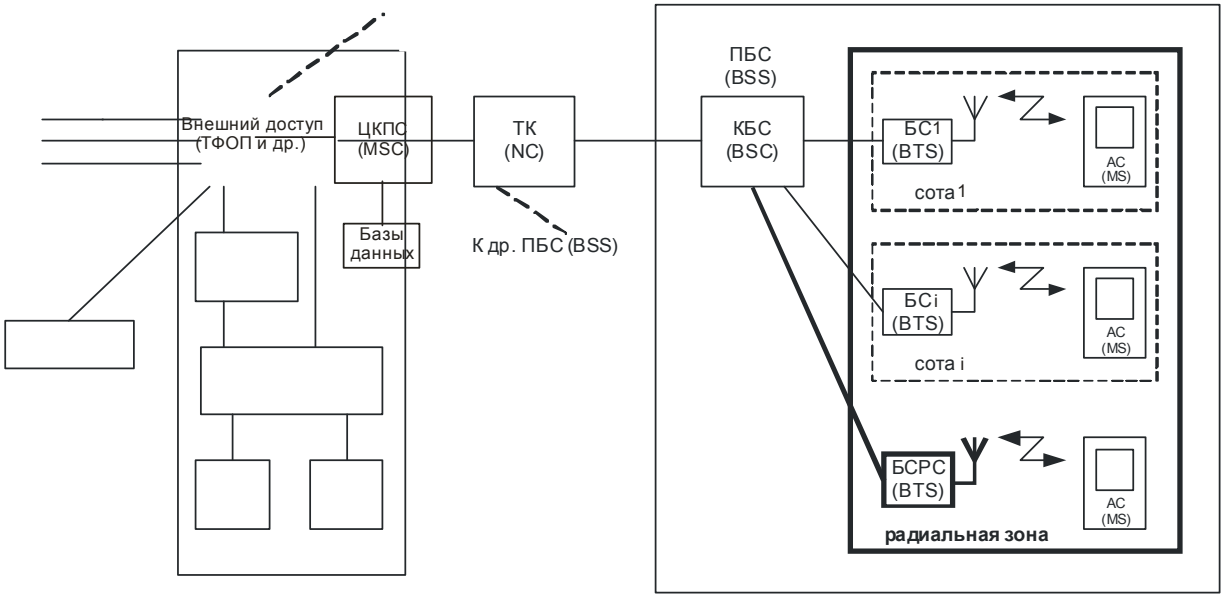


Рис. 6.10. Схема взаимодействия радиальной и сотовой систем

Как следует из этой схемы, взаимодействие $БС_{РС}$ с сотовой связью осуществляется через КБС и ТК к ЦКПС, задачей которых в условиях

неудовлетворительного сигнала от базовых станций сотовой связи является переключение АС с работы с БС $_{СС}$ на работу с БС$_{РС}$. Такое переключение можно рассматривать как хендовер между сотами. Причем, такой хендовер может осуществляться как между сотами с БС $_{СС}$ и БС$_{РС}$,управляемыми одним КБС, так и между сотами под управлением разными КБС, но относящихся к одному и тому же ЦКПС.

Проиллюстрируем с помощью рис. 6.11 условия работы хендовера при изменении (ослаблении) уровня сигнала (отношения мощностей сигнала и помехи – $P_С/P_П$) в зависимости расстояния – R от соседних БС$_{СС1}$ и БС$_{СС2}$, а также – от БС$_{РС}$ при заданном минимально допустимом (пороговом) уровне $(P_С/P_П)_{ПОР}$ для нормальной (с требуемой помехоустойчивостью) работы АС.

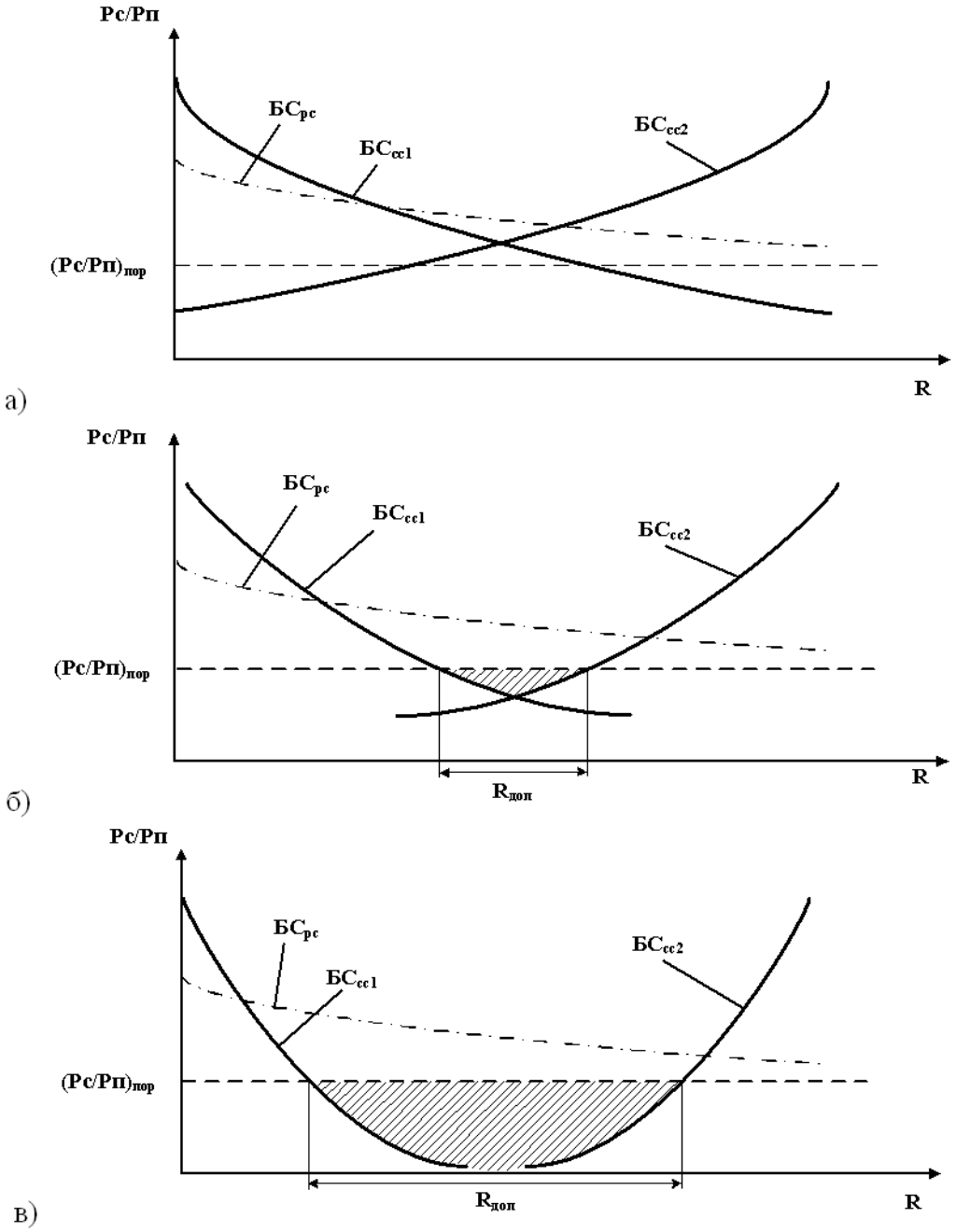


Рис. 6.11. Условия хендовера в радиально-сотовой системе: а)- хендовер между БС$_{СС1}$ и БС$_{СС2}$; б)- хендовер между БС$_{СС}$ и БС$_{РС}$ при слабых сигналах БС$_{СС1}$ и БС$_{СС2}$; в)- хендовер между БС$_{СС}$ и БС$_{РС}$ при сигналах БС$_{СС1}$ и БС$_{СС2}$, уменьшающихся до нуля

На рис. 6.11,а видно, что при перемещении от $БС_{СС1}$ к $БС_{СС2}$ уровень их сигналов на границах зон действия не оказывается ниже $(P_C/P_П)_{ПОР}$ и возможен хендовер между ними. Не смотря на то, что уровень сигнала от $БС_{РС}$ на этих границах выше этих БС, хендовера на $БС_{РС}$ не происходит – «условие приоритетности сотовой системы над радиальной».

Хендовер на $БС_{РС}$ происходит только при условии, когда уровень сигнала от $БС_{СС1}$ и $БС_{СС2}$ становится ниже порогового (см. рис. 6.11,б). При этом происходит восполнение связи или ее улучшение за счет $БС_{РС}$ на участке $R_{ДОП}$.

Рис. 6.11,в иллюстрирует хендовер на радиальную систему при значительных расстояниях между зонами действия $БС_{СС}$, когда их уровень сигнала между этими зонами уменьшается до нуля, и $R_{ДОП}$ с восполнением связи возрастает.

Поскольку приведенный пример скорее иллюстрирует идею взаимодействия радиальной системы с сотовой сетью, для обоснованного определения алгоритма хендовера при таком взаимодействии проанализируем принципы его организации.

Контроль мощности передачи базовой станцией как правило не используется. Его применение скорее ограничивается расчетами при проектировании и частотно-территориальном планировании сотовой сети. К примеру, хэндовер помимо удержания абонента на связи при перемещении из зоны действия одной станции в другую, так же может выполняться в случае необходимости освобождения канала, при его перегрузке, либо изменении канала связи с целью увеличения эффективности организации связи.

В свою очередь, сам хэндовер делится на составляющие части: методология, протокол, алгоритмы и метрики. Остановимся подробнее на метриках и алгоритмах.

Проведение процедуры переключения с одной станции на другую должно базироваться на строгих вычислениях определенных величин – метрик, от которых зависит успешность дальнейших мероприятий в хендовере. В документации ETSI (Европейский Институт по Стандартизации в области Телекоммуникаций) [147, 146] описаны основные показатели, по которым можно судить о качестве связи мобильной станции и передающей, базовой. Согласно документу GSM 05.08 [147], в течение незанятых тайм-слотов мобильный телефон сканирует Broadcast Control Channel по 16 соседним сотам и формирует список из шести лучших "кандидатов" для осуществления хэндовера, на основании данных об уровне принимаемого сигнала (Received Signal Strengs -RSS).. Эта информация передается на КБС и в ЦКПС для ее использования алгоритмом хэндовера.

Алгоритм принятия решения относительно инициации хэндовера не специфицирован в рекомендациях стандарта GSM, но тем не менее можно перечислить[157, 43] основные методы организации применяемых алгоритмов:

– метод сравнения уровней сигнала - RSS.

– метод порогового уровня (Threshold),

– гистерезис (запаздывание)

– выдержка времени (Dwell timer)

– комбинации вышеперечисленных методов

Анализ указанных алгоритмов принятия решения инициации межсистемного хэндовера и обоснование моделирования алгоритма приоритетного хэндовера составляющих радиальной и сотовой связи приводится в приложении №6.2. В результате этого анализа показано, что для синтеза алгоритма приоритетного хэндовера составляющих радиальной и сотовой связи необходимо объединение алгоритмов для случаев «слабого сигнала» и «скоростного движения»(рис. приложения №6.2.4 и №6.2.5).

Объединение этих алгоритмов в единый, общий и окончательный представлено в виде блок – схемы, показанной на рис. 6.12.

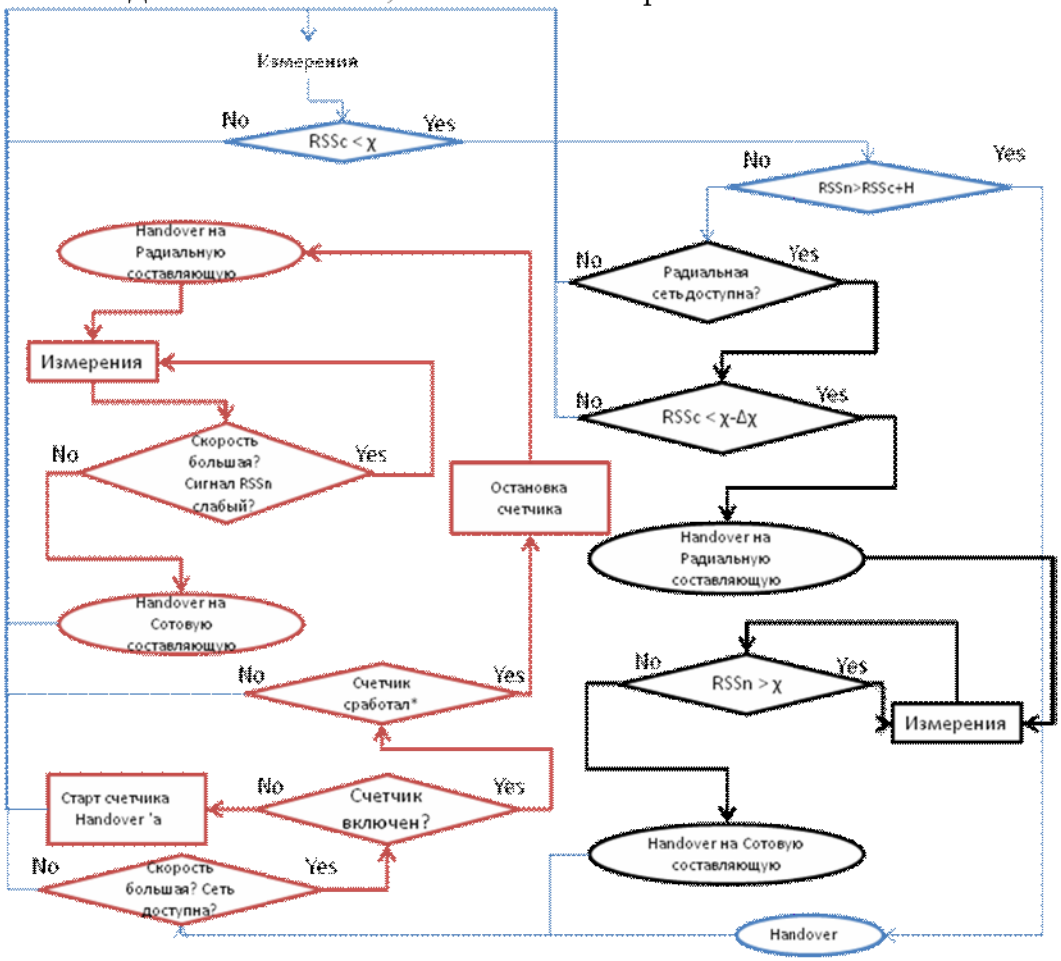


Рис. 6.12. Алгоритм взаимодействия радиальной и сотовой систем, где χ –пороговый уровень, $\Delta\chi = \Delta RSS$ - запас по уровню сигнала

Проверка с числовыми значениями показывает, что алгоритм рабочий, т.е. решение о переходе на радиальную составляющую происходит только в том случае, когда избежать этого нельзя.

На основании выше изложенного можно сделать заключение, что полученный окончательный комбинированный алгоритм можно рассматриваться как основу при внедрении радиальных систем в сотовую связь [85].

Проверка работоспособности полученного алгоритма приводится в приложении № 6.3. Код полученного алгоритма на языке Си, разработанный при участии Дворянинова О.А., дипломанта Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е.Алексеева, приводится в приложении № 6.4.

Резюмируя приведенные результаты по оценке предложенного метода повышения пространственной надежности связи за счет дополнения сотовых систем радиальными системами можно констатировать о его научной новизне и практической полезности [85], о чем свидетельствует полученный автором патент на новый вид сотовой связи с повышенной пространственной надежностью [106]. Кроме того метод, рассмотренный выше для ПНС сотовых и радиальных систем связи можно рассматривать как частный случай направления по повышению надежности связи для комплексного взаимодействия различных видов систем связи и в частности со спутниковыми системами связи.

6.4. Метод «диапазонно – частотного» разнесения радиоканалов радиальной и сотовой систем

При выборе диапазона частот радиоволн для радиальной системы, дополняющей сотовую сеть, можно ориентироваться не только на диапазоны, выделенные для сотовой связи (использование частот этих диапазонов, в силу их ограниченности, для использования в вводимые радиальные системы может создавать определенные сложности оператору связи), но и другие диапазоны ОВЧ или УВЧ, радиоволны которых обладают хорошими характеристиками распространения на пересеченной местности и в условиях города, например, диапазоны 133 ÷ 174 МГц или 400 ÷ 470 МГц [106].

При этом устраняется проблема выделения радиочастот на базовую станцию радиальной системы из диапазона радиочастот, предписанного оператору сотовой связи, с возможными трудностями их повторного использования в зоне действия сотовой связи. Подобные проблемы касаются и сотовых систем 3G с распределением по сотам сигналов отличающихся по форме.

Не углубляясь в известные решения по оценке и внедрению методов обработки частотно - разнесенных сигналов, в пользу эффективности применения «диапазонно – частотных» разнесенных радиоканалов, дадим им сравнительную оценку с позиции распространения ОВЧ и УВЧ радиоволн. Распространение электромагнитных волн при наличии препятствий характеризуется дифракцией, основанной на принципах Гюйгенса – Френеля. Откуда следует, что дифракция и пути распространения электромагнитных волн зависят от соизмеримости их длины волны – λ с размерами препятствий – $(h \text{x} b)_{\text{ПР}}$ (имеется в виду высота препятствий с учетом их ширины, влияющей на прямое распространение радиоволн и их дифракцию). Нетрудно доказать, чем больше разница λ между радиосигналами при неизменном $(h \text{x} b)_{\text{ПР}}$, тем больше расхождения в дифракции и путях распространения сигналов.

Взяв крайние значения выделенного диапазона радиочастот приема АС и передачи БС для стандарта GSM -900 [43] $f_{\min} \div f_{\max}$ = 935 – 960 МГц, что соответствует $\lambda_{\min} \div \lambda_{\max}$ =31,2 ÷ 32,1 см, определим внутридиапазонную разницу $\Delta \lambda_{GSM}$=0,9 см. (Заметим, что размеры препятствий $(h \text{x} b)_{\text{ПР}}$ для указанных выше условий распространения радиоволн и при соответствующем

проектировании системы, учитывающем рельеф местности, здания застройки и другие препятствия, в основном измеряются в метрах). Для частот второго выделенного диапазона GSM – 1800 МГц величина разницы мало отличается от разницы GSM -900. Для систем 3G стандарта UMTS TDD с диапазоном частот 2010 ÷ 2025 МГц получим $\Delta \lambda_{UMTS} = 1$см.

Сопоставим полученные величины со значениями при «диапазонно – частотного» разнесения радиоканалов, взяв за основу средние значения указанных диапазонов 150 и 420 МГц. Определим разницу их относительно средней частоты диапазона GSM 950 МГц. Соответственно получим $\Delta \lambda_{150}$=1,68 м и $\Delta \lambda_{420}$= 0,4 м. Для UMTS TDD [155]получим $\Delta \lambda'_{150}$=1,85 м и $\Delta \lambda'_{420}$ = 0,6 м.

Расхождения в указанных выше физических явлениях распространения электромагнитных волн в среде с препятствиями могут характеризоваться соотношением $\Delta \lambda/(h \times b)_{\text{ПР}}$. Учитывая, что сравнение указанных радиоволн производится для одинаковых трасс их распространения, не вдаваясь в подробности оценки этого соотношения, расхождения в дифракции и путях распространения электромагнитных волн качественно, в приближенном виде, можно характеризовать величиной

$$\Delta L = \Delta \lambda_{дчрк} / \Delta \lambda_{вчрк}, \qquad (6.4.1)$$

где $\Delta \lambda_{дчрк}$ и $\Delta \lambda_{вчрк}$ соответственно возможные разницы длин радиоволн для «диапазонно – частотного» и «внутри диапазонного» частотного разнесения радиоканалов.

Результаты расчетов ΔL приводятся в табл. 6.2.

Таблица 6.2

Значения величины ΔL, характеризующей различие физических характеристик распространения радиоволн при «диапазонно – частотном» и «внутри диапазонном» частотном разнесении радиоканалов	
Сравниваемые диапазоны «диапазонно – частотного» и «внутри диапазонного» частотного разнесения радиоканалов систем различных видов ПНС с системами сотовой связи	ΔL
133 ÷ 174 МГц и GSM (935 – 960 МГц)	187
133 ÷ 174 МГц и UMTS (2010 -2025 МГц)	185
400 ÷ 470 МГц и GSM (935 – 960 МГц)	44,4
400 ÷ 470 МГц и UMTS (2010 -2025 МГц)	60

Из результатов, приводимых в табл. 6.2, можно сделать вывод, что изменения характеристик распространения радиоволн при «диапазонно – частотном» разнесении радиоканалов имеют существенную величину по сравнению с «внутри диапазонным» частотным разнесением, и возможность его применения для радиальной системы, дополняющей сотовую связь, может быть весьма оправданными. При этом следует заметить, что диапазоны частот 133 ÷ 174 МГц и 400 ÷ 470 МГц, выбранные для оценки, имеют ряд преимуществ и особенностей по сравнению с «прописанными» диапазонами для сотовой связи, например, по дальности распространения или по проникающей способности в помещения зданий.

Безусловно, сложно организовать дополнительное выделение радиочастот этих диапазонов, но проведенная выше оценка трафика для

дополняющей радиальной системы показывает, что потребность в них незначительная и не может разрушить общую существующую структуру распределения радиочастот. Кроме того, не обязательно использовать конкретно только эти указанные диапазоны, Возможны и другие варианты с учетом величины $\Delta \lambda_{дчрк}$ и ее соизмеримости с $(h x b)_{ПР}$.

Кроме того, следует понимать, что использование диапазонов радиочастот, отличных от диапазонов, прописанных для сотовой связи, потребует не только решения организационных вопросов, но и конструктивных дополнений техники сотовой связи и главным образом АС. Оценка возможностей конструктивных изменений АС с конкретными структурно-схемными решениями и с учетом достижений современной микроэлектроники сделана автором в [109]. Эта оценка показала, что реализация таких «двух диапазонных» АС является вполне решаемой задачей. Доказывающим примером этого может служить ряд современных АС, рассчитанных на работу с несколькими стандартами в нескольких диапазонах радиочастот.

Практическое совместное использование методов «диапазонно – частотного» разнесения радиоканалов и комплексного взаимодействия сотовых и радиальных систем в ПНС рассматриваются ниже.

6.5. Способы и системная оценка взаимодействия пейджинговой и сотовой сетей с использованием режима передачи коротких сообщений

Основываясь на обоснованных выше принципах межсистемного взаимодействия радиальных и сотовых сетей, рассмотрим организацию передачи SMS (коротких**)** сообщений во взаимодействующих системах (сетях) пейджинговой и сотовой связи.

Один из вариантов такого взаимодействия был опробован на примере организации связи операторской службы пейджинговой компании «Радуга-Поиск» (г. Нижний Новгород) для передачи *SMS* сообщений на сотовые телефоны компании GSM НСС (Нижегородская Сотовая Связь), который в дальнейшем посредством «Ассоциации операторов пейджинговой связи» был распространен на большинство операторов пейджинговой связи в РФ. На рис. 6.13 показана схема организация передачи *SMS* сообщений на сотовые телефоны (вариант №1), где обозначены пейджинговая система как СПРВ, а сотовая система связи GSM НСС – как ССС№1.

Работа схемы заключается в следующем:

1.SMSC (SMS центр) ССС№1 посылает команду на активацию, деактивацию абонента через шлюз на гейт СПРВ – ССС№1.

2. Далее происходит изменение статуса абонента в базе данных в СПРВ.

3. Операторы-диспетчеры, принимая сообщения, сверяются с базой абонентов, после этого, сообщение помещаются в общую очередь сообщений.

4. Программа, обслуживающая операторскую очередь сообщений, опять проверяет базу данных абонентов (за время приема сообщения могло случиться событие отключения абонента), после этого помещает сообщение в очередь на

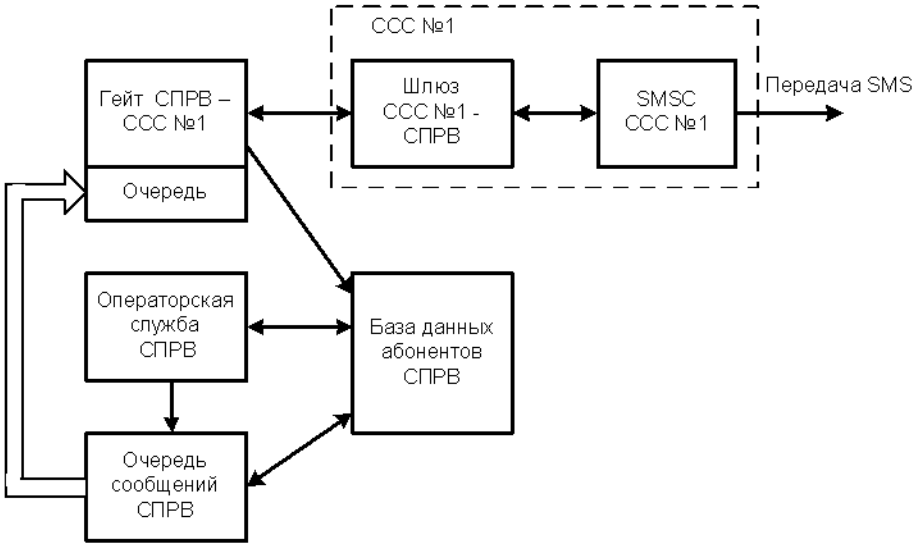


Рис. 6.13. Схема организации передачи SMS сообщений на сотовые телефоны ССС№1 (вариант№1)

отправку для гейта СПРВ – ССС№1.

5. Если шлюз перестал работать, то очередь на отправку на ССС№1 копиться.

6. Сообщения на сотовые телефоны с не активированной услугой, бракуются и хранятся некоторое время.

Работа схемы происходит в режиме реального времени и малейшие неполадки в работе отслеживаются моментально. Аварийное сообщение о неполадках поступает в инженерную службу.

Особенность работы по этой схеме является то, что SMS сообщения может идти до абонента достаточно долго.

Другой вариант объединения систем персонального радиовызова с сотовой связью, организованный с помощью операторской службой пейджинговой компании «Радуга-Поиск» (СПРВ) для передачи SMS сообщений на сотовые телефоны компании «СОТЕЛ» (г. Нижний Новгород), ныне именуемой «Скайлинк». Схема взаимодействия этих систем показана (как вариант №2) на рис. 6.14, где система «СОТЕЛ» обозначена как ССС№2.

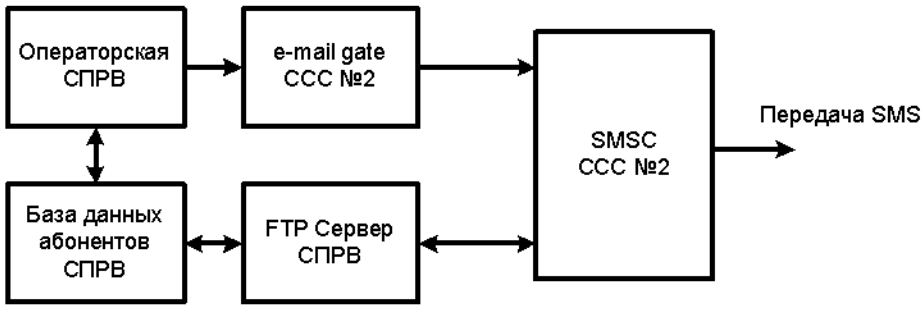


Рис. 6.14. Схема организация передачи SMS сообщений на сотовые телефоны ССС№2 (вариант №2)

Схема работает следующим образом:

1. Операторская служба СПРВ принимает сообщения для абонентов ССС№2.
2. Далее сообщения отправляются на шлюз *email – SMS* компании ССС№2

3. Для активации/деактивации номеров в отведенном диапазоне номеров для компании ССС№2 на *FTP* сервер СПРВ пересылается файл с определенной командой, после этого происходит изменение статуса абонента в базе данных абонентов СПРВ.

Особенностью данной схемы является отсутствие обратного канала связи в режиме реального времени.

Приведенные варианты передачи SMS сообщений показывают лишь часть возможностей взаимодействия радиальных и сотовых систем, рассмотренных выше,- в конечном итоге передачу SMS сообщений через сотовую систему. Для полного использования всех преимуществ вышепредложенного метода взаимодействия сотовых и радиальных систем совместно с методом диапазонно-частотного разнесения радиоканалов для передачи коротких (SMS) сообщений необходима реализация способа их передачи или на сотовые телефоны (АС сотовой связи) или при отсутствии связи по сотовой связи - на пейджер (приемное устройство многоадресного радиовызова – СПРВ). При этом абонент должен иметь при себе и сотовый телефон и пейджер, или сотовый телефон, дополненный функциями пейджера [109].

Используя алгоритмы, рассмотренные выше в разд. 6.3, можно составить обобщенный алгоритм такого взаимодействия СПРВ и сотовой системы связи [82, 69]. Схема такого алгоритма с учетом структур этих систем, представленных на рис. 1.2 и 6.10, показана на рис. 6.15. Описание действия этого алгоритма можно представить в следующем виде.

1.При поступлении вызова мобильного абонента, который, как отмечалось выше, снабжен и сотовым (мобильным) телефоном (тлф) и пейджером, или сотовым телефоном, дополненным функциями пейджера, осуществляется доступ к коммутатору сети сотовой связи.

2. С помощью коммутатора осуществляется определение: находится ли вызываемый абонент в зоне действия данной сотовой сети.

3. Если сотовой телефон находится в зоне действия сети, то происходит обычное соединение с радиоподсистемой сотовой связи и разговор с абонентом.

4.При поступлении вызова мобильного абонента, который, как отмечалось выше, снабжен и сотовым (мобильным) телефоном (тлф) и пейджером, или сотовым телефоном, дополненным функциями пейджера, осуществляется доступ к коммутатору сети сотовой связи.

5.С помощью коммутатора осуществляется определение: находится ли вызываемый абонент в зоне действия данной сотовой сети.

6. Если сотовой телефон находится в зоне действия сети, то происходит обычное соединение с радиоподсистемой сотовой связи и разговор с абонентом.

7.В противном случае, сигнал с коммутатора поступает через контроллер управления (см. рис. 6.10) на систему пейджинговой связи, а вызывающий абонент получает информацию о невозможности голосовой связи и

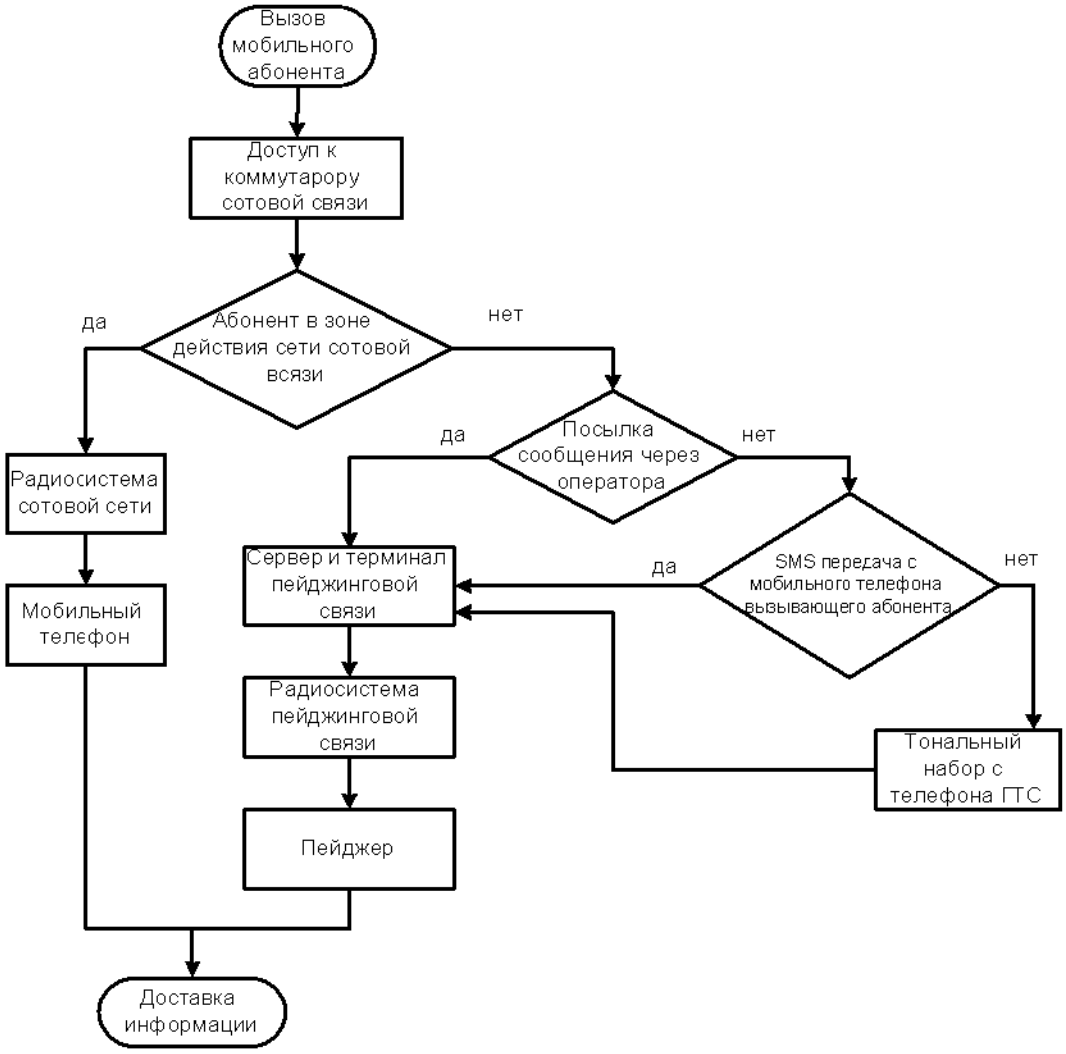


Рис. 6.15. Алгоритм связи и доставки сообщений через взаимодействующие системы сотовой и пейджинговой связи

возможности передачи короткого сообщения типа SMS, после чего он сам определяет, как и какое сообщение послать.

8. Если сообщение буквенно-цифровое, то происхдит соединение с операторской службой пейджинговой компании. Есть также возможность без операторского обслуживания, путем обычной SMS передачи с сотового телефона вызывающего абонента или при вызове с телефона ГТС с тональным набором, по которому в тоновом режиме можно передать номер, на который необходимо позвонить, или заранее условленную комбинацию цифр.

Эффективность действия такого взаимодействия сотовой и пейджинговой связи можно наглядно проиллюстрировать на примере зон действия действия этих систем в Нижегородской области, показанных на рис.6.1. Видно, что зоны действия пейджинговой связи в значительной степени дополняют зоны действия сотовой связи, увеличивая пространственную надежность. Этот эффект также обуславливается различием характеристик распространения радиоволн этих систем из-за диапазонно-частотного разноса их рабочих радиочастот. Например, для пейджинга используется диапазон около 150 МГц, а для GSM сотовой связи - около 900 и 1800 МГц.

Следует заметить, что при взаимодействии пейджинга и сотовой связи трафиковая нагрузка, создаваемая в пейджинге от SMS передачи может оцениваться на основе рис. 6.9 и результатов, приводимых в приложении № 6.1.

6.6. Методы комплексного взаимодействия систем связи для экстренного оповещения населения о чрезвычайных ситуациях

Экстренное оповещение – это мероприятие по срочному донесению важной информации, имеющее обычно массовый характер. В глобальном масштабе экстренное оповещение применяется для уведомления населения города, региона или всего государства об угрозе чрезвычайных ситуаций, аварий, природных катаклизмов, террористических атак. В локальном масштабе может осуществляться экстренное оповещение группы людей или отдельных граждан с целью донесения до них важных сведений (например, оповещение группы работников предприятия при возникновении на нем аварийной ситуации).

Вышеперечисленные назначения экстренного оповещения позволяют определить основные требования к передаче экстренных сообщений, которые можно сформулировать следующим образом:

– минимальное время и высокая надежность доставки экстренного сообщения,

– обеспечение необходимой информационности экстренного сообщения,

– наиболее полный охват заданной территории зоной действия системы оповещения с возможностью локального оповещения отдельных участков этой территории

– кроме массового оповещения должна быть возможность адресного оповещения определенных групп людей или конкретных граждан,

– осуществление контроля передачи сообщений.

Реализация этих требований, и особенно, повышенной надежности доставки экстренного сообщения наилучшим образом может достигаться при комплексном совместном использовании всех средств оповещения и связи, В соответствии с [130,54,77] система оповещения строится с учетом взаимодействия федерального, регионального, территориального (областного), местного (городского, районного), локального и объектового уровней. Основным массовым «исполнительным» уровнем является территориальный уровень, который способствует оповещению на городском и районном уровнях и взаимодействует с вышестоящими уровнями. Структурную схему организации оповещения на территориальном уровне можно представить [124, 136] в виде рис. 6.16.

При такой организации оповещения должны предусматриваться возможные режимы дублирующей передачи сообщений по всем обеим системам и их возможной взаимозаменяемости.

Из всех видов оповещения, показанных на рис. 6.16, особую роль следует отвести массовым средствам наземной подвижной связи [84]. На сегодняшний

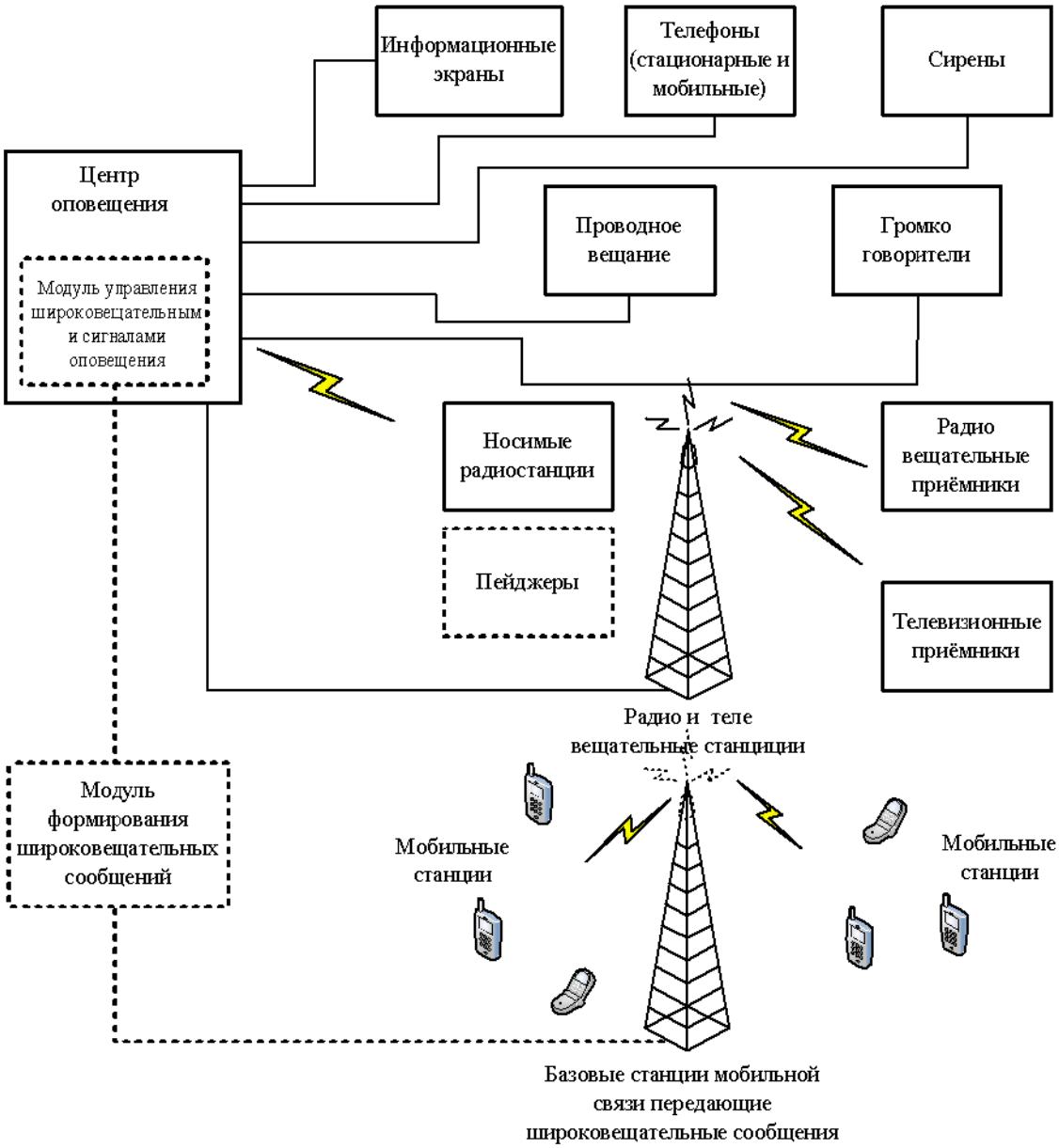


Рис. 6.16. Структурная схема организации территориального оповещения

день основными такими средствами общего пользования являются системы многоадресного радиовызова, в том числе СПРВ (пейджинга), и сети сотовой связи. Системы радиовызова по одному из своих назначений могут и должны использоваться для экстренного персонального и массового оповещения населения. Мотивация в пользу сетей сотовой связи очевидная - ее популярность, подтверждением этому является то, что в настоящее время практически каждый гражданин от школьника до пенсионера имеет и использует сотовый телефон.

Обозначенная выше особенность оповещения – повышенные требования к надежности передачи экстренных сообщений определяют целесообразность и необходимость применения выше рассмотренных способов (разд. 6.1) повышения пространственной надежности за счет взаимодействия сотовых и радиальных систем касательно систем сотовой связи и многоадресного радиовызова (пейджинга – радиальной системы) с дополнительным эффектом

от «диапазонно-частотного разнесения» радиоканалов (см. разд.6.4) этих систем.

Учитывая эти возможности радиально-сотовых систем повышения пространственной надежности, определим варианты и алгоритмы комплексного взаимодействия систем многоадресного радиовызова и сотовой связи для экстренного оповещения населения с учетом их использования не только для адресной, но и в основном для многоадресной и широковещательной передачи сообщений (вызовов).

6.6.1. Определение алгоритмов комплексного взаимодействия систем многоадресного радиовызова и сотовой связи для экстренного оповещения населения

На рис. 6.16 организация широковещательной передачи экстренных сообщений через средства ПНС выделена и обозначена пунктирными линиями. Отображены модули управления и формирования широковещательных экстренных сообщений.

Конкретно для сотовой системы связи и многоадресного радиовызова (пейджинга) [123] можно представить выделенную схему организации передачи экстренных сообщений в виде рис.6.17.

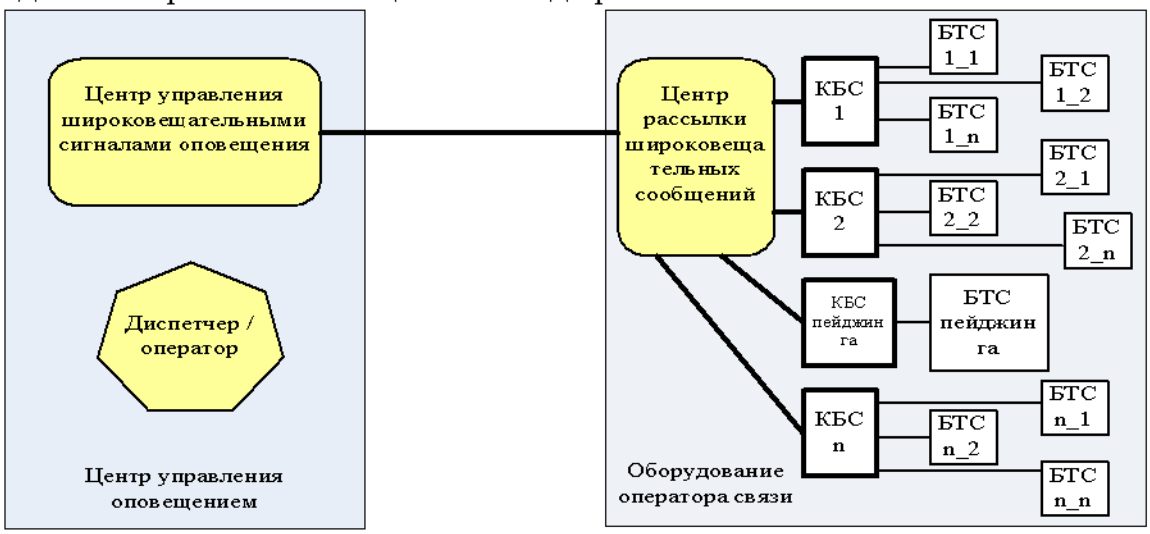


Рис. 6.17. Схема организации оповещения через сотовую и пейджинговую системы связи

На схеме обозначены КБС 1…КБС n - контроллеры базовых станций сотовой связи,

КБС пейджинга –контроллер пейджинговой системы (частично его роль выполняет терминал педжинговой связи), БТС – базовая транслирующая станция (функционально это традиционная БС сотовой связи), БТС пейджинга – БС пейджинговой системы (может представлять радиопередающее устройство).

Рассмотрим варианты реализации взаимодействия этих систем, исходя из выше обозначенных требований к экстренному оповещению и условий применения возможных режимов дублирующей передачи сообщений по обеим системам, их взаимозаменяемости при отсутствии надежной связи с одной из них, а также передача SMS сообщений с сотового телефона на приемники радиовызова.

Исходным условием в организации оповещения является наличие единого центра передачи сообщений (ЦПС), взаимодействующего со всеми видами средств связи и вещания при экстренном оповещении. ЦПС является основной составляющей центра оповещения с управлением рассылкой сообщений, показанного на рис.6.16 и 6.17. Формирование сообщений и управление их передачей с соответствующим контролем возлагается на оператора ЦПС.

Взаимодействие ЦПС конкретно с системой сотовой связи и системой адресного (многоадресного) радиовызова должно осуществляться посредством специального интерфейса, взаимодействующего с центрами управления и рассылки широковещательных сообщений и в итоге – с системами сотовой связи и радиовызова. Поскольку работа этого интерфейса определяется требованиями передачи сообщений и взаимодействия этих систем, дадим обоснование его реализации на структурно-техническом и алгоритмических уровнях.

Вначале конкретизируем действия оператора ЦПС. Он должен иметь следующие возможности:

- отправлять многоадресные и широковещательные сообщения абонентам обеих систем одновременно и по выбору системы,
- отправлять адресные сообщения абонентам обеих систем,
- контролировать передачу сообщений.

Учитывая эти возможные действия оператора, обоснуем варианты реализации и использования указанного интерфейса как интерфейса взаимодействия систем (ИВС) сотовой связи и систем адресного и многоадресного вызова. Структурную схему взаимодействия ЦПС с системой сотовой связи и системой адресного радиовызова через ИВС можно представить в виде рис. 6.18.

Экстренное оповещение предлагается осуществлять через передачу текстовых сообщений, формируемых оператором ЦПС, поэтому со стороны системы сотовой связи элементом, с которым будет происходить непосредственное взаимодействие, является SMS-C. Обмен данными с интерфейсом (ИВС) взаимодействия систем осуществляется по протоколу SMPP (Short Message Peer to Peer) – двоичному протоколу доступа к SMS-C. В системе адресного радиовызова ИВС устанавливает соединение с пейджинговым терминалом, используя протокол доступа TNPP (Telocator Network Paging Protocol). ЦПС для отправки сообщений на ИВС и контроля их передачи применяет протокол TCP/IP.

Для оповещения необходимы следующие режимы передачи экстренных сообщений:

- параллельная передача широковещательных сообщений по системам сотовой связи и радиовызова;

- передача SMS-сообщения с мобильного телефона;

- отправка сообщений из ЦПС абонентам системы сотовой связи;

-отправка сообщений из ЦПС абонентам системы адресного (многоадресного) вызова.

Обозначения на схеме:
BS (Base Station) – базовая станция радиовызова
TE (Timing Egualization)-временная подстройка линковских соединений
BCS (base Station Controller)-контроллер базовых станций
BTS (Base Transiever Station)-базовые станции
GMSC (Gateway Mobile Switching Center)-шлюз центра коммутации мобильной связи
HLR (Home Location Register)-база данных с информацией об абонентах
MSC (Mobile Switching Center)- центр коммутации мобильной связи
PT (Paging Terminal)-пейджинговый терминал
SMSC (Short Message Service Center)-центр службы коротких сообщений
VLR (Visor Location Register)-база данных с информацией об абонентах, находящихся в зоне обслуживания данного MSC

Рис. 6.18. Структурная схема взаимодействия систем сотовой связи и адресного радиовызова с ЦПС

Для каждого из этих режимов требуется определить алгоритмы и их структурно – технические схемы передачи экстренных сообщений.

Алгоритм №1 – "Параллельная передача широковещательных сообщений". Блок схема алгоритма и его структурно – техническая схема реализации представлены на рис.6.19 и рис.6.20.

ЦПС отправляет сообщение всем абонентам системы сотовой связи и системы адресного вызова. Т.е. ЦПС формирует одно сообщение и отправляет его на ИВС вместе с командой о рассылке этого сообщения всем абонентам обеих систем.

Описание алгоритма работы:

① – Оператор ЦПС формирует на ПК сообщение, которое необходимо доставить всем абонентам системы сотовой связи и всем абонентам системы адресного вызова, и отправляет его на ИВС вместе со служебной информацией о многоадресной или широковещательной рассылке с указанием системы назначения.

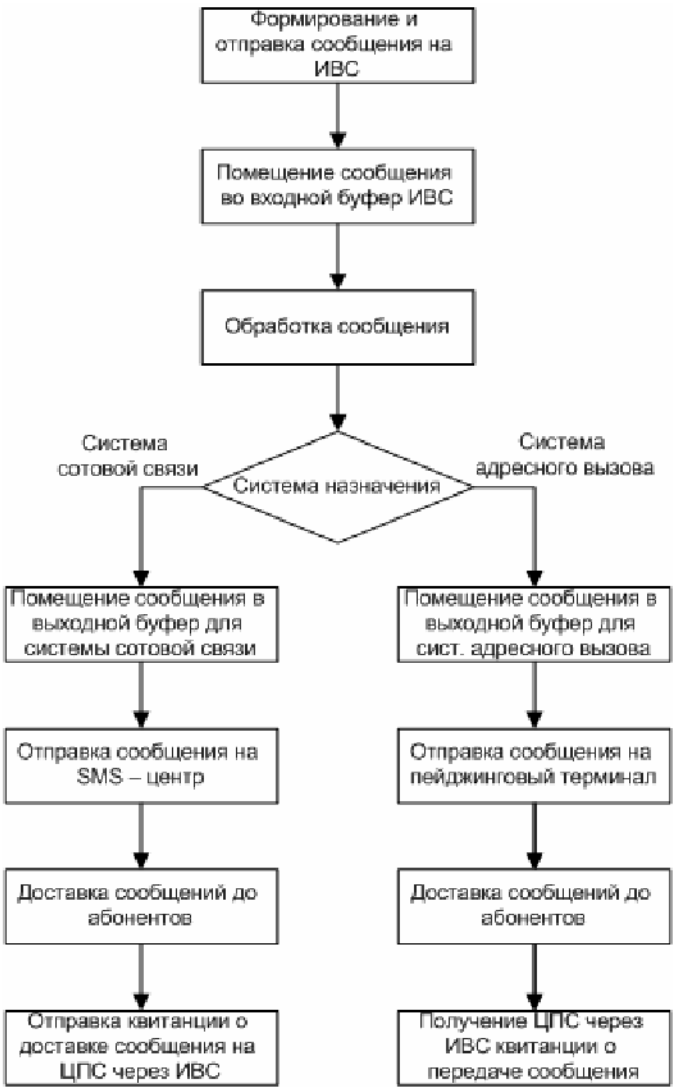


Рис. 6.19. Блок-схема алгоритма №1 для параллельной передачи широковещательных сообщений по системам сотовой связи и радиовызова

② – ИВС принимает сообщение. Поступившее сообщение помещается во входной буфер, где ожидает своей очереди на обработку.

③ – При обработке определяется система назначения, адресат и вариант передачи сообщения, Формируются новые сообщения в соответствии с протоколами взаимодействия с пейджинговым терминалом (*PT*) системы адресного вызова и SMS – центром (центром передачи коротких сообщений) системы сотовой связи.

⑤ – Сообщения отправляются.

⑥ – SMS-центр и пейджинговый терминал принимают сообщения. Отправляют их абонентам, в соответствии с протоколами, установленными в каждой системе.

⑦ – SMS-центр отправляет через ИВС на ЦПС квитанцию о доставке сообщения.(Квитанция отправляется, если хотя бы один абонент получил сообщение). ИВС также получает квитанцию о передаче сообщения с одного из специального устройств приема сигнала системы многоадресного

(адресного) вызова (пейджера с «открытым» входом, позволяющим принимать радиовызовы всех адресов и отображать адрес принимаемого радиовызова) и отправляет ее на ЦПС.

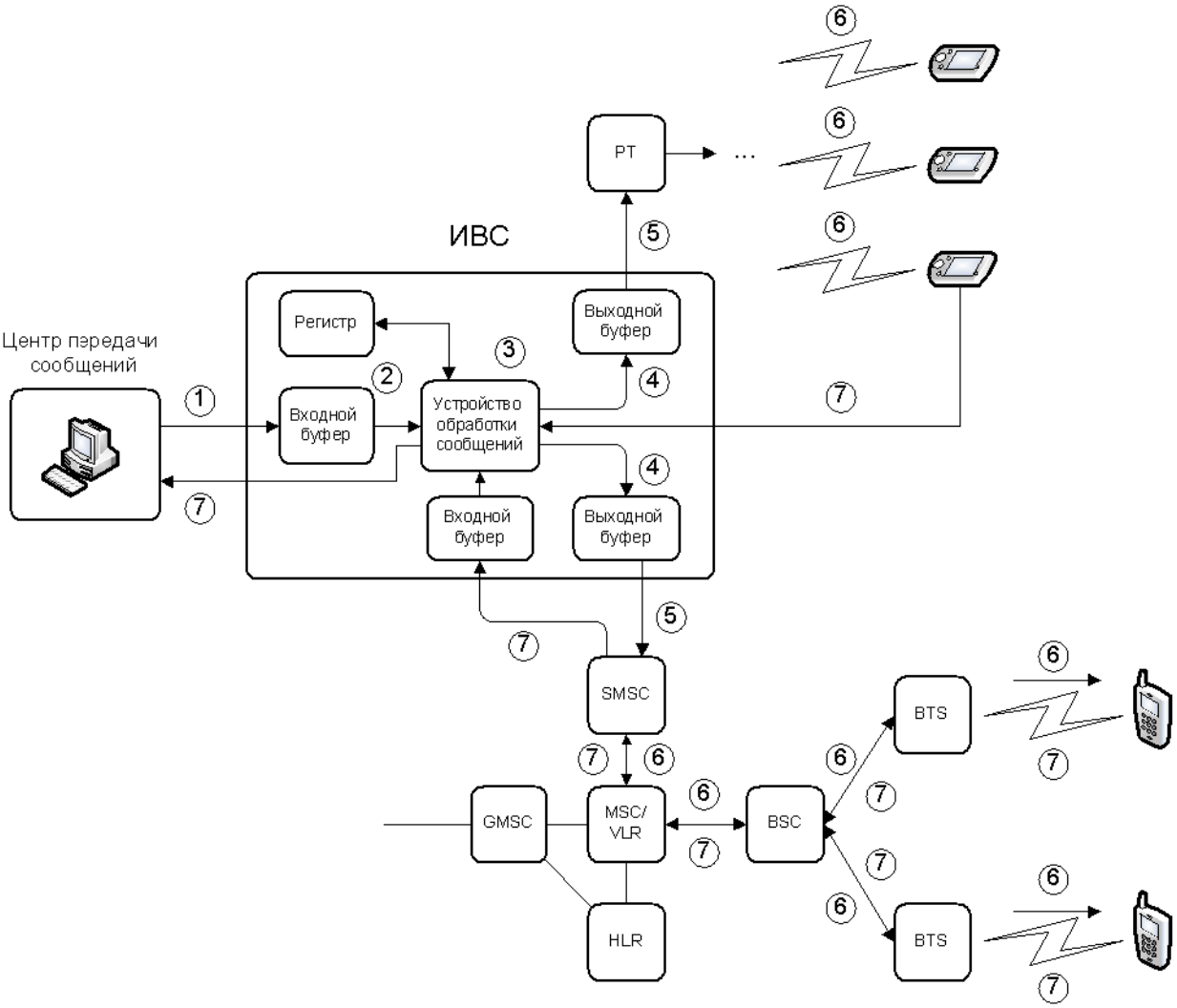


Рис. 6.20. Структурно - техническая схема реализации алгоритма работы №1

Алгоритм №2 для передачи SMS-сообщения с мобильного телефона, алгоритм №3 для отправки сообщений из ЦПС абонентам системы сотовой связи, алгоритм №4 для отправки сообщений из ЦПС абонентам системы адресного (многоадресного) вызова и их структурно-технические схемы реализации определяются по аналогичным принципам *алгоритма №1* и приводятся в приложении № 6.5.

На основании полученных *алгоритмов* №1…№4 была разработана программная модель для управления, отправки и проверки статуса сообщений оператором центра передачи сообщений, принципы создания которой приводятся в приложении № 6.6.

Для взаимодействия систем сотовой связи и радиовызова в условиях ухудшения связи определим алгоритм переключения с одной системы на другую. В качестве основы используем результаты, полученные в разд.6.3, и конкретизируем их применительно к этим системам с учетом

вышерассмотренных способов их интерфейсного взаимодействия. На основании условий переключений (перехода) с сотовой системы на радиальную систему и возврата на сотовую систему при изменении уровня радиосигнала и алгоритмов этих переключений, представленных на рис. 6.11, 6.12 и №6.2.4 в приложении №6.2, определим такое взаимодействие систем сотовой связи и адресного радиовызова при передаче SMS-сообщений. При этом может рассматриваться случай не только с передачей сообщения через оператора ЦПС, но и от абонента системы сотовой связи другому адресуемому абоненту (с использованием интерфейсных алгоритмов №2 и №3 ЦПС - ИВС, приводимых в приложение №6.5), путем доставки сообщения на пейджер адресуемого абонента через систему адресного радиовызова в случае, когда этот абонент находится вне зоны действия сети системы сотовой связи.

В данной ситуации необходимо предусмотреть режим переключения с системы сотовой связи на систему адресного радиовызова, условием перехода в который является уменьшение мощности сигнала системы сотовой связи от ближайших БС - $P_{c1,2}$ ниже определенного (порогового) уровня P_x, заданного надежностью в месте нахождения абонента,условно предполагая, что уровни P_x для сотовой АС и пейджера одинаковы (например, при встроенном пейджере в АС). Уровень мощности сигнала системы адресного радиовызова P'_c в этом месте должен превышать уровень P_x. При восстановлении уровня сигнала системы сотовой связи, например, если абонент переместился ближе к базовой станции, либо попал в зону действия другой базовой станции, передача SMS-сообщений будет вестись в обычном режиме.

Функционирование режима переключения систем можно описать с помощью алгоритма представленного в виде блок-схемы на рис. 6.21.

Давая обобщенную оценку разработанным алгоритмам, можно сделать заключение, что они решают задачу, необходимую для практической реализации интерфейса взаимодействия сотовых систем связи и систем радиовызова для условий экстренного оповещения о чрезвычайных ситуациях с позиции применения современных средств подвижной наземной связи.

Эти алгоритмы могут служить методической основой для расширения возможностей ЦПС при дополнительном использовании различных существующих средств оповещения.

Также, для практического использования полученных выше результатов в приложении № 6.7 приводится методика в виде примера расчета режима переключения с системы сотовой связи на систему адресного радиовызова при уменьшении уровня сигнала системы сотовой связи ниже уровня, заданного надежностью приема сигналов.

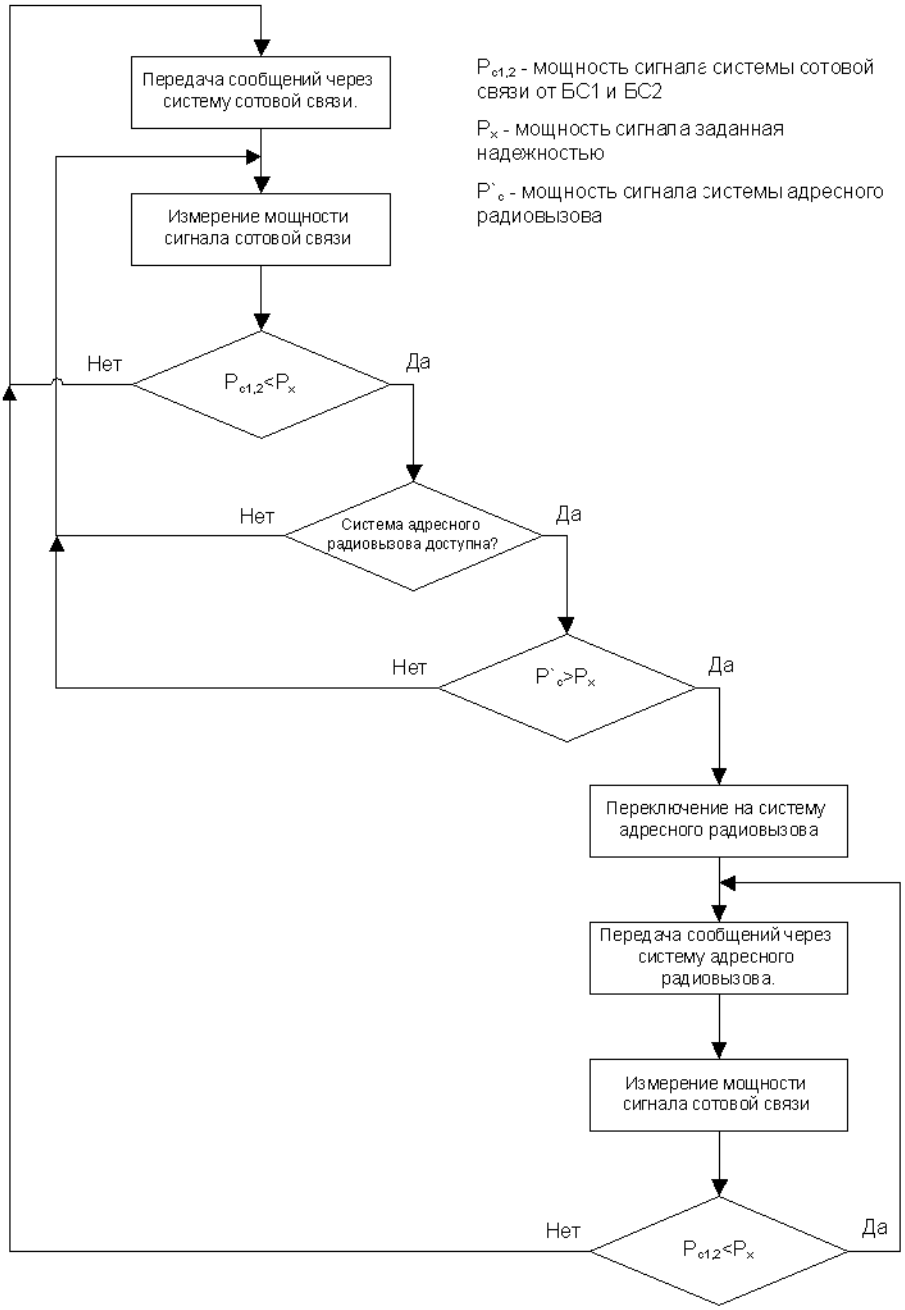


Рис. 6.21 Блок-схема алгоритма режима переключения с системы сотовой связи на систему адресного радиовызова

6.6.2. Оценка методов широковещательной рассылки сообщений через сотовые системы связи

В гл.1 рассмотрены особенности возможностей передачи широковещательных сообщений через сотовые системы связи. Поскольку режим широковещательный режим передачи сообщений имеет обязательное применение в системах оповещения, детализируем оценку этого режима.

Современные системы сотовой связи позволяют доставлять сообщения всем абонентам, находящимся в заданной зоне действия системы. Эта зона (территория) может быть ограничена одним сектором базовой станции, включать в себя несколько секторов или покрывать всю, обслуживаемую оператором сотовой связи, территорию.

В отличие от службы коротких сообщений (*SMS*), ориентированной на передачу сообщения от абонента к абоненту, *CellBroadcast* (широковещательная рассылка сообщений) ориентирован**а** на групповую рассылку сообщений в «сфокусированной» географической зоне. Параметры широковещательного сообщения одинаковы как, для сети *GSM*, так и для сети *UMTS* [9]. Количество каналов *CellBroadcast* определяется трехзначным цифровым идентификатором. Каждый канал может состоять из 15 страниц, каждая страница из 82 символов на латинице или 41 символе на кириллице.

Отличия доставки широковещательных сообщений заключаются в принципе построения этих сетей и главным образом - в основах реализации радиоинтерфейса. Радиоинтерфейс стандарта *GSM* описан в гл.1, поэтому остановимся на особенностях радиоинтерфейса систем третьего поколения – *WCDMA* в сети *UMTS*.

В *WCDMA* информационные биты преобразуются в последовательности бит (импульсов) - чипы. Каждая такая последовательность определяется кодом расширения. В результате этого формируется широкополосный сигнал. Скорость передачи, равная 3,84 Мчип/с, приводит к занятию полосы приблизительно в 5 МГц. Данные передаются фреймами длительностью 10 мс [155]. Заметим, что в системах *WCDMA* могут поддерживаться различные скорости передачи данных.

В *WCDMA* используется три типа каналов:

логические каналы,

транспортные каналы,

физические каналы.

Логические каналы обеспечивают услуги передачи данных на *MAC* (*Media Access Control* - уровень управления доступом к среде) уровне. Эти каналы делятся на две группы: *каналы управления и каналы передачи* трафика.

Из множества каналов трафика выделим общий информационный канал передачи трафика (*CTCH* - *Common Traffic Channel*), представдяющий интерес для широковещательной передачи. Это однонаправленный канал от одной точки ко многим точкам для передачи информации для всех или группы определенных абонентских станций [179].

Логические каналы накладываются на физические каналы через транспортные каналы. *Транспортные каналы* делятся на: выделенные каналы и общие каналы. Общие каналы предоставляют свои ресурсы всем пользователям или группе пользователей ячейки. Выделенные каналы доступны только одному пользователю.

Из множества транспортных каналов выделим интересующий нас *прямой канал доступа* (*FACH- Forward Access Channel*) - нисходящий транспортный канал управления терминалами, работающими в данной ячейке. Этот канал может использоваться для передачи (пакетов) данных пользователя. В ячейке может быть несколько каналов *FACH,* которые могут работать с разными скоростями. Канал *FACH* обычно мультиплексируется с каналом передачи поискового вызова (*PCH* - *Paging Channel*) в одном физическом канале, но также может быть и отдельным.

Транспортные каналы на низшем уровне отображаются (накладываются) на физические каналы. *Физические каналы* поддерживают работу транспортных каналов с переменной скоростью. Физический канал управления передаёт информацию о том, какие транспортные каналы являются активными в данном фрейме.

Физические каналы являются основным физическим ресурсом, который определяется кодом и несущей частотой. Эти каналы делятся на общие и выделенные. Из множества физических каналов выделим общий канал типа – *вспомогательный канал управления* (*SCCPCH - Secondary Common Control Physical Channel*), который переносит информацию каналов *FACH* и *PCH*.

Обобщая выше изложенное, процесс передачи широковещательных сообщений можно представить следующим образом. Сообщения передаются по логическому каналу *CTCH*. В контроллере базовых станций используется модуль *BMC* (*Broadcast/Multicast Control* - широковещательная/многоадресная передача), который отвечает за обработку, планирование и передачу широковещательных сообщений. Информация о том, в каких кадрах будут передаваться широковещательные сообщения (*CBS*) транслируется по каналам управления. Как отмечалось выше, логический канал *CTCH* преобразуется в транспортный канал *FACH,* и в итоге передача осуществляется по *SCCPCH* каналу физического уровня.

На *SCCPCH* организуются два транспортных канала *FACH* и *PCH*. В зависимости от конфигурации сети эти транспортные каналы могут использовать один физический канал *SCCPCH* или возможна конфигурация, когда для каждого транспортного канала назначается свой физический канал *SCCPCH*. Коэффициент расширения спектра в канале *SCCPCH* является постоянным. Метод канального кодирования *SCCPCH* использует свёрточный код с половинной скоростью (со скоростью ½). Для передачи данных по каналам *FACH* может также применяться турбокодирование или сверточное кодирование со скоростью 1/3. *SCCPCH* не содержит информации об управлении мощностью.

На рис. 6.22 показана структура физического канала *SCCPCH*. Фрейм состоит из 15 слотов, в каждом из слотов передаётся транспортный канал *FACH* или *PCH*. Длина каждого слота состоит из 2560 чипов, число передаваемых бит зависит от коэффициента расширения (скорости передачи) [179=175, 152=148].

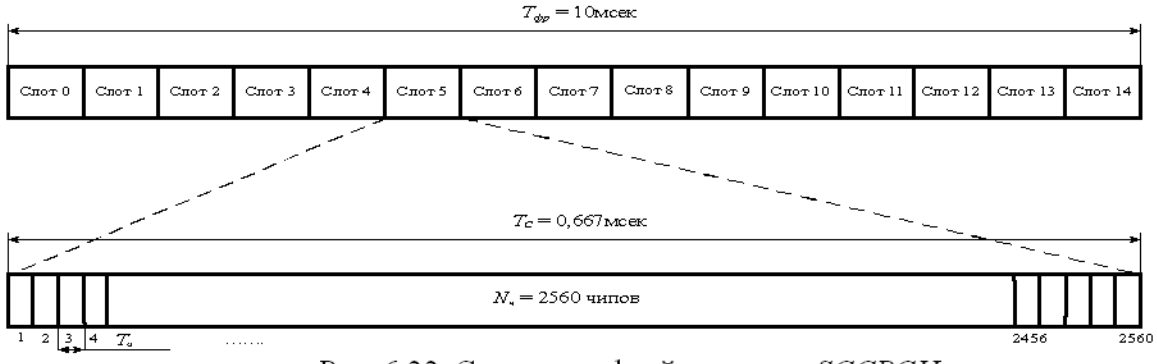


Рис. 6.22. Структура фрейма канала *SCCPCH*

Основные временные параметры системы определены стандартом, которые нетрудно рассчитать. Исходя из того, что длина фрейма $T_{фр}$=10 мсек., и

в одном фрейме передаётся 15 временных слотов можно рассчитать длину одного слота $T_с=T_{фр}$ / 15 = 10 х 10^{-3} сек / 15 = 0,667 х 10^{-3} сек = 0,667 мсек.

В одном слоте передаётся $N_ч$ = 2560 чипов, следовательно, длительность одного чипа равна $T_ч= T_с / N_ч$ = 0,667 мсек / 2560 = 0,26 мксек.

Сопоставляя передачу широковещательных сообщений в системах *UMTS* и *GSM* (см. гл.1), можно прийти к выводу, что процессы передачи в системах *UMTS* сложнее, но итоговое формирования выходных сигналов для обоих типов систем во многом аналогичны.

Для практического использования систем сотовой связи в качестве средства оповещения населения о чрезвычайных ситуациях в табл. 6.3 приведены основные характеристики радиоинтерфейса сетей *WCDMA* и *GSM* в режиме широковещательной (*CellBroadcast*) передачи данных.

Сопоставление этих характеристик показывает преимущества *WCDMA* сетей. Кроме того в *GSM* сетях необходимо учитывать особенность при передаче широковещательных сообщений – отсутствие возможности принимать абонентской станцией такие сообщения во время голосовой связи. Поэтому для повышения вероятности получения сообщений всеми абонентскими станциями необходима многократно повторяющаяся передача экстренного сообщения. Причем такая передача не гарантирует прием сообщений или может быть значительная задержка их прима в зависимости от длительности переговоров абонентов во время передачи сообщений.

Характеристики радиоинтерфейса сетей *WCDMA* и *GSM* для режима широковещательнойпередачиданных Таблица 6.3

Тип системы	**WCDMA**	**GSM** (см. гл.1)
Канал передачи ***CellBroadcast***	Формируется на отдельном физическом канале (чаще всего совместно с каналом *PCH*, но может быть и выделенным).	Заменяет один из каналов *SDCCH*
Скорость передачи ***CellBroadcast*** сообщений	1-30 кбит/сек	0,78 кбит/сек

Поскольку *GSM* сети в настоящее время имеют превалирующее распространение, необходимо устранение этой особенности. Для этого ***предлагается введение специального режима в сети сотовой связи при передаче сообщений экстренного характера – прерывание голосовой связи в географической зоне оповещения на время передачи экстренного сообщения***. При этом время прерывания голосовой связи будет определяться временем передачи экстренного сообщения, которое с учетом выше проанализированных характеристик *SMS* передачи может составлять не более единиц секунд и не может существенно повлиять на общее качество сотовой связи.

Такое предложение может быть реализовано сравнительно несложными техническими (программными) средствами, главным образом на уровне контроллера базовых станций, в отличии от предлагаемого варианта с

технологией MassAlert [30] с внедрением специального системного канала к базовым станциям (см.гл.1).

6.6.3. Оценка характеристик широковещательной передачи сообщений через адресные системы радиовызова

Форматы сигналов адресного и многоадресного радиовызова подробно проанализированы в гл.2. Из их множества следует выделить наиболее популярные и перспективные - POCSAG и FLEX. Задачи по передаче широковещательных сообщений-вызовов сводятся главным образом к решению организационно-технических вопросов.

На передающей стороне, в терминале, необходимо осуществление операции особой приоритетности передачи экстренных сообщений на специальный адрес (адреса). Эти операции реализуются программными средствами в терминале системы радиовызова.

На приемной стороне – в приемниках радиовызова (пейджерах) задача решается путем создания или программирования адреса приема, соответствующего адресу передаваемых экстренных сообщений. Если приемник рассчитан только на прием экстренных радиовызовов, то соответственно реализуется одноадресная схема его декодера. Если приемник (пейджер) многофункционален, т.е. может использоваться как для персональных (адресных) вызовов, так и для приема широковещательных вызовов-сообщений, то он должен соответственно программироваться на два адреса. Как отмечалось в гл.2, современный технический уровень реализации пейджеров позволяет их программировать на четыре и более адресов.

Подобным образом может решаться задача вызова на связь и передачи экстренных сообщений в транкинговых системах.

Для оценки скорости передачи экстренных радиовызовов воспользуемся результатами оценки параметров систем радиовызова, проведенными в гл.1, разд. 1.2, рис.1.3, 1.4 и гл.2.

Системы, работающие с протоколом POCSAG, рассчитаны на передачу со скоростями B: 512;1200 и 2400 бит/с, или с учётом кодовой скорости передачи сообщений – $r_{ПС}$ =0,6 чисто информативная скорость $B_{ИП}=B\bullet r_{ПС}$ может составлять соответственно: 307,2; 720; 1440 бит/с.

Дадим оценку для двух случаев работы системы: при стартстопном и квазисинхронном режимах. При стартстопном режиме необходимо учитывать передачу преамбулы с числом бит – $n_{ПР}$ = 576 и время для ее передачи

$T_{ПР} = n_{ПР}/B$=576/В. Считая, что вызов передается в первых кодовых словах сразу за посылкой цикловой синхронизации и учитывая информационные биты, приходящиеся на адрес (в одном кодовом слове)- $n_{АДР}$, время передачи экстренного вызова-сообщения определится

$$T_{ЭВ} = T_{ПР} + T_{КС\,А} + T_{С} = (n_{ПР}/B) + [(n_{АДР} + n_{СО})/B_{ИП}], \quad (6.6.1)$$

$$T'_{ЭВ} = [(n_{АДР} + n_{СО})/B_{ИП}, \quad (6.6.2)$$

Поскольку в формате POCSAG $n_{АДР}$ =20, то получим

$$T_{ЭВ} = 576/B + [(20 + n_{СО})/B_{ИП}], \quad (6.6.1')$$

$$T'_{ЭВ} = (20 + n_{СО})/B_{ИП}. \quad (6.6.2')$$

Из полученных соотношений следует, что время передачи сообщения зависит от числа бит в сообщении -$n_{СО}$, которое в свою очередь определяется числом символов, содержащихся в сообщении,- $n_{СИМВ}$ В рассматриваемых форматах сигналов каждый символ отображается 7-ми битовой комбинацией, и число бит определится $n_{СО} = 7 \cdot n_{СИМВ}$. С учетом этого полученные выражения можно записать в виде

$$T_{ЭВ} = =(576/ B) +[(20 + 7 \cdot n_{СИМВ})/B_{ИП}], \quad (6.6.1'')$$

$$T'_{ЭВ} = (20 + 7 \cdot n_{СИМВ})/B_{ИП}. \quad (6.6.2'')$$

Для конкретизации оценки примем число буквенно-цифровых символов в экстренном сообщении $n_{СИМВ} = 100$. Тогда можно записать

$$T_{ЭВ} = (576/B) +[(20 + 700)/B_{ИП}], \quad (6.6.1''')$$

$$T'_{ЭВ} = (20 + 700)/B_{ИП}. \quad (6.6.2''')$$

Используя эти соотношения, для применяемых при формате POCSAG скоростей передачи B от 512 до 2400 бит/с можно определить для рассматриваемого примера интервалы значений $T_{ЭВ}$ от 0,74 до 3.45 с и $T'_{ЭВ}$ от 0.5 до 0,74 с. Эти значения показывают, что даже при достаточно большом экстренном сообщении время его передачи удовлетворяет требованиям оповещения о чрезвычайных ситуациях.

Давая аналогичную оценку использования для экстренного оповещения систем радиовызова с форматом FLEX, рассчитанным на синхронный режим работы, можно основываться на выше сделанных обоснованиях для формата POCSAG с использованием анализа сделанного в гл.1 и гл.2 касательно FLEX. Используя выше приведенные оценки для формата POCSAG при его использовании в квазисинхронном режиме, и учитывая однотипность применяемого кодирования в обоих форматах (БЧХ 32,21,1), для определения времени передачи вызова-сообщения можно воспользоваться соотношением (6.6.2) с учетом специфики кадрово-блочной структуры FLEX (см.рис.1.4 и 2.6).

Одним из отличий формата FLEX от POCSAG является повышение скорости передачи-В, которая может иметь три значения: 1600; 3200; 6400 бит/с. С учётом кодовой скорости $r_{ПС}$=0,625 (см. разд.1.2) чисто информационная скорость $B_{ИП}$ соответственно составит соответственно : 1000; 2000; 4000 бит/с. Для широковещательной передачи вызовов-сообщений и притом сообщений экстренного характера в кадрово-блочной структуре (рис.1.4) необходимо предусмотреть приоритетность передачи сообщений по адресу экстренного вызова, располагая его и сообщения «прикрепленного» к нему в начальных блоках после блока синхронизации. Тогда время передачи экстренного вызова-сообщения будет определяться по соотношению (6.6.2).

Для рассматриваемого случая с передачей сообщения, состоящего из 100 символов, при использовании короткого адреса время передачи экстренного вызова-сообщения будет определяться по (6.6.2''') и будет составля ть для указанных скоростей от 0,18 до 0,72 с. Эти величины удовлнтворят требованиям экстренной передачи.

Таким образом формат FLEX, также как и POCSAG могут быть использованы в системах радиовызова для передачи экстренных широковещательных сообщений.

6.6.4. Рекомендации по использованию каналов сотовой связи и систем радиовызова для дистанционно управления устройствами оповещения

Существует множество устройств оповещения - от звуковых сирен до световых информационных дисплеев (табло и экранов) массового наблюдения. Включение их и передача к ним информации оповещения реализуется или непосредственно вручную, или по различным коммуникациям. Проведенные выше оценки показывают эффективность использования для оповещения систем сотовой связи и радиовызова, которую можно использовать и для дистанционного управления вышеуказанными устройствами.

Рассматривая их как объекты дистанционного управления, передачу им командных и информационных сигналов можно осуществлять через системы сотовой связи и адресного радиовызова на условиях приоритетности как адресно, многоадресно (группам), так и широковещательно. Иными словами, использовать эти системы для создания, как сейчас принято называть, транспортных каналов управления.

В пользу этого предложения может служить доводы об унификации средств, используемых для оповещения (см. разд. 6.6.1), и хорошо развитая сеть указанных систем связи.

Для практического применения таких транспортных каналов могут быть использованы как существующие технические возможности систем сотовой связи и адресного радиовызова, так и результаты, полученные выше по оценке этих систем для широковещательного оповещения.

6.7. Выводы

1. Обоснован выбор методов повышения надежности связи по параметрам сигналов и основным характеристикам организации радиоканала системы ПНС.

2. Предложен и обоснован метод повышения пространственной (территориальной) надежности за счет дополнения радиальной системой сотовой сети, который позволяет восполнить подвижной связью участки территории, обслуживаемого региона, неохваченные сотовой сетью. Дана оценка пространственной (территориальной) надежности сотово - радиальной сети,

Оценка трафиковой потребности радиальной системы показала ее незначительную долю нагрузки сотовой сети в режимах голосовой связи, SMS и GPRS/EDGE, что позволило определить количество БС радиальной системы – от долей до одной БС для средней абонентской емкости сотовой сети и до 3-х БС – для архи крупных сетей.

На основании анализа вариантов хендовера в базовой сети сотовой связи разработан алгоритм хендоверного взаимодействия (переключения) радиальной и сотовой систем с приоритетом действия сотовой системы. Для этого алгоритма разработано программное обеспечение.

Таким образом, полученные результаты теоретической оценки и разработанная методика позволяют практически подойти к внедрению сотово - радиальных систем.

Метод сотово – радиального взаимодействия запатентован автором как «Сотовая система связи» [106].

3. Проведенная оценка принципов «диапазонно – частотного» разнесения радиоканалов радиальной и сотовой систем показала, что такое разнесение каналов можно рассматривать как метод повышения пространственной надежности связи. Для упрощенной оценки этого метода предлагается использовать соотношение длин волн различающихся диапазонов как параметра, характеризующего отличие дифракций и путей распространения электромагнитных волн. Показана его эффективность этого с позиции особенностей распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ диапазонов.

Метод «диапазонно – частотного» разнесения радиоканалов отражен в полученном автором патенте[109].

4. В результате оценки вышеуказанных методов повышения надежности сделаны следующие заключения: использование этих методов позволяет реализовать сеть связи с подвижными абонентами, практически с любой заданной пространственной надежностью на территории регионального (областного) уровня, а предложенный метод взаимодействия радиальных и сотовых систем можно рассматривать как один из вариантов, принципы которого могут быть распространены на подобное комплексное взаимодействие с другими видами систем связи.

5. На основании указанных выше методов разработаны и практически реализованы способы взаимодействия пейджинговой и сотовой сетей в режиме передачи коротких (SMS) сообщений. Показано, что зона действия сотовой связи в этом режиме может быть увеличена (дополнена) за счет пейджинговой системы.

Способ увеличения зоны действия сотовой связи за счет ее объединения с пейджинговой системой запатентован автором [109].

Дана алгоритмическая и системная оценка возможным вариантам взаимодействия сотовой и пейджинговой систем с примерами их практического использования.

6. Определены варианты комплексного взаимодействия систем связи для экстренного оповещения населения о чрезвычайных ситуациях. Показана особая эффективность применения для этих целей систем ПНС и конкретно систем сотовой связи и многоадресного радиовызова. Разработаны варианты и алгоритмы комплексного взаимодействия систем многоадресного радиовызова и сотовой связи для экстренного оповещения населения при многовариантных условиях передачи сообщений, взаимодополняющим и резервирующим действием этих систем. Для этого взаимодействия решена структурная задача, для технической реализации межсистемного интерфейса с центром оповещения.

Разработана программная модель для управления, отправки и проверки статуса сообщений оператором центра передачи сообщений.

7. В результате анализа каналообразующих методов в системах GSM, WCDMA сотовой связи и многоадресного радиовызова (пейджинга) конкретизированы способы и условия широковещательной передачи экстренных сообщений через эти системы. Определены параметры этой передачи и дано сравнение им. Показано, что время передачи достаточно объемных экстренных сообщений удовлетворяет требованиям экстренного оповещения и может составлять от долей до единиц секунд.

Предложен способ, устраняющий проблему передачи экстренных широковещательных сообщений в GSM системах во время голосовой связи за счет введения «режима прерывания голосовой связи».

8. Даны рекомендации по использованию каналов сотовой связи и систем радиовызова для дистанционно управления устройствами оповещения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты диссертации заключаются в следующем.

1. Проведен анализ методов передачи данных в системах подвижной наземной связи (ПНС). Предложена обобщенная структурная схема передачи данных для систем ПНС, позволившая дать аналитическую оценку этим системам с позиции внутрисистемного и внешнего доступа и тем самым детально характеризовать их по принципам и узлам функционирования с учетом общепринятой 7-ми уровневой модели OSI. Основные результаты этой оценки сводятся к следующему:

• Получено выражение для определения скорости разно вариантной передачи данных по радиоинтерфейсу в различных системах ПНС с временным уплотнением каналов, обоснованное на анализе способов организации передачи данных в GSM системах.

• Показано в обобщенном виде влияние мобильности (скорости перемещения) АС на скорость передачи данных в системах сотовой связи различного уровня. Определено, что это влияние, создающее проблемы в повышении скорости передачи, проявляется главным образом на радиоканальном (физическом) уровне (БС-АС) и одним из условий развития систем ПНС является совершенствование их радиоинтерфейсной части.

• Определен и обоснован алгоритм поэтапных процедур для предоставления услуги широковещательной передачи данных (MBMS) и установлены возможности и особенности организации каналов этой передачи для систем сотовой связи 2G - 3G поколений.

• Дана оценка архитектуре сети GSM/GPRS/EDGE для предоставления мультимедийной услуги (MMS) и определены особенности структурной схемы для совместного предоставления MMS услуги сотовыми системами различных поколений.

• Дана обобщенная, с графической иллюстрацией, оценка этапам и тенденциям развития передачи данных, возможным способам повышения скорости и видам передаваемой информации в системах и сетях ПНС – СПРВ, транкинговых системах, сотовых системах GSM/SMS/GPRS/EDGE, CDMA, сетях UMTS для WCDMA технологии, высокоскоростного радиодоступа Wi-Fi, WiMAX и перспективных технологий HSPA, HSPA+ и LTE.

• Предложен вариант методики оценки территориальной информатизации населения на принципах определения суммарного потока от всех источников информации с учетом его вероятностного распределения между населением заданного региона.

2. Определены, классифицированы, обоснованы и предложены методы адресного радиовызова в ПНС.

• Дана аналитическая оценка эволюции систем многоадресного (персонального) радиовызова (СПРВ) и типов форматов радиосигналов вызова, в результате которой определены практически полезные, перспективные варианты и методы построения таких систем. По размерам зоны действия, абонентской емкости и структуре построения дано классификационное

разделение адресных систем радиовызова на локальные, городские, региональные, многорегиональные, государственные и межгосударственные. Проведена классификация сигналов вызова по типу их кодирования – с многочастотным комбинаторным кодированием с частотными признаками и с двоичным кодированием. С позиции адресной емкости и возможностей передачи сообщений дана оценка перспективным форматам сигналов радиовызова типа POCSAG и FLEX.

• Показано, что адресные системы радиовызова с позиции экологичности для пользователя абонентскими устройствами практически безальтернативны по отношению к другим системам ПНС. Определены перспективы применения адресного радиовызова от СПРВ до систем телеуправления и как средство оповещения об экстренных ситуациях.

• Определены варианты и характеристики взаимодействия системы адресного радиовызова с городской телефонной (проводной) сетью (ГТС). Для автоматической передачи радиовызовов получены соотношения для определения величины телефонной нагрузки, создаваемой в ГТС от системы радиовызова в зависимости от величины ее абонентской емкости и объема информации сообщений, дополняющих вызов. На основании этого установлено, что для абонентской емкости от 10^3 до 10^6 телефонная нагрузка может меняться от долей единиц до тысяч Эрлангов. Разработаны критерии для выбора видов реализации пейджингового терминала и способов его подключения к ГТС – в зависимости от абонентской емкости и объема передаваемых сообщений абоненту. На основании этих критериев подключение терминала к ГТС должно определяться одним из четырех рекомендуемых способов: на правах аналогичных междугородней АТС; подобно «специальным службам»; на правах учрежденческой АТС и подобно районной АТС.

• Определена зависимость информативности и скорости передачи адресных радиовызовов от абонентской емкости системы радиовызова и величины передаваемых сообщений. Установлено, что при использовании стандартных узкополосных радиоканалов (с выделенной полосой 25 кГц) информативность сигналов вызова и дополняющего сообщения для реально применимых абонентских емкостей с учетом информации, приходящейся на адрес, может составлять от десятков до тысячи бит, а скорость – от 47 до 9720 бит/с.

• Разработаны методы оценки параметров и синтеза сигналов различных видов многочастотного комбинаторного кодирования (МЧКК) для условий согласования адресной емкости сигналов МЧКК с пропускной способностью канала связи. Показано, что предельные адресные емкости сигналов МЧКК (без передачи сообщений, дополняющих вызов) применительно для стандартного телефонного канала могут достигать 10^4... $5 \cdot 10^5$ абонентов, а энтропия сигналов может меняться от тысячных до десятых долей.

• Дана теоретическая оценка параметрам помехоустойчивости для различных вариантов двоичного кодирования, приемлемых для сигналов радиовызова в радиоинтерфейсе, при условии преобладания требований к вероятности ложного вызова по сравнению с вероятностью пропуска вызова.

Показано, что в ряде случаев целесообразно с точки зрения минимизации вероятности ложного вызова отказаться от исправления ошибок и достаточно ограничиться обнаружением ошибок.

• Дана характеристика выбору диапазонов ОВЧ и УВЧ электромагнитных волн для систем радиовызова с позиции условий распространения волн и их проникающей способности в помещения зданий. Исходя из требований упрощения и миниатюризации приемников радиовызова, определены предпочтительные виды модуляции сигналов.

• Определены параметры радиосигналов (модуляции) в канале вызова для различных видов МЧКК в зависимости от величины абонентской (адресной) емкости радиосистемы при условии заданной помехоустойчивости с преобладанием требований к вероятности ложного вызова ($P_{л} \leq 10^{-8}$) по сравнению с вероятностью пропуска вызова ($P_{пр} \leq 10^{-2}$) и реально применимых фильтров выделения сигналов кодовых частот. Дана оценка параметрам радиосигналов вызова с практически значимой узкополосной ЧМ.

• Получены зависимости параметров ЧМн радиоканала (радиосигналов с двоичным (цифровым) кодированием - ДК) от абонентской емкости системы радиовызова и величины сообщений, дополняющих вызов. Установлено, что требуемая полоса частот радиоканала для абонентской емкости от 10^3 до 10^7 при передаче сообщений различных объемов (до 50 знаков) должна составлять от единиц до сотен килогерц. Для стандартно выделяемых полос радиочастот 25 и 50 кГц максимальная абонентская емкость для указанных выше условий ограничивается величинами соответственно 10^5 и $4 \cdot 10^5$ абонентов.

• Определено, что помехоустойчивость сигналов вызова при МЧКК и ДК мало отличается, а эффективность использования полосы частот радиоканала при ДК выше, чем при МЧКК.

• Установлено, что в системах с передачей сигналов вызова путем уплотнения каналов ЧМ радиовещания помехоустойчивость передачи - приема сигналов ниже по сравнению с системами с выделенным радиоканалом. Объяснение этому является заниженная энергетика уплотняющих сигналов.

• Предложен показатель абонентской эффективности использования радиоканала как отношение количества обслуживаемых абонентов к полосе частот радиоканала. Установлено, что его величина для систем адресного радиовызова намного превосходит таких показателей для большинства систем радиосвязи.

• Предложен и теоретически обоснован метод квитирования (подтверждения) приема радиовызовов, особенность которого в низкой мощности квитирующих сигналов, позволяющей сохранить экологичность для пользователя абонентских устройств радиовызова (за счет сведения к минимому влияния на человека радиоизлучения этих устройств). На этот метод автором получен патент [90].

• Показаны и обоснованы возможности технической реализации многоадресной и широковещательной передачи сигналов радиовызова, основанной на выделении для этих целей специальных адресов, на прием которых (в дополнение к личным адресам) должны быть рассчитаны

приемники радиовызова. Предложено применение такой передачи сигналов при использовании систем радиовызова для оповещения населения о чрезвычайных ситуациях.

• Определены способы создания региональных, многорегиональных и межгосударственных сетей многоадресного радиовызова (СПРВ) и показаны примеры их практической реализации.

• Предложены практически внедренные методы и принципы построения таких сетей по узловому принципу с многовариантными сценариями взаимодействия региональных систем радиовызова. Определены способы такого взаимодействия с использованием CAP и ID адресных кодов и сетевого (межсистемного) протокола TNPP с возможностью применения для межсистемной связи сети Интернет

• Разработаны принципы формирования абонентских номеров для многорегиональных, государственных и межгосударственных сетей радиовызова и их распределения между региональными системами с учетом адресной емкости используемых в них форматов сигналов. Показан пример реализации межгосударственной сети радиовызова.

3. Исследованы статистические параметры передачи данных в системах ПНС. Результаты этих исследований сводятся к следующему.

• Определено суточное распределение трафика доступа и количества передаваемых радиовызовов с данными в системах многоадресного вызова (СПРВ). Найдено распределение длительности общения оператора диспетчерской службы с пользователями при доступе в систему радиовызова через диспетчерскую службу. Полученные результаты нормированы на одного абонента, что позволяет оценивать и прогнозировать трафики доступа и количество передаваемых радиовызовов для систем радиовызова с различной абонентской емкостью и тем самым определять параметры интерфейса доступа в систему радиовызова, в том числе количество операторов диспетчерской службы (Call-центра).

• Получены статистические параметры объема данных, передаваемых в одном радиовызове с дополняющим его сообщением. Эти параметры позволяют детализировать и прогнозировать трафик передачи данных в канале (каналах) радиовызова для систем с различной абонентской емкостью, и тем самым определять эффективность использования и количественную потребность радиоканалов.

• Определены статистические параметры распределения в течении суток передачи SMS, MMS, GPRS/EDGE данных и голосовой связи в сотовой системе связи. Предложен и применен вариант оценки трафика голосовой связи, рассматриваемой как передачу данных. Результаты этих оценок нормированы на одного активного абонента и позволяют характеризовать и прогнозировать трафик передачи указанных видов данных (и в том числе голосовой связи) для систем сотовой связи с различной абонентской емкостью.

• Определено суточное распределение суммарного трафика сотовой связи по дням недели для всех видов передачи данных, включая сюда и голосовую связь, нормированного на одного активного абонента. Основываясь

на результатах этой оценки, можно рассчитать трафик передачи данных для систем с различной абонентской емкостью и тем самым определить требования к построению системы связи, ее алгоритмов действия и каналообразующей техники как для доступа в систему, так и для передачи данных.

4. Предложен вариант повышения скорости передачи данных в ПНС за счет объединения радиоканалов с долевым распределением передаваемых данных (ОРДПД). Показано, что скорости передачи данных могут возрастать в *n* раз, где величина *n* определяется количеством объединяемых радиоканалов. В частности, применение метода ОРДПД в технологиях GPRS/EDGE потенциально позволяют достичь скорости передачи данных, исчисляемой тысячами кбит/с.

Дана оценка способам увеличения размеров зоны действия БС (соты), обусловленных допустимым временем прохождения радиосигнала от БС до АС и от АС до БС. Показано, что это увеличение зоны возможно за счет увеличения «защитного интервала» (GB-Guard Period) в таймслоте «пакета доступа» TDMA технологии. Аналитически расчетным образом подтверждены данные, приводимые отдельными специалистами о том, что в системах GSM стандарта при применении сдвоенного таймслота «пакета доступа» с увеличенным «защитным интервалом» максимальный радиус действия БС увеличивается с 35 км (при обычном «пакете доступа») до 122 км. Для этого способа определены условия необходимых изменений параметров радиоинтерфейса и варианты их технической реализации систем сотовой связи, подтвержденные оценкой распространения радиоволн ОВЧ и УВЧ диапазонов с использованием модели Окумура – Хата.

5. На основе экспериментальных исследований структуры пространственных флуктуаций уровня радиосигнала и его затухания при проникновении в помещения зданий города уточнены и дополнены существующие характеристики распространения ОВЧ-УВЧ радиоволн и радиопомех в системах ПНС.

• Предложено уточнение существующих моделей распространения радиоволн со сложной многолучевой структурой за счет введения статистически определяемого параметра затухания уровня электромагнитных волн при их проникновении в помещения зданий.

• Предложена экспериментально обоснованная трехструктурная оценка пространственных (медленных) изменений уровней радиоволн с введением промежуточной структуры к ранее используемым двухуровневым оценкам с макро и микроструктурой уровня электромагнитных волн со сложным многолучевым распространением, свойственным для ПНС в условиях города. Благодаря использованию такой структуры повышается точность оценок случайных пространственных изменений уровня сигналов и обоснованы различия результатов таких оценок, полученных различными авторами.

• Предложен метод оценки изменения среднего уровня сигнала с нормированием результатов измерений к расстоянию от радиопередатчика до места приема, скорректированного в соответствии с параметрами используемой модели распространения радиосигналов. Применение этого метода позволяет

результаты экспериментальных измерений уровня сигнала в различных зонах действия радиопередатчика (на различных расстояниях от БС), после соответствующей нормировки, объединить в единый массив данных, характеризующий и позволяющий оценить пространственные флуктуации сигнала.

• Определена и обоснована математическая модель уровневой микроструктуры электромагнитного поля (на участках протяженностью единиц-десятков полуволн поля), характеризующая изменения уровня поля относительно медианного значения при многолучевом распространении радиоволн. На основе этой модели предложен метод и разработан измеритель косвенного порогового измерения медианного уровня поля с помощью оценки соотношений расстояний с уровнем сигнала выше порогового уровня измерителя к расстоянию (протяженности) обследуемой территории перемещаемым измерителем. Такой метод значительно упрощает процесс измерения пространственно флуктуирующего уровня радиосигнала.

• Показано, что медленные временные флуктуации уровня сигнала и их изменения (мнимого медианного уровня и дисперсии флуктуаций) при передвижении (в мобильном состоянии) приемника АС объясняются с помощью микроструктуры поля.

• Получены результаты экспериментальных исследований затухания уровня поля ОВЧ и в низкочастотной части УВЧ диапазона, проникающего в помещения зданий для первых, цокольных этажей и подвальных помещений в виде интегральных функций распределения значений этих затуханий для каждого из указанных видов помещений. Определены доверительные интервалы этих распределений, проведено их сравнение с результатами, полученными рядом зарубежных исследователей и даны рекомендации необходимой коррекции полученных результатов для определения затуханий радиоволн высокочастотной части УВЧ диапазона.

• Определены распределения для оценки случайных изменений уровня сигнала в помещениях зданий, учитывающие совместно пространственные случайные изменения уровня сигнала на улицах и затухания сигнала при проникновении в помещения зданий города.

• Разработана методика прогнозирования уровня ОВЧ и УВЧ радиопомех, проникающих в помещения зданий с улиц города.

6. Систематизирован метод многопараметрической оценки пространственной (территориальной) надежности связи, учитывающий параметры БС и АС, характеристики распространения радиоволн, затухания их уровня при проникновении в помещения зданий, прогнозирование уровня радиопомех, помехоустойчивость передачи радиосигналов. Показано, что пространственная надежность, основанная на оценке пространственных флуктуаций уровня сигнала, учитывает и временные флуктуации, поскольку «медленные» изменения уровня сигнала являются эргодическим процессом.

• Для оценки пространственной надежности связи при заданной помехоустойчивости получено выражение требуемого порогового уровня

сигнала при заданной помехоустойчивости (заданном отношение сигнал/помеха) и меняющемся уровне радиопомех.

• Проведена оценка надежности связи по зоне действия радиосистем (пространственной надежности), использующих радиосигналы, распространение которых в условиях города имеет сложную многолучевую структуру. Определены зависимости этой надежности от расстояния до базовой станции для различных условий приема сигналов (на улицах и в помещениях зданий города). Используемые параметры в этих зависимостях позволяют их применять для различных видов моделей распространения радиоволн.

Определены значения параметров полученных зависимостей пространственной надежности от расстояния до базовой станции для радиосигналов ОВЧ и низкочастотной части УВЧ диапазонов и различных условий приема сигналов. Это позволяет не только аналитически, но и конкретно, при заданной излучаемой мощности радиопередатчиков и чувствительности приемников БС и АС и используемой модели распространения радиоволн, рассчитывать надежность связи по зоне действия в зависимости от удаленности АС от БС, причем не только на улицах города, но и в помещениях зданий. Или может решаться обратная задача – при заданной надежности и размерах зоны действия системы могут определяться требования к техническим характеристикам БС. Показано, что полученные результаты могут быть скорректированы и для высокочастотной части диапазона УВЧ.

• Получено выражение для определения средней надежности связи в зоне действия базовой станции в зависимости от надежности на границе этой зоны.

• Показана взаимосвязь помехоустойчивости приема сигналов с пространственной (территориальной) надежностью. Для практически используемых ЧМ радиосигналов и реально используемого способа их приема получено соотношение этой взаимосвязи.

• Разработана методика определения зависимости пространственной надежности от изменения вероятности ошибки принимаемых радиосигналов, основанная на использовании аппроксимированной зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/помеха, с примером подробного использования ее для случая оптимального приема ФМ противоположных сигналов не флуктуирующих во времени. Эта методика позволяет наиболее полно представить картину приема сигналов в зоне действия радиосистемы, оценивая изменение надежности связи и помехоустойчивости в зависимости от расстояния до базовой станции. Показаны примеры воможностей практического применения разработанной методики в расчетах параметров радиосистем ПНС.

Пример применения указанной методики для ФМ сигналов является иллюстрацией для подобной оценки территориальной надежности для других видов сигналов и в том с учетом их временных замираний.

• Получены семейства графиков, отражающие результаты оценки пространственной надежности и ее взаимосвязи с помехоустойчивостью, которые позволяют их использовать для решения практических инженерных задач при проектировании и оценке качества действующих систем ПНС. Дана

оценка изменению территориальной надежности при адаптивно к требуемой помехоустойчивости меняющимся видам радиосигналов.

• Определены критерии определения требуемого уровня принимаемого радиосигнала с учетом сопоставления уровней радиопомех, проникающих в помещения зданий, и внутренних шумов радиоприемника в зависимости от затуханий электромагнитных волн в зданиях как величин, определяемых требуемой надежностью приема радиосигналов в помещениях зданий. Эти критерии позволяют определить условия, при которых можно пренебречь уровнем радиопомех и использовать чувствительность приемника как требуемый уровень сигнала приема. На конкретном примере системы многоадресного радиовызова дана практическая оценка использования таких критериев.

• Даны рекомендации практического использования полученных результатов оценки территориальной надежности при заданной помехоустойчивости.

7. Обоснованы возможные методы повышения надежности связи по параметрам сигналов, основным характеристикам организации радиоканалов и за счет комплексного адаптивного взаимодействия радиосистем с различной территориальной организацией их радиосети в зоне действия ПНС.

• Предложен метод повышения пространственной (территориальной) надежности связи за счет дополнения радиальной системой сотовой сети, который позволяет восполнить подвижной связью «непопулярные участки» (малонаселенные пункты, лесные массивы и т.п.) территории, обслуживаемого региона, неохваченные сотовой сетью. Разработаны теоретические принципы оценки пространственной надежности сотово - радиальной сети, которые доведены до уровня методики территориального планирования при внедрении радиальной системы в сотовую сеть.

– Установлено, что для охвата связью «непопулярных участков» в региональной сотово - радиальной сети трафик в режимах голосовой связи, SMS и GPRS/EDGE, распределяемый на радиальную систему, составляет незначительную долю нагрузки сотовой сети и количество БС радиальной системы может определяться от долей до одной БС для средней абонентской емкости сотовой сети и до 3-х БС – для архи крупных сетей.

– Разработаны алгоритм и программное обеспечение хендоверного взаимодействия (переключения) радиальной и сотовой систем с приоритетом действия сотовой системы. (Метод сотово – радиального взаимодействия запатентован автором как «Сотовая система связи» [106]).

• Предложено использовать «диапазонно – частотного» разнесение радиоканалов как метод повышения пространственной надежности связи. Для оценки эффективности этого метода предложено использовать соотношение длин волн различающихся диапазонов как параметра, характеризующего отличие дифракций и путей распространения электромагнитных волн. Показано, что использование этого метода для радиоканалов взаимодействующих радиальной и сотовой систем является дополнительным

средством повышения пространственной надежности связи. (Метод «диапазонно – частотного» разнесения радиоканалов указан в полученном автором патенте [109]).

• В результате оценки вышеуказанных методов повышения надежности сделаны следующие заключения: использование этих методов позволяет реализовать сеть связи с подвижными абонентами, практически с любой заданной пространственной надежностью на территории регионального (областного) уровня, а предложенный метод взаимодействия радиальных и сотовых систем можно рассматривать как один из вариантов, принципы которого могут быть распространены на подобное комплексное взаимодействие с другими видами систем связи.

• Разработаны и показаны практически реализованные способы взаимодействия пейджинговой (с радиальным построением) и сотовой сетей в режиме передачи коротких сообщений, основанные на указанных выше методах взаимодействия сотовых и радиальных систем. Определено, что зона действия сотовой связи в этом режиме может быть увеличена (дополнена) за счет пейджинговой системы. (Способ увеличения зоны действия сотовой связи за счет ее объединения с пейджинговой системой запатентован автором [109]). Разработаны и обоснованы алгоритмы и варианты взаимодействия сотовой и пейджинговой систем с примерами их практического использования.

• Определены методы комплексного взаимодействия систем связи для экстренного оповещения населения о чрезвычайных ситуациях. Обоснована необходимость применения для этих целей систем ПНС и конкретно систем сотовой связи и многоадресного радиовызова. Разработаны варианты и алгоритмы комплексного взаимодействия систем многоадресного радиовызова и сотовой связи для экстренного оповещения населения при многовариантных условиях передачи сообщений с взаимодополняющим и резервирующим действием этих систем. Решена структурная задача для технической реализации межсистемного интерфейса с центром оповещения. Разработана программная модель для управления, отправки и проверки статуса сообщений оператором центра передачи сообщений (оповещения).

• Обоснованы и конкретизированы способы и условия широковещательной передачи экстренных сообщений через системы GSM, WCDMA сотовой связи и многоадресного радиовызова (пейджинга). Определены параметры этой передачи для указанных систем и дано сравнение им. Показано, что время передачи достаточно объемных экстренных сообщений удовлетворяет требованиям экстренного оповещения и может составлять от долей до единиц секунд.

– Предложен способ, устраняющий проблему передачи экстренных широковещательных сообщений в GSM системах во время голосовой связи за счет введения «режима прерывания голосовой связи».

– Даны рекомендации по использованию каналов сотовой связи и систем радиовызова для дистанционно управления устройствами оповещения.

Обобщая вышеуказанные результаты данной работы, следует отметить, что наиболее важные из них запатентованы автором и нашли практическое применение в системах ПНС.

Для исследований в области развития передачи адресных радиовызовов и данных в ПНС автором в Нижнем Новгороде при Волго-Вятском филиале МТУСИ создана научная школа «Развитие систем передачи данных и оповещения на основе подвижной наземной связи». Кроме того, результаты диссертации вошли в курсы лекций «Основы построения инфокоммуникационных систем и сетей», читаемый автором в Волго-Вятском филиале МТУСИ, и «Системы связи с радиодоступом», преподаваемом автором в Институте радиоэлектроники и информационных технологий Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева.

ЛИТЕРАТУРА

1 110 лет радио: Сб. статей / Под ред. Ю.В. Гуляева, М.А. Быховского. – М.: Радиотехника, 2005. –256с.: ил.

2 Автоматические системы коммутации / О. Н. Иванова, М. Ф. Копп, З. С. Коханова, Г. Б. Метельский; Под ред. О. Н. Ивановой. – М.: Связь, 1978. – 624 с.

3 Аджемов А.С. Телекоммуникации, инфокоммуникации - что дальше?- М.: «ИД Медиа Паблишер», 2011.-140 с.

4 Бабков В.Ю., Полынцев П.В., Устюжанин В.И. Качество Услуг мобильной связи. Оценка, контроль и управление/ Под. Ред. Профф. А.А. Гоголя – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 160 с.

5 Большова Г. Восходящая звезда сервисов мобильной связи // “BYTE Россия”, 2004, № 9.

6 Бузов А.Л., Быховский М.А., Васехо Н.В., Волкова Ю.В.,Жильцов А.У., Иванова Т.В., Носов В.И., Севостьянов С.В.,Сорокин А.С., Сорокин Г.И. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимостьрадиосистем. Учебн. пособие / Под ред. д.т.н., проф. М.А. Быховского. –М.: Эко-Трендз, 2006. – 376 с.: ил.

7 Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М: Радио и связь, 1985. – 384 с.

8 Ведомственные нормы технологического проектирования. Проводные средства. Ч. 2. Станции городских и сельских телефонных сетей. ВНТП 112–79: утв. Мин. связи СССР 09.07.79. – М.: Связь, 1980. – 56 с.

9 Величко В.В. Передача данных в сетях мобильной связи третьего поколения./ Под.ред. Ю.Б. Зубарева. – М.: Радио и связь, Горячая линия-Телеком, 2005 – 332 с.

10 Венедиктов М.Д., Туляков Ю.М., Сорокина Е.В. Услуги и системы персонального радиовызова в России. Тезисы докладов. V Международная научно-техническая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации-ПТСПИ, 2003»,- Владимир-Суздаль, июль 2003г., с.30.

11 Вишневский В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. Москва: Техносфера, 2009.- 472 с.

12 Вызывная система в ЧМ-радиодиапазоне.//Электроника. – 1979. – № 1.– С. 16–17.

13 Гвинель Ле-Бодик. Мобильные сообщения SMS, EMS, MMS. Кудий-образ. Москва. 2005г.

14 Горячев А. А. Каналы радиосвязи АСУТП. – М.: Связь,.1980.– 104 с.

15 Горячев А. А., Туляков Ю. М. Оценка параметров кодирования с частотными признаками//Тр. НИИ Гидрометеорологического приборостроения. – 1977. – Вып. 34. – С. 106–120.

16 Гречинский Д. А., Рыгалин В. Г. Магнитоиндуктивные установки оперативной связи. – М.: Связь, 1970. – 72 с.

17 Громаков Ю.А., Северин А.В., Шевцов В.А. Технологии определения местоположения а GSM и UMTS: Учебное пособие. – М: Эко – Трендз, 2005 – 144 с.
18 Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. М.: Мобильные телесистемы – Эко – Трендз, 1997, 239 с.
19 Громаков Ю.А., Поповский А.В. Факторы, влияющие на время доставки коротких сообщений в сетях GSM.// Мобильные системы. – 2003 - № 10, - с. 17- 20.
20 Гусятинский И. А., Пирогов А. А. Радиосвязь и радновещание./Под ред. А. А. Пирогова. – М.: Сов. радио, 1974. – 176 с.
21 Гуткин Л. С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. – М.: Сов. радио, 1972. – 448 с.
22 Денис Лысов, Huawei Technologies. Увеличение зоны покрытия сети GSM. Мобильные телекоммуникации, №06-07, 2002 г. ,с.35-37.
23 Документы XIII Пленарной Ассамблеи МККР Женева, 1974. – Женева: Изд. МСЭ, 1975.
24 Долуханов М.П. Оптимальные методы передачи сигналов по линиям радиосвязи. - М.: Связь, 1965.- 172 с.
25 Есипенко В.И., Зельманов С.С. Теория электрической связи: учеб. пособие/НГТУ. Нижний Новгород, 2007.-314 с.
26 Индекс готовности регионов России к информационному обществу. 2007–2008 / Под ред. Ю.Е.Хохлова и С.Б.Шапошника. М., 2009. – 256 с.
27 Закиров З.Г., Надев А.В., Файззулин Р.Р. Сотовая связь стандарта GSM. Современное состояние, переход к сетям третьего поколения. – М.: Эко-Трендз, 2004. - 264 с.
28 Использование радиоспектра: Пер. с англ./Под ред. М. С. Гуревича. – М.: Связь, 1969.–272 с.
29 Калипцев А.А. Особенности передачи данных в пакетном режиме в системе IMT-MC // Мобильные Системы, Спецвыпуск: Состояния и перспективы развития технологии IMT-MC-450 в России и мире. 2004г.
30 Камышлин М. Мобильник как средство спасения // Мобильные системы, 2008 - №5, с.72-75.
31 Кантор Л. Я. Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ сигналов. – М.: Связь, 1967. – 256 с.
32 Карташевский В.Г., Семёнов С.Н., Фирстова Т.В. Сети подвижной связи. – М. : Эко – Трендз, 2001.-300 с.
33 Картьяну Г. Частотная модуляция. – Изд. академии Румынской народной республики. 1961. –578 с.
34 Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Связь, 1969.- 375 с.
35 Князев И.Г., Жуков В.А., Климашов И.А. Абонентское оборудование стандарта МРТ 1327 // Технологии и средства связи. 2000, № 3,с.38-42.
36 Кодирование информации (двоичные коды)/Н. Г. Березюк, А. Г.Андрющенко, С. С. Мощинский и др./Под ред. Н. Г. Березюка. – Харьков: Вища школа, 1978. – 252 с.

37 Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. Москва, Ленинград: Гос. энергетическое изд. 1956. –150 с.
38 Крупнов А.Е., Скородумов А.И., Тамаркин В.М., Кононенко О.Н. Взаимодополнение сетей сотовой связи и беспроводного широкополосного доступа – новый этап развития сотовой связи // Мобильные системы. – 2005г. - № 10, с. 4-11.
39 Л.М. Невдяев. Мобильная связь 3-го поколения. Серия изданий «Связь и бизнес, М. МЦНТИ-Международный центр научной и технической информации, ООО «Мобильные коммуникации», 2000 -208 с.
40 Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 2-е изд. – М.: Сов. радио,1974. - 552 с.
41 Ли У. Техника подвижных систем связи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь. 1985. –382 с.
42 Лотен Р. А. Система персонального радиовызова для обслуживания больших территорий г. Чикаго. Связь-75–СССР. – М. Сокольники. 1975.
43 Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
44 Мартин Бахуизен, Уве Хорн. Широковещательная и многоадресная передача информации в сетях мобильной связи // Мобильные системы, - 2005 - № 12, с.54-57.
45 Материалы партнерских объединений (проектов) 3GPP и 3GPP2.
46 Милютин Е.Р., Василенко Г.О. Повышение точности расчета ослабления поля с помощью калибровки и цифровых карт местности //Электросвязь.2004.- № 2 – С. 38-40.
47 Митчелл. Система персонального вызова на УКВ//Зарубежная техника связи. – 1969. – № 4. – С. 15–30.
48 Моргунов Л. Н. Флуктуации принимаемого сигнала в антенне подвижного объекта системы городских УКВ и ДМВ радиосвязи.//Электросвязь. – 1966. – № 10. –С. 56–62.
49 Мухин А.М. , Чайников Л, С. Энциклопедия мобильной связи: Т.1:Системы связи подвижной службы общего пользования - СПб.: Наука и техика,2001. - 236с.
50 Мясковский Г. М. Системы производственной связи: Справочник / Под ред. И.М. Пышкина. – М.: Связь, 1980. – 216 с.
51 Национальная система связи с персональным вызовом абонентов//Электроника,–1973. –№ П. –С. 8–9.
52 Патент. 2058338, класс 21 a4, 56/00 (H04 в 1/06, H04/g7/04), заявл. 27.11.70, опубл. 09.05.74.
53 Полевые транзисторы. Физика, технология и применения: Пер. с англ./ Под ред. С. А. Майорова. – М.: Сов. радио. 1971. – 574 с.
54 Положение о единой государственной системе предупреждения и ликвидации ЧС, утверждено правительством РФ №794 от 30.12.2003 г.
55 Проспекты фирм Multiton (Великобритания), Motorola, Harris General Electric (США), Omicron Data Systems (Канада), Philips (Нидерланды),

Swissphone, Autophone (Швейцария), Florian (Франция), ITT (Швеция и ФРГ), Bechuomen OY (Финляндия) - систем радиовызова, 1971–1986 гг.
56 Хомич В.М. Ферритовые антенны.- М. :Энергия, 1969.-152,с.
57 Пустыльник Е.М. Статистические методы анализа и обработка результатов эксперимента.- М.: Наука, 1968.-288 с.
58 Пышкин И.М., Дежурный И.И., Талызин В.Н., Чвилев Г.Н., под ред. Пышкина И.М., Системы подвижной радиосвязи, М., Радио и связь, 1986., 328 с.
59 Риордаи Д. Введение в комбинаторный анализ. – М.: Иностранная литература, 1963.-192 с.
60 Роткевич В., Роткевич П. Техника измерений при радиоприеме. – М.: Связь, 1969. -228 с.
61 Румшиский Л.З. Математическая обработка результатов эксперимента.- М.: Наука, 1971.-192 с.
62 Ряковский С. М. Оценка основных показателей приемника частотной системы избирательного вызова. – Тр. МЭИ, 1975. – Вып. 230. С. 32–36.
63 Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ/ Под ред У.К.Джейкса: Пер. с англ./ Под ред. М.С.Ярлыкова, М.В. Чернякова. – М.: Связь, 1979. – 520 с.
64 Скляр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.:Изд. 2-е, испр. : Пер. с англ. – Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
65 Слюсар В.И. Системы MIMO: принципы построения и обработка сигналов. //Электроника: наука, технология, бизнес. – 2005. - № 8. – С. 52-58.
66 Смит К. Высокочувствительный однокристальный приемник персонального вызова//Электроника. – 1982. – № 10. – С. 15–16.
67 Смит К. ИС для демодуляции частотно – манипулированных сигналов// Электроника. – 1982. – № 13. – С. 21–22.
68 Соловьев А.А. Пейджинговая связь – М.: Эко-Трендз 2000.- 286 с.
69 Сорокина Е.В., Абдалов В.В Использование пейджинга для объединения различных систем связи // Конференция «Информационные системы и технологии» (ИСТ-2004), г. Н.Новгород, 2004, с. 43.
70 Справочник по управлению использованием спектра на национальном уровне. – Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 1995.
71 Стандарты GSM: 03,40; 03,41; 04,01; 04,03… 04,08; 04,11; 04,12; 05,01; 05,02; 06,02; 09,02.
72 Стратегия перехода к сетям NGN // В мире телекоммуникаций, вып.5, май 2003 г.
73 Сюваткин В.С., Ковалёв И.П., Сухорёбров В.Г., Есипенко В.И. WiMAX технология беспроводной связи: Основы теории, стандарты, применение./ Под. Ред. В.В. Крылова. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005г. – 368 с.
74 Теория передачи сигналов/А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, М. В. Назаров, Л. М. Финк.–М.: Связь, 1980. –288 с.
75 Тепляков И. М., Калашников И.Д., Рощин Б.В. Радиолинии космических систем передачи информации. – М.: Сов. радио, 1975. – 400 с.

76 Тепляков И. М., Рощин Б. В., Фомин А. И., Вейцель В.А. Радиосистемы передачи информации. – М.: Радио и связь, 1982. – 264 с.
77 Техническая документация на КТС-П166. Краткое описание П166. ФГУП «КНИИТМУ».
78 Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
79 Туляков Ю.М., Абдалов В.В. Комбинированный формирователь сигналов персонального радиовызова. Звуковое вещание и электросвязь / Московский технический университет связи и информатики. - М., 2004г. - 147с: Библиограф. В конце ст. Рус, - Деп. В ЦНТИ «Информсвязь» от 04.07.04г. № 2242 св. 2004, 71-79.
80 Туляков Ю.М., Абдалов В.В., Сорокина Е.В. Варианты универсальной роуминговой сети персонального радиовызова. Тезисы докладов, н.т.к. профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава МТУСИ - Москва, 2000 г., с..213-214..
81 Туляков Ю.М., Абдалов В.В., Сорокина Е.В. Исследование многовариантных сигналов в сетях персонального радиовызова. Тезисы докладов. Десятая Межрегиональная конференция МНТОРЭС им. АС. Попова. - Москва, 2000 г.с.234-236.
82 Туляков Ю.М., Абдалов В.В., Сорокина Е.В. Новые аспекты передачи информации в распределенной сети средств персонального радиовызова//Материалы 3-ей международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации -ПТСПИ'99» (Perspective Technology in the Mass Media-PTMM'99) -г. Владимир, 1-5 июля 1999 г., с.223.
83 Туляков Ю.М., Абдалов В.В., Сорокина Е.В. Обобщенная оценка передачи данных в системах подвижной связи // Электросвязь. – 2009 - №1 - С. 37-43.
84 Туляков Ю.М., Абдалов В.В., Туляков А.Ю. Информационное экстренное оповещение через средства наземной подвижной связи. Материалы Международной научно-технической конференции «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения». INTHRMATIC-2006, Москва, 2006 г., с. 97-100.
85 Туляков Ю.М. Алгоритмы формирования сигналов в современных сотово - радиальных системах подвижной связи. «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания: тексты докладов всероссийского научно-технического семинара, Под ред. Шахгильдяна В.В.- Москва. Инсвязьиздат 2010, с.147-149.
86 Туляков Ю.М. Анализ параметров передачи радиосигналов для определения методов повышения территориальной надежности подвижной наземной связи. X Международная научно-техническая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации». Владимир - Суздаль. 26 – 28 июня 2013 года, с.122-124.
87 Туляков Ю.М. Анализ характеристик развития адресной передачи данных в подвижной наземной связи//Материалы доклада в трудах Российского

НГО РЭС им. А.С. Попова «Научная сессия, посвященная Дню радио». Выпуск XL1, Москва, 2006г., с.174-176.

88 Туляков Ю.М. Аналитическая оценка выбора методов ретрансляции телерадиовещания и информатизации населения на региональном (областном) уровне//Материалы международной научно-технической конференции “Информационные системы и технологии – ИСТ - 2007”, Н.Новгород, 2007., с. 100 -101.

89 Туляков Ю.М. Ассоциативный подход организации многорегиональной сети ПРВ-ОП// Тезисы докладов. Бизнес-семинар «Развитие федеральных сетей персонального радиовызова общего пользования». - Москва, Россия, 19-20 ноября 1997 года.

90 Туляков Ю.М. Двухсторонняя пейджинговая система связи с подтверждением приема сообщений. Патент RU № 2 392 740 C2 от 20 июня 2010г.

91 Туляков Ю.М. Изменения пропускной способности многоадресной системы радиовызова при применении квитирующих сигналов. Доклады 68-й Всероссийской (с международным участием) конференции, посвященной Дню радио, RDC-2013 «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий –РЕС-2013». Москва, Россия, 2013 г. С.110-113.

92 Туляков Ю.М. К вопросу повышения скорости передачи данных для телекоммуникационных и инфокоммуникационных технологий в системах подвижной связи. //Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов, Известия ЮФУ. Технические науки.-2012.-№5: Таганрог, с. 32-36.

93 Туляков Ю.М. К вопросу приема сигналов персонального радиовызова// Тезисы докладов научно-технической конференции по развитию и внедрению новой техники радиоприемных устройств/НТО РЭС им. А. С. Попова. Москва – Горький, 1973. – С. 104–105.

94 Туляков Ю.М. Концептуальный анализ вариантов реализации Федеральной сети персонального радиовызова // Тезисы докладов. Международная конференция и дискуссионный научный клуб «Новые информационные технологии в науке, образовании и бизнесе» (New Information Technology in Science, Education and Business). IT+SE' 97) - Украина. Крым. Ялта-Гурзуф, 12-24 мая 1997 г., с.135-136.

95 Туляков Ю.М. Концепция создания Федеральной пейджинговой сети// Тезисы докладов. Четвертая межрегиональная конференция "Обработка сигналов в системах двухсторонней телефонной связи",- Москва, 1995, с.42.

96 Туляков Ю.М., Кузнецов А.Я., Чирков С.Б. Реализация элементов системы персонального радиовызова на отечественной элементной базе. Тезисы докладов на МФИ-95. Москва - МТУСИ, 1995, с.158.

97 Туляков Ю.М. Многоадресные, цифровые системы радиовызова.//Тезисы Межрегиональной НТК "Цифровая обработка сигналов в системах связи и

управления", организованная НТОРЭС им. А.С.Попова. - Львов, 1992, с.138.
98 Туляков Ю. М. Некоторые основания для выбора технических решений систем персонального радиовызова (СПРВ). – М: 1976. – 31 с. – Депонирована в ЦНИИТЭИ приборостроения 13.12.76, № 664.
99 Туляков Ю.М. Особенности передачи данных в системах подвижной наземной связи общего пользования и их статистика. Труды международной научно-практической конференции «ТЕЛЕКОМ-2007». Ростов-на-Дону, октябрь 2007, с.116-119.
100 Туляков Ю.М. Оценка пространственной надежности ОВЧ радиосвязи в условиях города.// T.Comm.-2009-№4- С.20-23.
101 Туляков Ю.М. Оценка ряда параметров внедрения системы персонального радиовызова СПРВ//Тезисы докладов XXXI Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню радио/НТО РЭС им. А. С. Попова. – М., 1976. – С. 46–47.
102 Туляков Ю.М. Оценка скорости передачи данных по радиоинтерфейсам в действующих системах сотовой связи//Известия ЮФУ. (Технические науки).Тематический выпуск «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» Таганрог 2009.-№2 - С.106-110.
103 Туляков Ю.М. Пейджинг-Са11-центр-IP-телефония//Тезисы докладов. Всероссийская научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии ИСТ-2004», - Нижний Новгород, 2004, с.42.
104 Туляков Ю.М., Письмеров О.Б. Технико-экономический анализ внедрения систем персонального радиовызова для городов России. (Technical-economical analysis of engineering radio paging calling systems in Russian cities).//Тезисы докладов Международной научно-практической конференции "Информатизация и реформы", книга I,- Н.Новгород, 1993, с.2-41 - 2-42.
105 Туляков Ю.М. Принципы организации объединенной многостандартной пейджинговой сети//Тезисы докладов. Международная конференция «Мобильные телекоммуникации в России». Москва, 23-24 октября 1997 г., с.4.
106 Туляков Ю.М. Система сотовой связи. Патент на изобретение RU №2405259 от 27 ноября 2010 г.
107 Туляков Ю.М. Системы персонального радиовызова. М.: Радио и связь 1988. – 168 с.
108 Туляков Ю.М. Системы персонального радиовызова - Электросвязь, 1976 г. № 5, с. 37-46.
109 Туляков Ю.М. Способ объединения сотовой и пейджинговой систем связи. Патент на изобретение RU №2426888 от 20.04.2011 г.
110 Туляков Ю.М. Статистическая оценка передачи данных в системах подвижной наземной связи общего пользования//Тезисы докладов Международной научно-технической конференции. «Информационные системы и технологии ИСТ-2006». Н.Новгород, 2006г., с.69-70.

111 Туляков Ю.М. Сравнительный анализ сигналов персонального радиовызова//Тезисы докладов II Всесоюзной научно-технической конференции «Развитие теории и техники сложных сигналов»/НТО РЭС им. А. С. Попова. – М., 1983. – С. 49.
112 Туляков Ю.М.. Статистика затуханий уровня электромагнитного поля ОВЧ при проникновении в помещения зданий города. // Технологии ЭМС. -2009 -№2(29) – С. 85-89.
113 Туляков Ю. М. Структура сигналов и выбор характеристик систем персонального радиовызова//Аннотации и тезисы докладов – М.: Всесоюзная научная сессия, посвященная Дню радио/НТО РЭС им. А. С. Попова. – М., 1973. – С. 104–105.
114 Туляков Ю.М.. Территориальная надежность подвижность наземной связи. VII Международная научно-техническая конференция «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии ФРЭМИ,2008», книга 1. Владимир, 2008, с. 287 – 288.
115 Туляков Ю.М. Территориальная информатизация населения Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения. Материалы 15-й межрегиональной научно-технической конференции Н.Новгород- Москва, 2007, с. 69-70.
116 Туляков Ю.М. ТИН – единица измерения территориальной информатизации населения. Материалы VII международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации». Владимир, октябрь 2007 г, с. 242.
117 Туляков Ю.М., Туляков А.Ю., Кузнецов А.Я., Абдалов В.В., Сорокина Е.В. Последние достижения в пейджинге и его развитие.// Тезисы доклада. LVIII научная сессия, посвященная Дню радио. - Москва, май 2003 г., с. 55-56.
118 Туляков Ю.М., Чирков С.Б., Люлин О.В. Современный синтез региональной системы персонального радиовызова// Тезисы докладов Международная конференция «Нейросетевые технологии обработки информации». - Украина. Гурзуф, октябрь 1997 года.,с.135-136.
119 Туляков Ю.М., Чирков СБ., Мезин Д.А., Денисов В.Ю. Анализ возможностей согласования сетей Internet и персонального радиовызова.//Тезисы докладов. Международная конференция и дискуссионный научный клуб "Нейросетевые технологии обработки информации".- Украина. Крым. Ялта-Гурзуф, 1996, с.123-125.
120 Туляков Ю.М., Чирков С.Б. Передача коротких пейджинговых сообщений по сотовым сетям//Тезисы докладов Юбилейной НТК профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава МТУСИ.–Москва, МТУСИ, 2001, с.193-194..
121 Туляков Ю.М., Чирков СБ. Передача сигналов вызова в канале ОВЧ-ЧМ радиовешания. //Тезисы докладов. Вторая межвузовская научно-техническая конференция "Повышение эффективности вооружения и военной техники войск ПВО в интересах противовоздушной обороны". – Н.Новгород. Высшее зенитное училище ПВО МО РФ, 1995, с.285.

122 Туляков Ю.М., Шакаров Д.Е., Калашников А.А.. Анализ развития и состояния наземной связи общего пользования в Нижегородском регионе. Материалы международной научно – технической конференции «Информационные системы и технологии» (ИСТ – 2008), Нижний Новгород, 2008, с. 96 – 97.
123 Туляков Ю.М., Шакаров Д.Е., Калашников А.А. Обобщение результатов исследований методов использования современных средств подвижной наземной радиосвязи для оповещения в кризисных ситуациях.//Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов, Известия ЮФУ. Технические науки.-2010.-№5: Таганрог, с. 195-201.
124 Туляков Ю.М., Д.Е. Шакаров Д.Е, А.А. Калашников А.А.. Оповещение населения при ЧС с помощью широковещательных сообщений сетей мобильной связи. Международный форум информатизации (МФИ 2009). Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы». Москва, 2009.- С.132-133.
125 Туляков Ю.М., Шакаров Д.Е, Калашников А.А. Статистика передачи MMS данных в сетях сотовой связи. Материалы шестнадцатой межрегиональной научно-технической конференции «Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения». Пушкинские горы – Москва, 2008, с. 93 - 95.
126 Туляков Ю. М., Шакаров Д.Е., Лашкин Г.Л. Статистика трафика передачи данных в сотовой связи. «Труды Московского технического университета связи и информатики», том 2, Москва. 2008г., с. 316-320.
127 Туляков Ю.М. Эволюция передачи данных в подвижной наземной связи: от пейджинга до высокоскоростного радиодоступа. Материалы четырнадцатой межрегиональной научно-технической конференции «Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения». Московское и Нижегородское региональные отделения НТОРЭС им А.С.Попова, МТУСИ, Нижний Новгород - Москва, 2006 г., с.154-155.
128 Туляков Ю.М. Экспериментальная оценка затуханий электромагнитных ультракоротких волн, проникающих в помещения зданий //Тезисы докладов XXXV Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню радио/НТО РЭС им. А.С.Попова.- М.,1980, с. 38.
129 Туляков Ю.М. Энергетически экономное квитирование приема данных в подвижной связи. Материалы шестнадцатой межрегиональной научно-технической конференции «Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения». Пушкинские горы – Москва, 2008, с. 90 – 91.
130 Федеральный закон «О гражданской обороне» № 28-ФЗ от 12.02.1998 г. с изменениями 122-ФЗ от 22.08.2004 г.
131 Феоктистов К. Услуги передачи данных и биллинг контента в сотовых сетях // «Мобильные системы», 2004г.- № 4, с. 56-63.
132 Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. радио, 1970. – 728 с.
133 Харкевич А.А. Борьба с помехами. – М.: Гос. издат. физ. мат. литературы, 1963. –275 с.

134 Хиндип Х. Сотовая структура позволяет увеличить число каналов подвижной телефонной связи//Электроника. – 1979. –№ 11. – С. 71–80.
135 Чугин Ю.М. Помехоустойчивость частотных систем телемеханики. – М.: Энергия, 1966.- 253 с.
136 Шакаров, А.А. Калашников. Системы экстренного оповещения об экстремальных ситуациях. Материалы шестнадцатой межрегиональной научно-технической конференции «Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения. Пушкинские горы – Москва, 2008, с.101-105.
137 Шварц Б.А. Двусторонняя беспроводная индуктивная связь внутри предприятий.– М.: Связь, 1971.– 159 с.
138 Шеннон К. Работа по теории информации и кибернетике. – М.: Иностранная литература, 1963.- 829 с.
139 3GPP TR 36.913 V8.0.0 Requirements for Further Advancements for E-UTRA (LTE-Advanced), Release 8. 3GPP, 06.2008.
140 Adam Girycki. UMTS/WCDMA Advanced overview. ENKI 2006, c.294.
141 Bonney Anthony Y. Systems Engineering for Wide Area Radio Paging//NTC 72 Rec. Nat. Telecommunic. Conf., Houston, Tex., 1972. – New York, 1972.– P. 23B/1–23B/6.
142 Breeden Luis I., Alfred B. Wieczorek. Metropolitan paging with computer control//Venicu!ar Technology Conference Record Cleveland, Ohio, 1973. – NewYork, 1973. – P. 1–5.
143 Buesing R. T. Modulation Methods and Channel Separation in the Land Mobile Service//Telecommunications. – 1971. –№ 5, № 7. – P. 27–30, 50.
144 Coles P. K. and Sharp D. Public – access paging in Eurepe-now Should it be done//Consv. Proc. the Telecomm. Forum. – Geneva, 1975. – P. 1491 –1493.
145 Digital Receiver type RB-141, RB-150, RB-151. TM1078, I 3342/Printed in England by Multiton Electric Company Limited.
146 ETSI GSM 03.09 “Digital cellular telecommunication system (Phase 2+). Handover procedures”.
147 ETSI GSM 05.08 “Digital cellular telecommunication system (Phase 2+). Radio subsystem link control.”
148 George E., Struns G. The public mobile radio services in the Federal Republic of Germany//Telecommunications. Journal. – 1974. – Vol. 41–XI. – P. 667– 674.
149 Gretteberg F. Et dekadisk kodet selektivt anrapsog kontroll system //Electroteknisk tidsskrift.–1968. – Bd 8, № 4. – S. 74–78.
150 Hata M. Empirical formula for propagation loss in land mobile services // IEEE Trans. Vehicular Technology. – 1980. –V. 29. - № 3.
151 http:// www.viol.uz/systems.htm - Системы транкинговой связи.
152 http://wireless.agilent.com/rfcomms/refdocs/wcdma/wcdma_gen_bse_sms_cell_broadcast.php.
153 http://www.3gpp.org./ftp.
154 http://www.FLEX/Unitled/index-1.htm - FLEXtm technologies.
155 http:/ftss.nwgsm.ru:8101/MML/3g/WCDMA3.
156 ITU-R Recommendations, P.1546, 2001.

157 Juha-Pekka Makela."Effects of handoff's algorithms on the performance of multimedia wireless networks" University of OULU".
158 Kerwien A. E., Steiff G. H. of a 150 – megosycle Pocket Receiver for the Bellboy Personal Signaling System//The Bell System Technical Journal. –1963. – № 3. –P. 527–562.
159 Kikucli J., Sada Sh. A Smd – sired Pocket Bell receiver// Japan Telecommunications Review. – 1972. –№ 3. – P. 165–169.
160 Kimura, Nakamura «Pocket Bell» Radio Paging Service//Japan Telecommunications Review.–1969.– Vol. 11, № 4. –P. 233–241.
161 Engh P. B. Experience with the 150 MC/S Washington, D. C Bellboy System//JEEE Transactions on Venicular Communications. – 1966. – March.– P. 30–36.
162 Maag H. Ein öffentliches Personenfunkrufnetz//«Technische Mitteilungen» PTT. – 1972. – № 4. – S. 132–140.
163 Mabey P. I. Adressing in Radio Paging//Electronic Jetters.– 1977. – Vol.13, № 25. –P. 772.
164 Makitalo Ostem, Fremin Gunnor. Televerkets MS-Sistem for personkning over rundradiosandearne//Elektronik (Sver). –1971. –№ 11, № 5. –S. 55–60.
165 Mitchell D., Van Wynen K. G. A 150–mc Personal Radio Signaling System// The Bell System Technical Journal.–1961. –№ 5.–P. 1239–1257.
166 MPT 1327 A Signaling Standard for Trunbed Private Land Mobile Radio Systems. Department of Trade and Industry, London 1988.
167 New Radio Paging System//Japan Telecommunications Review –Vufy, 1977. – P. 217–255.
168 Okumura J. et al. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service // Rev. Inst. Elec. Eng. -1968. – V. 16. - № 9 -10.
169 O'Neal E. G. the Bellboy Switching System//Bell Laboratories Record.–1964.– Sept., № 8. –P. 281–284.
170 OSI-Open System Interconnection, International Organization for Standardization (ISO), 1984 г.
171 Pageboy II FM Radio Pager. Guaranteed Performance Specificatons/Motorola Communications and Electronics Ync, USA, 1973.
172 Provisional date sheet Multitone. VHF digital Pocket Paging Receiver/Printed in England. 1974–1975.
173 Radio –Paging Systems. Poper 8/i6E International Radio Advisory Committee (Study groups). Geneva, 1973.
174 Ranko Pinter, TETRA: Основные положения, Жур. «Сети», 2000 г.,№ 2.
175 Reports 499 – 2; 499 – 3 (MOD1) (MODF) Radio Paging Systems; Documents 8/63 – e (Sweden); Documents 8/112 – E (United Kingfom); Documents 8/210 (Japan), CCIR Study Groups, Period 1979 – 1986.
176 Rice L.P. Radio Transmission into Buildings at 35 and 150 mc//The Bell System Technical Journal.-1965. - January.- P. 1- 21.
177 Strunz G. Selektivrufverfahren für bewegliche Landfunkdienste //Des Fernmelde –Ingeneur.–1965. –№ 10. –S. 1–21.

178 Tatsuzawa Y. High Efficiency Calling Radio System//IEEE Trans. - 1965. - Vol. Com-13, № 4. – P. 407 – 419.
179 Technical Specification Group Radio Access Network; Radio interface for broadcast/multicast services. 3GPP TR 25.925.
180 The ERMES Advantage, Swissphone Telecommunications, Samstagern, Switzerland, 11-13th November, 1996, 17 pp.
181 The FLEXtm Solution: A Detailed Description, Participant Guide, Instructional Design & Multimedia Development Centre, Motorola Inc, 1997, 42 pp.
182 The International Paging Convention, Speaker notes, Amsterdam, 1996, 515 pp.
183 Uitermark G. M. Ein nilume dienstverlening van PTT. De Simofoon // Elektrotechnick.–1961, № 11. –S. E. 105–E 116.
184 Wey E. Das nationale Autorufnetz der Schweiz//Technische Mitteilungen PTT. – 1967. – № 5. – S. 232–236.
185 Wey E. Die Systemwahl beim einseitigen selektiven Funkruf//Buli. Schweiz. electrotechn. Ver.– 1970. – 61, № 14. –S. 640–644.
186 Wey E. Planungsgrundlagen für den einseitigen selektiven Funkruf//Technische Mitteilungen PTT. –1967.–№ 8. – S. 451–466.
187 Wey E. Vergleich zwischen Amplituden – und Frequenzmodulation für den einseitigen selektiven Funkruf//Technische Mitteillungen PTT.–1967.– №.2. –S. 50–63.
188 William C.Y. Lee. Mobile Cellular Telecommunications. Analog and Digital Systems, Second Edition. – International Editions, 1995. -664 p.
189 Yuri M. Tulyakov From Regional to Federal Messaging in Russia // International Paging Convention 1998, 12-14 October 1998, Athens, Greece.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АМн амплитудная манипуляция
АМТС автоматическая междугородняя телефонная станция
АП абонентский приемник (пейджер)
АС абонентская станция
АТ абонентский терминал
БАД база абонентских данных
БД база данных
БС базовая станция
$БС_{рс}$ базовая станция радиальной системы в радиально–сотовой сети
$БС_{сс}$ базовая станция сотовой связи в радиально–сотовой сети
БЧХ циклическое кодирование (Бауза – Чоудхури – Хогвингема)
ВБД высокоскоростной беспроводной (радио) доступ
ВО временное окно (тайм слот)
ВС вещательный сигнал
ГР «гостевой» регистр (VLR – Visitor Location Register)
ГТС городская телефонная сеть
ДДК двоично–десятичное кодирование
ДК двоичное кодирование
ДКЧ двоичный код с проверкой на четность
ДР «домашний» регистр (HLR – Home Location Register)
ДЦК двоично–цифровое кодирование
ИБД информационная база данных
ИВС интерфейс взаимодействия систем связи
ИВСД источник высокоскоростных данных
ИД интерфейс данных
КАМ квадратурная амплитудная модуляция (QAM)
КБС контроллер базовых станций (BSC – Base System Controller)
КС кодовое слово
КУ канал управления
КФКК канал формирования кодовых комбинаций
КФМн квадратурная фазовая манипуляция
МСРПД межсистемный (сетевой) распределитель передачи данных,
МСЭ Международный союз электросвязи (ITU)
МЧКК многочастотное комбинаторное кодирование
НДК неизбыточное двоичное кодирование
ОВЧ очень высокие частоты
ОРДРД объединение радиоканалов с долевым распределением передаваемых данных
ОРПД объединитель распределенных потоков данных
ОФМ относительно фазовая модуляция
ПБС подсистемой базовых станций (BSS – Base Station System)
ПВСД получатель высокоскоростных данных

ПНС подвижная наземная связь
ПССК подсистема сетевой коммутации в сотовой связи (SSS – Switching Sub System)
РАТС районная АТС
РИО регистр идентификации оборудования (EIR – Equipment Identity Register)
РПД распределитель потока данных
РПДРС распределитель передачи данных по радиосети
СК сетевой контроллер
СКД и Б система контроля доступа и билинга
СОД система обработки данных
СПД система передачи данных
СПРВ система персонального радиовызова (пейджинг)
ТИН территориальная информатизация населения
ТК транскодер (TC или NS)
ТФСОП телефонная сеть общего пользования
УВС узел входящих сообщений
УВЧ ультра высокие частоты
УИС узел исходящих сообщений
УММС усредненная медианная мощность сигнала
УС уплотняющий сигнал
УСС узел спецслужб
ФКЧ фильтр кодовой частоты
ФМ фазовая модуляция (PSK – Phase Shift Keying)
ФМн фазовая манипуляция
ФНЧ фильтр нижних частот
ФПД формирователь передачи данных
ЦА центр аутентификации (AUC – Authentification Centre)
ЦКПС центр коммутации подвижной связи (MSC – Mobile Switching Centre)
ЦПС центр передачи (экстренных) сообщений
ЧД частотный детектор
ЧКДП частотное кодирование с десятичным построением
ЧМ частотная модуляция
ЧМн частотная манипуляция
ЧНН час наибольшей нагрузки
ШИМ широтно–импульсная модуляция
ШПС шумоподобные сигналы
ЭМС электромагнитная совместимость
3GPP и 3GPP2 – партнерские объединения проектов развития связи
8PSK (Phase Shift Keying) — ФМ –8 – восьмипозиционная фазовая манипуляция
AGCH (Access Granted Channel) – канал разрешения доступа
AUC (Authentification Centre) – ЦА (центр аутентификации)
BCCH (Broadcast Control Channel) – широковещательный канал

управления передачей

BER (Bit Error Rate) - коэффициент ошибочных (вероятность ошибки) принятых битов

BMC (Broadcast/Multicast Control) – модуль контроля широковещательной/ многоадресной передачи

BPSK (Binary Phase Shift Keying)– бинарная фазовая манипуляция

BSC (Base Station Controller) – КБС (контроллер базовых станций)

BSS (Base Station System) – ПБС (подсистемой базовых станций)

BTS (Base Transceiver Station) – БС (базовая станция)

Call-центр центр обработки вызовов (телефонных звонков)

CAP кеп–код внутрисистемного сигнального формирования адреса абонента

CB (Cell broadcast)– широковещательный режим передачи данных

CBCH (Cell Broadcast Chanel) – логический канал передачи широковещательных текстовых сообщений

CCCH (Common Control Channel) – общий канал управления

CDMA (Code Division Multiple Access) – технология с кодовым разделением каналов

CSPDN (Circuit Switched Public Dote Network) – сеть передачи данных общего пользования с коммуникацией каналов

CTCH **(**Common Traffic Channel) – информационный канал передачи трафика

DECT (Digital European Cordiess Telecommunications) – цифровая Европейская система беспроводной связи

DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) – модуляция с прямым расширением спектра

DTMF (Double Tone Multi Frequency)– тональный набор в телефонии

EDGE (Enhance Data for GSM Evolution) повышение скорости передачи данных для эволюции сетей GSM

EIR (Equipment Identity Register) – РИО (регистр идентификации оборудования)

EMS (Extended Message Service) – услуга передачи расширенных текстовых сообщений

ERMES (European Radio Message Standard) – Европейский протокол для сигналов многоадресного радиовызова (пейджинга)

ETSI (Europen Telecommunication Standarts Institute) – Европейский институт стандартизации в области телекоммуникаций

FACH (Forward Access Channel) – нисходящий транспортный канал управления

FCCH (Frecuency Correction Channel) – канал подстройки частоты

FDD (Frequency Division Duplex) – частотный дуплекс

FLEX протокол (формат) сигналов многоадресного радиовызова (пейджинга), разработанный фирмой «Моторола»

GGSN (Gateway GSN) – узел межсетевого перехода GPRS к

внешним сетям от UMTS

GMSC шлюзовой (Gateway) коммутатор каналов (MSK) для связи с «внешними» сетями в системе UMTS

GPRS (General Protocol Radio Service) – служба пакетной передачи данных

GSM (Global System for Mobile Communications) глобальная система подвижной связи - стандарт системы сотовой связи

HLR (Home Location Register) – ДР («домашний» регистр)

HSDPA высокоскоростная пакетная передача данных в нисходящем канале

HSPA **(**High Speed Packet Acces) – высокоскоростной пакетный доступ

HSUPA высокоскоростная пакетная передача данных в восходящем канале

ID абонентский номер в системе вызова

IMT–2000 (International Mobile Telecommunications – 2000) — концепция глобальной наземной сети телефонной связи

ISO **(**International Organization for Standardization)–международная организация стандартизации

JSDN (Integrated Servise Digital Network) – цифровая сеть с интеграцией услуг

LTE (Long Term Evolution) – новейшей версия технологии Super 3G развития сотовых систем (до уровня 4 G), предложенная 3GPP

MBMS (Multimedia Broadcast and Multicast Service) – широковещательная и многоадресная передача данных

MIMO (Multiple Input Multiple Output) **-** технология для одновременной радиопередачи большего количества данных, предусматривающая использование нескольких передатчиков и приемников

MMS (Multimedia Message Service) – мультимедийная услуга

MS (Mobile Station) – мобильная (абонентская) станция

MSC (Mobile Switching Centre) – ЦКПС (центр коммутации подвижной связи)

NB (Normal Burst) – нормальный пакет, которым заполняется тайм слот

NGN (New Generation Networks) – универсальная сеть связи с пакетной передачей данных

OFDM (Orthogonal Frequency Devising Multiplexing) – модуляция с ортогональным частотным разделения спектра

OSI **(**Open System Interconnection) – концепция эталонной модели взаимодействия открытых систем

PCH (Paging Channel) – канал передачи поискового (адресного) вызова

POCSAG (Post Office Code Standardization Advisory Group) - протокол (формат) сигналов многоадресного радиовызова (пейджинга)

PSPDN (Public Swished Packet Dote Network) – коммутируемые сети пакетной передачи данных общего пользования)

QAM (Quadrature Amplitude Modulation) – квадратурная амплитудная модуляция

QPSK (Quadrature Phase–Shift Keying) – квадратурная фазовая манипуляция

RACH (Random Access Channel) - канал случайного доступа

RNC (Radio Network Controller) — контроллер радиосети UMTS

RSS (Received Signal Strengs) – сравнение уровней принимаемого сигнала

SACCH (Slow Associated Control Channel) – медленный канал управления в GSM системе

SACCH/C «быстрый» канал управления, совмещенный с каналом SDCCH

SACCH/T канал совмещенный с трафиковым (голосовым) каналом

SCCPCH (Secondary Common Control Physical Channel) – вспомогательный канал управления в технологии WCDMA

SCH (Synchronization Channel) - канал временной синхронизации

SDCCH (Stand alone Dedicated Control Channel) – выделенный индивидуальный сигнальный канал,

SGSN (Server GPRS Service Network) – узел коммутации пакетов (PS – Packed Switching) в сети UMTS

SMS (Short Message Service) – услуга передачи коротких текстовых сообщений

SSS (Switching Sub System) – ПССК (подсистема сетевой коммутации в сотовой связи)

TC (Trans Coder) или **NC** (Network Coder) –ТК (транскодер)

TDD (Time Division Duplex) – временной дуплекс

TDMA (Time Division Multiple Access) – временное разделение (уплотнение) каналов

TNPP (Telocator Network Paging Protocol) - сетевой (межсистемный) протокол взаимосвязи пейджинговых терминалов

UE (User Equvipmen) – абонентское оборудование сети UMTS

UMTS (Universal Mobile Telecommunications Service) – европейский универсальный вариант концепции глобальной наземной сети телефонной связи

UTRA (Umts Terrestrial Radio Access) – наземный радиодоступ системы UMTS

UTRAN (Umts Terrestrial Radio Access Network) –сеть (Network) радиодоступа (с базовыми станциями и контроллером) в UMTS

VLR (Visitor Location Register) – ГР («гостевой» регистр)

W-CDMA (Wide CDMA) – технология с прямым расширением спектра несущей с помощью псевдослучайных последовательностей

Wi–Fi (Wireless Fidelity) технология высокоскоростного радиодоступа

Wi-MAX (Word Wide Interoperability for Microwave Access) технология высокоскоростного радиодоступа

ПРИЛОЖЕНИЕ К ГЛАВЕ 1

Приложение №1.1.
Параметры транкинговых систем

Стандарт	***Алтай 3М***	***SmarTrunk II***	***LTR***	***MPT 1327***	***TETRA***
Способ передачи речи	*Аналоговый*	*Аналоговый*	*Аналоговый*	*Аналоговый*	*Цифровой*
Структура системы	*Радиальная*	*Радиальная*	*Радиальная*	*Радиально-зоновая и сотовая*	*Радиально-зоновая и сотовая*
Принцип действия	*Сканирующий*	*Сканирующий*	*Распределенный управляющий канал*	*Выделенный управляющий канал*	*Выделенный управляющий канал*
Скорость обмена управляющей информацией, бит/с	*Время сканирования 1-го канала – 0,5-1,25 с*	*560*	*300*	*1200*	*7200*
Количество каналов	*8*	*16*	*300*	*1024*	*-*
Количество абонентов	*До 300 (в одном стволе)*	*10 000*	*7 500*	*1 000 000*	*-*
Индивидуальный вызов	*Да*	*Да*		*Да*	*Да*
Передача коротких данных	*Нет*	*Нет*	*Нет*	*Да*	*Да*
Передача данных по разговорным каналам	*С дополнительным оборудованием**	*С дополнительным оборудованием**	*С дополнительным оборудованием**	*1200 бит/с или с дополнительным оборудованием**	*7,2 – 28,8 кбит/с при занятии 1-4 каналов*

*) - в качестве дополнительного оборудования может использоваться модем.

Приложение № 1.2.
Организация взаимодействия физических и логических каналов TDMA технологии

В одном радиоканале (одной несущей) организуется 8 физических каналов, размещенных соответственно в 8-ми временных окнах – ВО (тайм слотах). Эти восемь ВО образуют кадры (фреймы), каждый из которых имеет длительность $t_к$=4,615 mc, которые передаются последовательно друг за другом. Каждый физический канал использует одно и тоже свое ВО в этих кадрах.

Физические каналы «заполняются» логическими цифровыми каналами двух типов:

– каналы трафика (Т) для передачи речи и данных;

– каналы управления (КУ) – для передачи сигналов управления (в том числе сигнализации) и синхронизации.

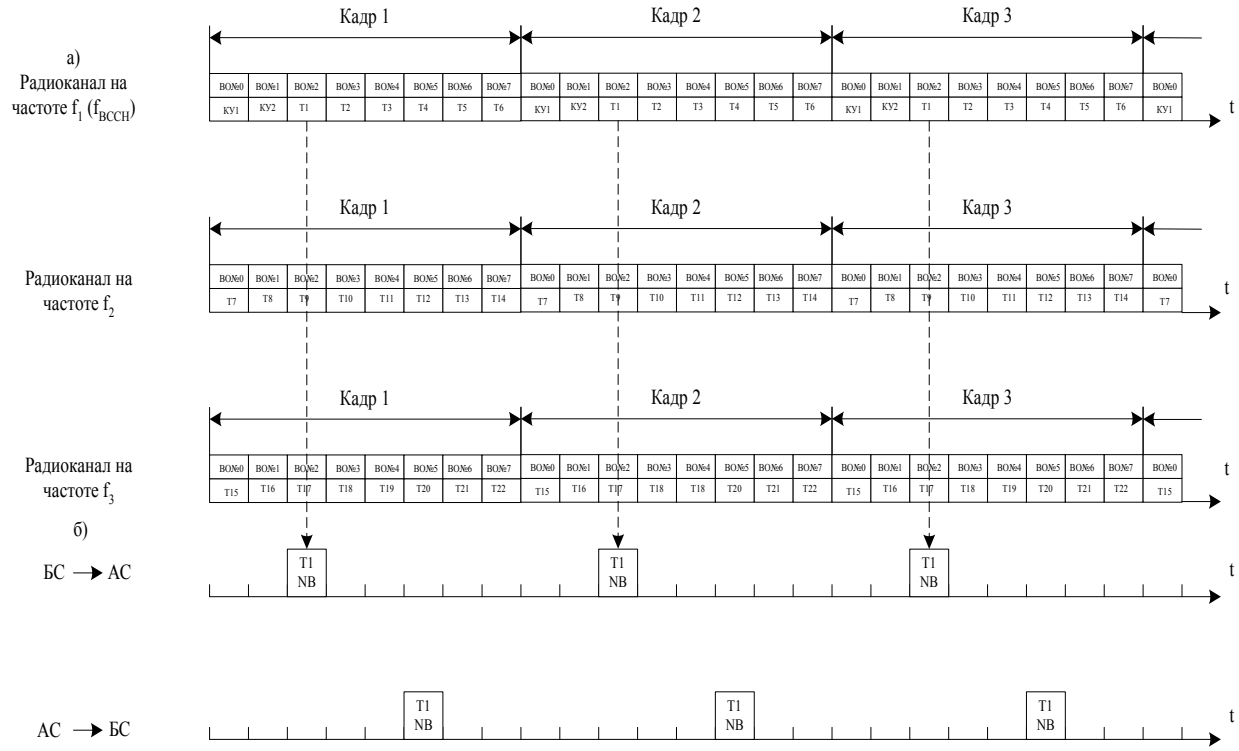


Рис. № 1.2.1. Заполнение физических каналов

На рис.№1.2.1,а на примере 3-х радиоканалов, работающих на своих частотах – $f_1;f_2;f_3$ и обслуживающих одну соту, показано заполнение физических каналов – ВО логическими каналами управления (КУ1 и КУ2) и трафика (Т1-Т22). КУ передаются (формируются) на какой-то одной радиочастоте (на рис.№1.2.1 – на f_1). Из-за этого часто эту частоту называют частотой КУ (f_{BCCH}, см. ниже). Оставшиеся ВО – от ВО №2 до ВО №6 заполняются каналами трафика (Т1 - Т6). Каждый канал «Т» предназначен для обслуживания одной абонентской станции (АС). В других радиоканалах на частотах f_2 и f_3 может передаваться только один трафик (на рис.№1.2.1 количество каналов Т составляет от Т7 до Т22), а управление осуществляется по КУ, организованным в радиоканале на частоте f_1. При увеличении нагрузки на КУ они могут занимать в этом радиоканале дополнительно и другие окна ВО №2, ВО №4, ВО №6. Заметим, конкретный номинал частоты каждого из радиоканалов может быть не фиксированным, а «прыгающим» при использовании режима SFH (Slow Frequency Hopping), обеспечивающего частотное разнесение радиоканалов для борьбы с замираниями радиосигналов.

На рис.№1.2.2,б в качестве примера показаны каналы (ВО) работы базовой станции (БС) с одной абонентской станцией (АС). Видно, что обратный канал (“вверх”) АС-БС организуется со сдвигом на три таймслота (ВО) относительно канала БС-АС (“вниз”).

Кадры для организации указанных типов каналов объединяются в мультикадры. В результате этого для каждого из 8-ми физических каналов образуется свой мультикадр (см. рис.№ 1.2.2).

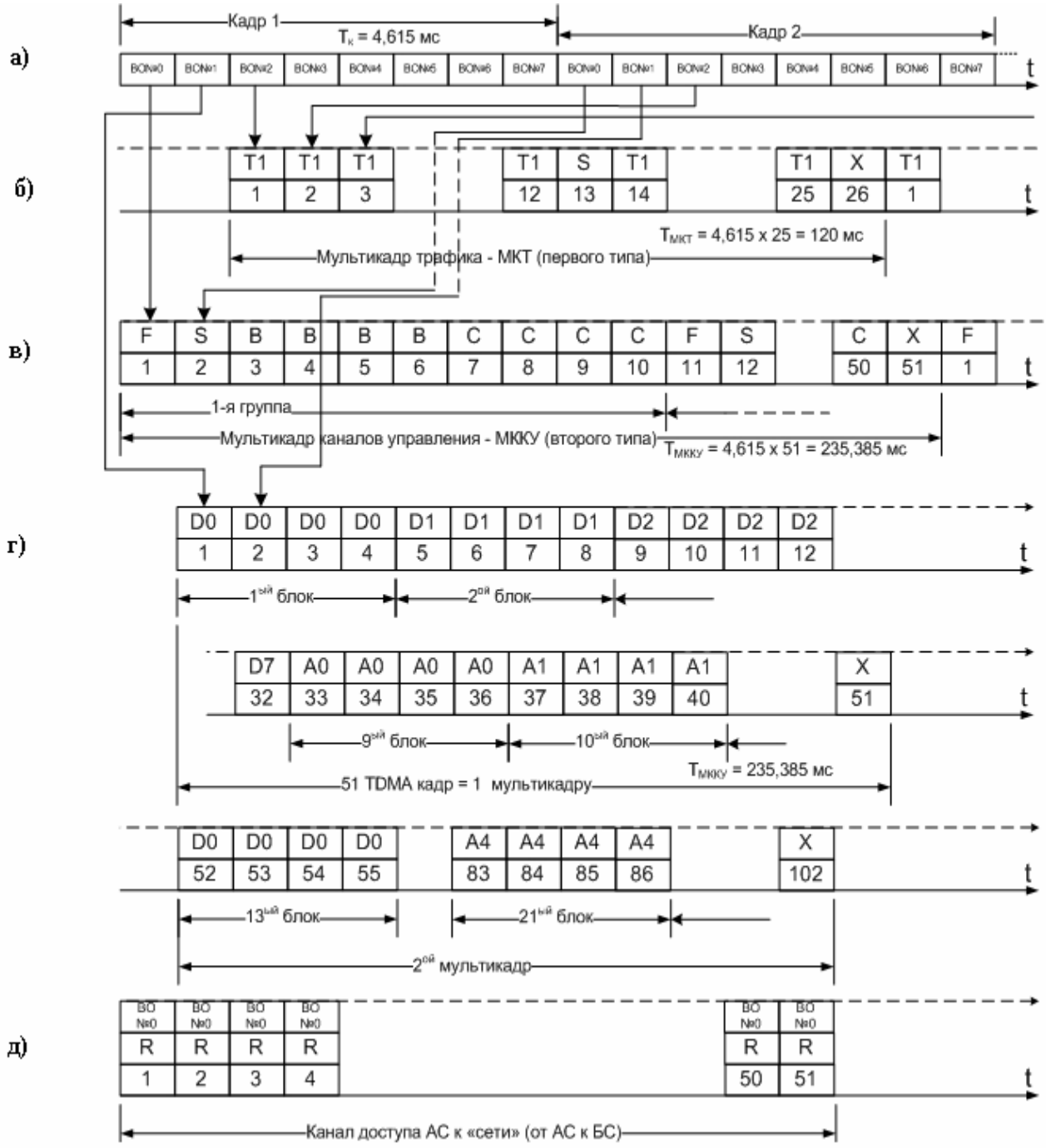


Рис.№ 1.2.2. Структура TDMA каналов трафика и управления

Такие мультикадры бывают двух типов. Первый тип, предназначенный главным образом для передачи трафика – «Т» (речи и данных), объединяет в себя 26 временных окон, соответственно – 26 кадров, длительностью $t_{мкт}=t_к*26=4{,}615*26=120$mc (см. рис.№1.2.2,б). Второй тип, предназначенный для каналов управления, объединяет в себя ВО из 51 кадра длительностью $t_{мккy}=t_к*51=4{,}615*51=235{,}365$mc (см. рис.№1.2.2,в).

В мультикадре трафика в 13-ом кадре организуется канал управления (КУ) – S (SACCH «медленный»). Также при хендовере в таком мультикадре может формироваться назначенный для данного объекта канал FACCH.

В 51- кадровом мультикадре КУ группируются по 10 кадров следующие каналы (см. рис.1.2.2,в): F (FCCH) – канал подстройки частоты и S (SCH) –

канал временной синхронизации, за которыми следуют B (BCCH) – канал управления передачей и C (CCCH) каналы – это либо канал разрешенного доступа (абонента к каналу связи) – AGCH, либо канал для адресного вызова абонента из сети – «пейджинга» - PCH. Каналы F, S, C – это «вещательные» каналы, т.е. рассчитанные на прием всеми АС в соте, находящимися в режиме «ожидания» связи.

Для отдельных КУ используются «сдвоенные» мультикадры второго типа (см. рис. №1.2.2,г). В таких мультикадрах размещаются следующие каналы:

– D (SDCCH) – выделенный индивидуальный сигнальный канал,

– A (SACCH/C) – «быстрый», совмещенный с SDCCH, канал, назначение которого подобно SACCH «медленному»,

– R (RACH) – канал случайного доступа АС к сети, организуемый в «обратном» канале («вверх») в нулевых ВО (см. рис.№1.2.2,д).

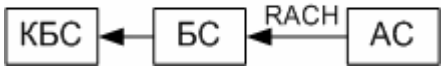
Заметим, что структура мультикадра “вверх” и “вниз” одинакова, но формируется со сдвигом его начала “вверх” на три ВО (см.пример сдвига на рис.№1.2.1,б).

Приложение №1.3.

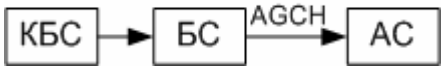
Поэтапная последовательность передачи SMS сообщений

Передачи SMS сообщений от АС (по каналу SACCH/c**,** совмещенному с каналом SDCCH, с момента, когда трафиковое соединение еще не установлено).

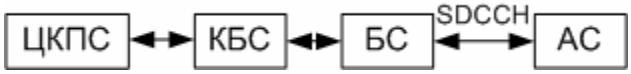
1). Осуществляется запрос от АС по каналу RACH на выделение индивидуального канала SDCCH (доступа).



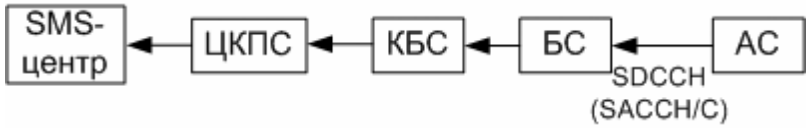
2). Ответ – подтверждение доступа по каналу AGCH.



3). Получение запроса аутентификации АС в ЦКПС и передача «отклика» от ЦКПС к БС по каналу SDCCH.

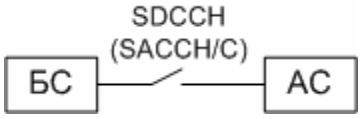


4). Шифрование, установка соединения с SMC-центром и передача сообщения в SMS-центр.



5). Подтверждение от SMS-центра доставки сообщения.

6). Закрытие внутрисистемных соединений и освобождение канала SDCCH (SACCH/c).



Передача из SMS-центра сообщения по указанному адресу АС получателя.

Из SMS центра запрос на передачу сообщения поступает в ЦКПС, после чего осуществляется передача пейджингового (вызывного) сообщения по пейджинговому каналу – РСН.

При получении пейджингового сообщения и определения, что это сообщение (адрес) предназначен именно этой АС, она отправляет запрос на выделение сигнального канала (см.рис.к п.1). Далее в процессе передачи используются принципы подобные рассмотренные выше (см.п.2) – п.6)).

Приложение №1.4.

Подробная оценка скорости и времени передачи SMS данных по радиоинтерфейсу

В соответствии с данными приводимыми в разд. 1.4.1, приложений № 1.2 и №1.3 оценку передачи SMS данных по радиоинтерфейсу можго произвести следующим образом.

• За один кадр длительностью $T_к$ = 4,615 mc организуется 8-мь временных окон – ВО (фреймов), в каждом из которых передаются пакеты по n=156,25 бит (см. рис.1.8).

• Количество бит, передаваемых за один кадр: $n_к = n \cdot 8 = 156{,}25 \cdot 8 = 1250$ бит.

• Скорость передачи по радиоканалу: $B_{рк\ GSM} = n_к/T_к = 1250/4{,}615 * 10^{-3} = 270{,}856$ Кбит/с, при этом длительность передачи одного бита составляет: $\tau_{бит} = 1/ B_{рк\ GSM} = 3{,}69$ мкс.

Скорость передачи информационных бит - m для «нормального пакета» - NB (n=156,25, m=114):

$$B_{инфGSM} = B_{ркGSM} \cdot \frac{m}{n} = 270{,}856 \cdot \frac{114}{156{,}25} = 270{,}856 \cdot 0{,}73 = 197{,}7 \approx 198 \text{ кбит/с}$$

• Эффективность использования частот для информационных бит составляет:

$$\gamma_{сп\ инф} = B_{инфGSM}/\Delta f = 198/200 = 0{,}99 \text{ (бит/с)/Гц.}$$

• Для одного временного окна – ВО (тайм слота), учитывая, что в структуре кадра TDMA ему отводится 1/8 часть времени передачи, можно определить:

– время одного ВО: $T_{во} = \frac{T_к}{8} = \frac{4{,}615 \cdot 10^{-3}}{8} = 0{,}577$ mc (на самом деле передаваемые пакеты в временных окнах немного короче [18,14], их длительность составляет 0,546mc, что необходимо для улучшения приема при наличии временной дисперсии в канале за счет условий распространения радиоволн; кроме того, для настройки модуляторов радиопередающих устройств, с двух сторон пакета добавляется несколько «пустых» бит из расчета 51 таких бит на четыре пакета);

– скорость передачи для одного временного окна:

$$B_{во} = \frac{B_{ркGSM}}{8} = \frac{270{,}856}{8} = 33{,}86 \text{ кбит/с};$$

– скорость передачи информационных бит:

$$B_{во\ инф} = \frac{B_{инфGSM}}{8} = \frac{198}{8} = 24{,}75 \text{ кбит/с}.$$

• Скорость передачи в полноскоростном трафиковом канале с учетом того, что в 26-ти кадровом мультикадре два кадра не используются под трафик (один – под SACCH/T канал и другой – 26ой «холостой»), составит:

$$B_{во\ инф\ T} = B_{во\ инф} \cdot \frac{(26-2)}{26} = 24{,}75 \cdot \frac{24}{26} = 22{,}8 \text{ кбит/с}.$$

• Скорость передачи по каналу SACCH/T, по которому могут передаваться SMS-сообщения, совмещенному с каналом - T, с учетом того, что передача осуществляется в одном кадре 26-ти кадрового мультикадра, составит:

$$B_{инф(SACCH/T)} = B_{во\ инф} \cdot \frac{1}{26} = \frac{24{,}75}{26} = 0{,}95 \text{ кбит/с}.$$

• Прежде чем определить скорости передачи данных, необходимо рассмотреть этапы обработки их перед передачей по радиоканалу. Эти этапы иллюстрируются рис. №1.4.1.

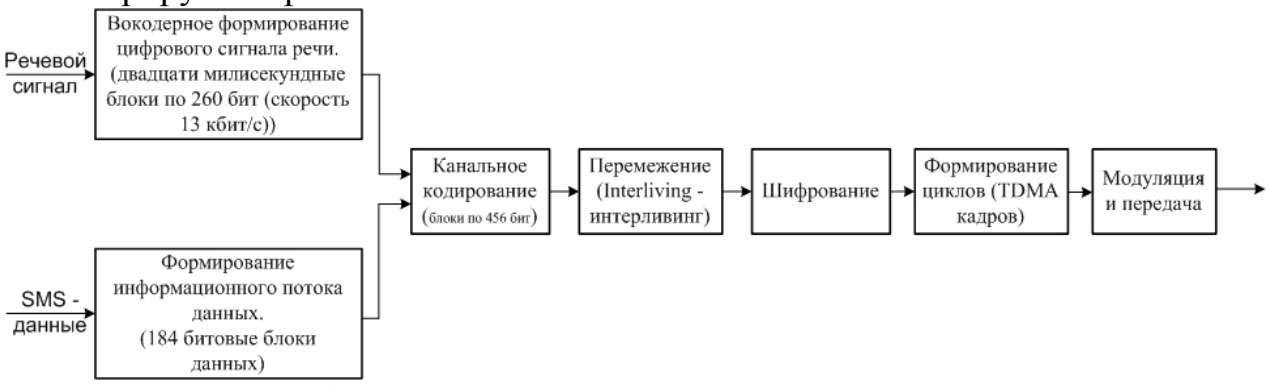


Рис.№ 1.4.1. Схема обработки данных для передачи по радиоканалу

Цифровые потоки формируются в виде блоков по 260 бит для передачи речи и по 184 бит для передачи данных. Каждый из таких блоков кодируется (осуществляется канальное кодирование) с введением избыточности, в результате чего количество бит в блоках увеличивается до 456-ти. Затем производится 2-х этапное перемежение (интерливинг) этих блоков. Эти преобразования делаются для повышения помехоустойчивости передачи данных. Затем осуществляется шифрование и в конечном итоге формирование TDMA кадров. Сформированные таким образом сигналы модулируют несущую

частоту радиоканала. Такой процесс обработки сигналов осуществляется как при передаче вниз (от БС к АС), так и вверх (от АС к БС).

При оценке скорости передачи SMS-сообщений необходимо учитывать, что передача организуется, как отмечалось выше, блоками по 184 информационных бит из расчета возможности «уложить» в эти блоки по 23 октета (23 восьмибитовых комбинаций – 23•8 = 184 бит). Причем часть октетов может использоваться для передачи дополнительной информации – адресов назначения или отправления, идентификатора сообщения и др. Как указывалось выше, эти блоки подвергаются канальному кодированию, кодовая скорость которого составляет $r_{к.код} = 184/456 = 0{,}403 \approx 0{,}4$. Дальнейшая передача кодовых комбинаций (блоков) осуществляется «нормальными пакетами».

С учетом выше изложенного, скорость передачи «чисто информационных» бит для SMS-сообщений, передаваемых в SACCH/т канале, будет составлять:

$$B_{SMS(SACCH/T)} = B_{(SACCH/T)} \cdot r_{к.код} = 0{,}95 \cdot 0{,}4 = 0{,}38 \text{ кбит/с.}$$

При этом символьная скорость передачи сообщений, передаваемых латиницей, для которой требуется $n_{с.лат.} = 7$ бит (7/8 октета) на один символ, определится:

$$B_{SMS(SACCH/T)с.лат.} = B_{SMS(SACCH/T)}/7 = 0{,}38 \cdot 10^3/7 = 54{,}3 \text{ симв/с.}$$

Для кириллицы, для которой на один символ требуется 16 бит, символьная скорость составит:

$$B_{SMS(SACCH/T)с.кир.} = B_{SMS(SACCH/T)}/16 = 0{,}38 \cdot 10^3/16 = 23{,}75 \text{ симв/с.}$$

Время передачи сообщений, длиной L-символов, будет определяться:

$$T_{SMS(SACCH/T)} = L/B_{SMS(SACCH/T)с}.$$

Время передачи сообщений максимальной длины L_{max}, которая определяется 140 октетами [43] для латиницы при $L_{max} = 140 \cdot 8/7 = 160$ символов, составит:

$$T_{SMSmax(SACCH/T)лат.} = 160/B_{SMS(SACCH/T)с.л.} = 160/54{,}3 = 2{,}95 \text{ с.;}$$

для кириллицы, при $L_{max} = 140 * 8/16 = 70$ символов:

$$T_{SMSmax(SACCH/T)кир.} = T_{SMSmax(SACCH/T)лат.} = 70/23{,}75 = 2{,}95 \text{ с.}$$

• Скорость передачи данных по каналу управления SDCCH будет определяться структурой и организацией передачи мультикадров (мультифреймов), в которых формируются логические каналы управления. В зависимости от нагрузки этих каналов возможны два варианта [45,71] их формирования:

– первый вариант – «выделенное назначение логических каналов», когда два сдвоенных 51 кадровых мультикадра используются только для каналов управления;

– второй вариант – «комбинированное назначение логических каналов», когда сдвоенные мультифреймы используются как для организации каналов управления, так и для каналов вещания.

Число пакетов, передаваемых в мультикадре каналов управления, определяется числом кадров, и составляет 51 пакет. Для сдвоенного мультикадра соответственно – 51•2=102 пакета. При длительности одного кадра $T_к$=4,615 mc длительность сдвоенного мультикадра составит:

$T_{мк2} = T_к \cdot 102 = 4{,}615 \cdot 102 = 470{,}73$ мс.

SDCCH передача в мультикадрах осуществляется блоками, в каждом из которых содержится по 4-е последовательно передаваемых пакета. Для передачи данных используются «нормальные пакеты» длиной n=156,25 бит, из них информационных - m=114 бит. Т.е. в одном блоке содержится $m_{бл} = m \cdot 4 = 114 \cdot 4 = 456$ информационных бит. При передаче SMS-сообщений по SDCCH каналу, как указывалось выше, предварительно осуществляется канальное кодирование с числом «чисто информационных» бит в каждом из таких в блоках M=184 бит.

С учетом выше изложенного определим «чисто информационную скорость» передачи данных – SMS, для обоих вариантов формирования логических каналов управления:

– для *«комбинированного назначения логических каналов»*, когда за один сдвоенный мультикадр может передаваться один 4-х пакетный блок SDCCH SMS-данных, скорость передачи определится:

$$B_{к\ SMS(SDCCH)} = M/T_{мк2} = 184/470{,}73 = 0{,}391 \text{ кбит/с};$$

– для *«выделенного назначения логических каналов»*, когда за один сдвоенный мультикадр может передаваться два блока, скорость составит:

$$B_{в\ SMS(SDCCH)} = B_{к\ SMS(SDCCH)} \cdot 2 = 0{,}391 \cdot 2 = 0{,}782 \text{ кбит/с}.$$

Количество символов, передаваемых в блоке из 4-х пакетов, будет составлять:

– для латиницы, когда каждый символ кодируется 7-ю битами:

$$n_{с\ лат} = M/7 = 184/7 = 26{,}3 \text{ символа};$$

– для кириллицы, с учётом того, что каждый символ кодируется 16-ю битами:

$$n_{с\ кир} = M/16 = 184/16 = 11{,}5 \text{ символов}.$$

Посимвольная скорость передачи определится для латиницы:

– для *комбинированного назначения логических каналов*:

$$B_{к\ SMS(SDCCH)с\ лат} = n_{с\ лат}/T_{МК2} = 26{,}3/470{,}73 = 55{,}9 \text{ символов/с};$$

– для *выделенного назначения логических каналов*:

$$B_{в\ SMS(SDCCH)с\ лат} = n_{с\ лат} \cdot 2/T_{МК2} = 26{,}3 \cdot 2/470{,}73 = 111{,}8 \text{ символов/с}.$$

Для кириллицы скорости соответственно определятся:

$$B_{к\ SMS(SDCCH)с\ кир} = n_{с\ кир.}/470{,}73 = 11{,}5/470{,}73 = 24{,}4 \text{ символа/с и}$$

$$B_{в\ SMS(SDCCH)с\ кир} = 24{,}4 \cdot 2 = 48{,}8 \text{ символов/с}.$$

Время передачи сообщений длиной L символов будет составлять: $T_{SMS(SDCCH)} = L/B_{SMS(SDCCH).}$

Для SMS-сообщений максимальной длины L_{max} время передачи соответственно определится:

– для латиницы с L_{max}=160 символов:

$$T_{к\ SMS(SDCCH)лат} = 160/B_{к\ SMS(SDCCH)с\ лат} = 160/55{,}9 = 2{,}86 \text{ с};$$

$$T_{в\ SMS(SDCCH)лат} = 160/B_{в\ SMS(SDCCH)с\ лат} = 160/111{,}8 = 1{,}43 \text{ с};$$

– для кириллицы с L_{max}=70 символов:

$$T_{к\ SMS(SDCCH)кир} = 70/B_{к\ SMS(SDCCH)с\ кир} = 70/24{,}4 = 2{,}87 \text{ с};$$

$$T_{в\ SMS(SDCCH)кир} = 70/B_{в\ SMS(SDCCH)с\ кир} = 70/48{,}8 = 1{,}43 \text{ с}.$$

• *Замечание к символьной скорости передачи*

Как отмечалось выше, часть октетов в передаваемых данных (SMS сообщениях) тратится на передачу дополнительной («служебной») информации к ним. Уменьшение символьной скорости передачи за счет этого можно оценить величиной $m_{\text{окт.сообщ.}}/n_{\text{окт.пер.}}$, где $m_{\text{окт.сообщ.}}$ – число октет, используемых непосредственно на передачу самого сообщения (символов), $n_{\text{окт.пер.}}$ – общее число октет, участвующих в передаче SMS, включающее в себя как $m_{\text{окт.сообщ.}}$, так и число «служебных» (дополнительно передаваемых) октет.

Так, например, в «начальном» блоке может содержаться 18 «служебных» октетов, а в последующих блоках – 3 «служебных» октета (при передаче по SDCCH каналу) или 5 октетов (при передаче по SACCH/T каналу).

Эта погрешность зависит главным образом от длины передаваемого сообщения - $m_{\text{окт.сообщ.}}$ и может составлять 10-ки процентов. Минимальная погрешность будет при $m_{\text{окт.сообщ.max}} = 140$ октет.

• На основании рассмотренных особенностей передачи данных можно вывести в обобщенном виде соотношения для расчета выше указанных параметров. Эти соотношения представлены в разд.1.4.1 в виде (1.4.1),(14.2) и (1.4.3).

• На основании выше изложенного суммарную скорость передачи SMS данных на одной радиочастоте (радиоканале) можно оценить также для двух режимов: совмещённой SMS передачи в трафиковом канале и для передачи по SDCCH каналам.

– *Для совмещённой передачи в трафиковом канале* из расчёта числа задействованных трафиковых каналов (числа обслуживаемых абонентов) – $n_{\text{тк}}$ суммарная скорость определится:

$$B_{\sum\text{SMS(SACCH/T)}} = B_{\text{SMS(SACCH/T)}} \bullet n_{\text{тк}} = 0.38[\text{кбит/с}] \bullet n_{\text{тк}}$$

Считая, что потенциально могут быть задействованы все восемь каналов - $n_{\text{тк}} = 8$, можно определить $B_{\sum\text{SMS(SACCH/T)max}} = 0.38 \bullet 8 = 3.04$[кбит/с], что соответствует символьной скорости передачи

для латиницы $B_{\sum\text{SMS(SACCH/T)с лат}} = 8 \bullet 54{,}3 = 434{,}4$ [симв/с],

для кириллицы $B_{\sum\text{SMS(SACCH/T)с кир}} = 8 \bullet 23{,}75 = 190$ [симв/с].

– *Для случая передачи SMS по SDCCH каналам* суммарная скорость передачи зависит от количества блоков в мультикадре, используемых для передачи - $n_{\text{бл sms,}}$ а также от числа временных окон, задействованных под каналы управления зависящие от нагрузки в соответствии – $n_{\text{вокy.}}$ Обычно $n_{\text{вокy}}$ составляет от 1-го до 4-х [18].

В общем виде суммарная скорость передачи SMS данных по SDCCH каналам будет определяться

$$B_{\sum\text{SMS(SDCCH)}} = n_{\text{бл sms}} \bullet n_{\text{вокy}} \bullet B_{\text{SMS(SDCCH)}}.$$

Величина $n_{\text{бл sms}} \bullet n_{\text{вокy}}$ зависит от вида формирования каналов управления (“комбинированное назначение логических каналов” или “выделенное назначение логических каналов ”), нагрузки и настройки системы оператором связи. Основываясь на [18] и практических данных можно принять максимальное значение $n_{\text{бл sms}} \bullet n_{\text{вокy}} = 8$. Тогда суммарные скорости передачи SMS данных абонентам по каналам SDCCH определятся:

а) *“при комбинированном назначении каналов”*

– суммарная (битовая) скорость передачи

$B_{\sum кSMS(SDCCH)max} = 8 \cdot B_{кSMS(SDCCH)} = 8 \cdot 0{,}391 = 3{,}128$ [кбит/с];

– символьные скорости:

для латиницы

$B_{\sum кSMS(SDCCH)лат\ max} = 8 \cdot B_{кSMS(SDCCH)слат} = 8 \cdot 55{,}9 = 447{,}2$ [симв/с],

для кириллицы

$B_{\sum кSMS(SDCCH)кир\ max} = 8 \cdot B_{кSMS(SDCCH)скир} = 8 \cdot 24{,}4 = 195{,}2$ [симв/с];

б) *“при выделенном назначении каналов”*

– суммарная максимальная скорость

$$B_{\sum вSMS(SDCCH)max} = 8 \cdot B_{вSMS(SDCCH)} = 8 \cdot 0{,}782 = 6{,}256 \text{ [кбит/с]};$$

– символьные скорости:

для латиницы

$$B_{\sum вSMS(SDCCH)лат\ max} = 8 \cdot B_{вSMS(SDCCH)слат} = 8 \cdot 111{,}8 = 894 \text{ [симв/с]},$$

для кириллицы

$$B_{\sum вSMS(SDCCH)кир\ max} = 8 \cdot B_{вSMS(SDCCH)скир} = 8 \cdot 48{,}8 = 390{,}4 \text{ [симв/с]}.$$

Приложение №1.5.
Предоставления MMS услуги в ПНС сотовыми системами различных поколений

Рабочей группой 3GPP предложен вариант MMS сети, показанный на рис. №1.5.1.

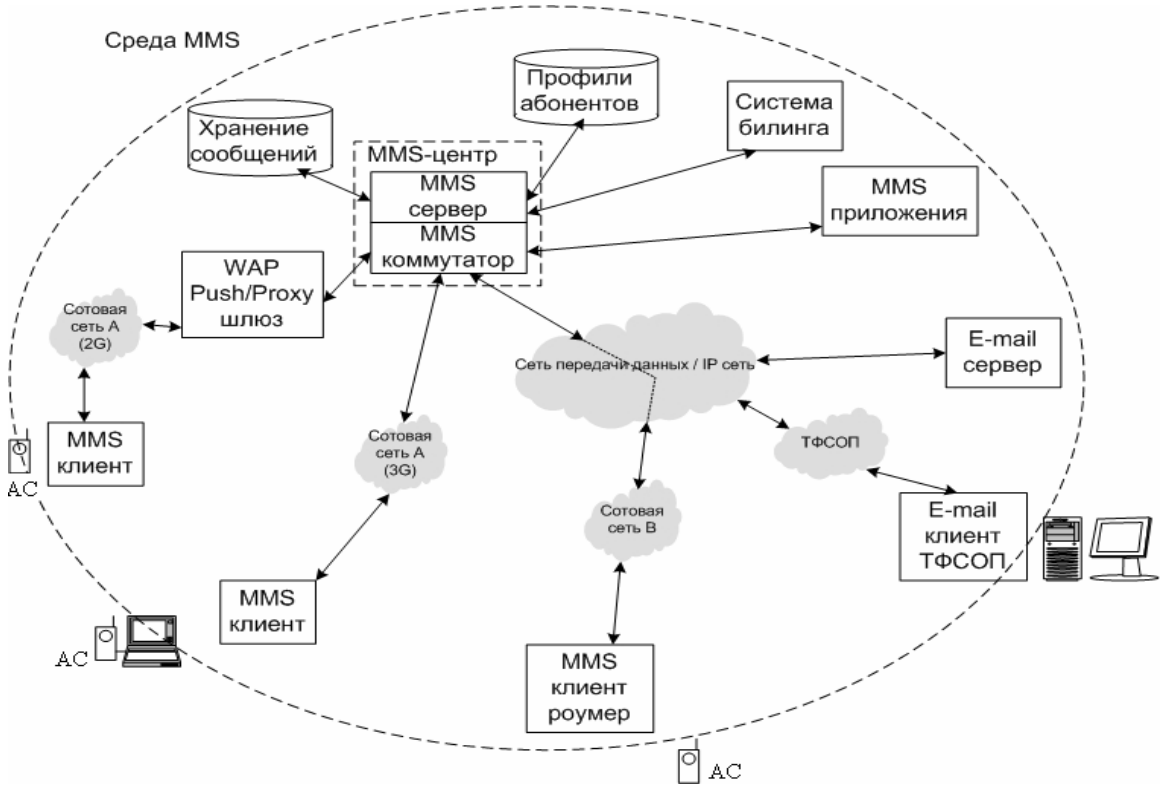


Рис. № 1.5.1. Структурная схема предоставления MMS услуги в ПНС сотовыми системами различных поколений

Особенность этого варианта – возможность взаимодействия в ней сотовых сетей различных поколений. Кроме того, в этом варианте учитывалось, что также как и SMS, MMS являются открытыми промышленными

стандартами, и сообщения могут передаваться с использованием существующих сетей и протоколов.

Рассмотрим структуру MMS сети.

Идеологи MMS определили всех участников процесса доставки MMS-сообщения [5], как MMS-среду. Ядром услуги MMS служит MMS-центр. Он включает MMS-сервер и MMS-коммутатор. Именно MMS-центр сети, в которой находится АС, отправляющий MMS-сообщение, отвечает за его доставку абоненту. При невозможности оперативной доставки MMS-сообщения адресату MMS-центр обеспечит его временное хранение. Связь между сетями происходит по IP-протоколу. Первые версии MMS базируются на технологии WAP. В дальнейшем для связи АС и MMS-сервера планируется использовать идеи HTTP (Сетевой протокол передачи сообщений между WWW-серверами и клиентами) over TCP (Transmission Control Protocol – протокол управления передачей)/IP. Все данные об абоненте (профиль), в т.ч. необходимые сервисы, параметры АС и т.д. хранятся в соответствующей базе данных.

Программное обеспечение, управляющее созданием, просмотром, приемом и отправкой MMS-сообщения, размещено в памяти АС. Оно получило название «MMS-агент». Отправленное MMS-сообщение через MMS-коммутатор поступает на MMS-сервер, который производит его обработку и подготовку для передачи абоненту. Одна из задач MMS-сервера – адаптация отправленного MMS-сообщения к возможностям АС, принимающего MMS-сообщение, и инфраструктуры сети, в которой он функционирует.

MMS-коммутатор формирует описание поступившего MMS-сообщения, обеспечивает его доставку до MMS-клиента, а также играет роль proxy-сервера (сервер контролирующий доступ). Другая его функция обеспечить сопряжение с различными сетями по IP-протоколу.

В ряде случаев, как уже отмечалось, MMS-центр должен адаптировать MMS-сообщение применительно к возможностям сети и АС, принимающих сообщение. Поэтому одной из функций MMS-центра является обеспечение обратной совместимости для сообщений и идентификация параметров АС, принимающего сообщение. Если АС не поддерживает MMS полностью или частично, то MMS-центр должен преобразовать его в тот формат, который доступен адресату. Например, если АС не имеет цветного дисплея, отправленное цветное изображение должно быть преобразовано в черно-белое.

MMS-сообщение передается в рамках сессии WAP. WAP-шлюз обеспечивает доступ к таким средствам, как HTTP-методы, сервисы множественной рассылки, методы шифрования в беспроводных сетях и т.д.

Оценка качества предоставляемых услуг производится по всей цепи их доставки – от доступа к услуге – до доставки услуги пользователю с учетом таких характеристик, как полнота услуги, время доступа, время доставки и непрерывности услуги. Основой, определяющей качество предоставляемой услуги в сетях подвижной связи [4], являются технические показатели QoS (Quality of Services – качество услуг связи).

Приложение №.1.6.

Использование Wi-Fi и WiMAX технологий при их взаимодействии

Для наглядного представления использования Wi-Fi и WiMAX технологий на рис.№1.6.1 представлена в обобщенном виде структурная схема совместного действия этих технологий.

Соединения с магистралью (например, сетью Internet) осуществляется через «точку доступа к магистрали» – ТДМ.

Связь от ТДМ до базовых станций и клиентских станций может быть двумя способами: или на основе линий связи, например, с помощью волоконно-оптической линии связи, по высокоскоростному каналу передачи данных – ВКПД, или с помощью радио ретрансляторов (РР). При использовании ретрансляторов используется WiMAX технология. РР, подключенный к ТДМ может работать в режиме «точка – точка» или «точка – много точек». В зависимости от зоны (трассы) связи с базовыми станциями (БС) могут использоваться промежуточные РР. С базовой станции, в зоне ее действия, сигнал WiMAX может приниматься клиентской станцией, расположенной, например, в здании, с последующей «раздачей» (обмена) потока данных на персональные компьютеры. «Раздача» может происходить или через проводные компьютерные сети, или с помощью беспроводной Wi-Fi технологии через «хотспот» (см. на рис..№1.6.1 зону действия БС1).

При WiMAX возможна связь БС с мобильными персональными компьютерами – абонентскими терминалами (АТ), например, перемещаемыми на транспорте (см. на рис..№1.6.1 зону действия БС2 WiMAX - жилой микрорайон).

Wi-Fi технология, кроме функций «раздачи» внутри зданий, дополняющих WiMAX систему, может обслуживать самостоятельно свою, ограниченную условиями LAN, зону действия, например, близлежащую местность около здания, где расположен Wi=Fi хотспот (см. на рис. №1.6.1 зону действия Wi-Fi).

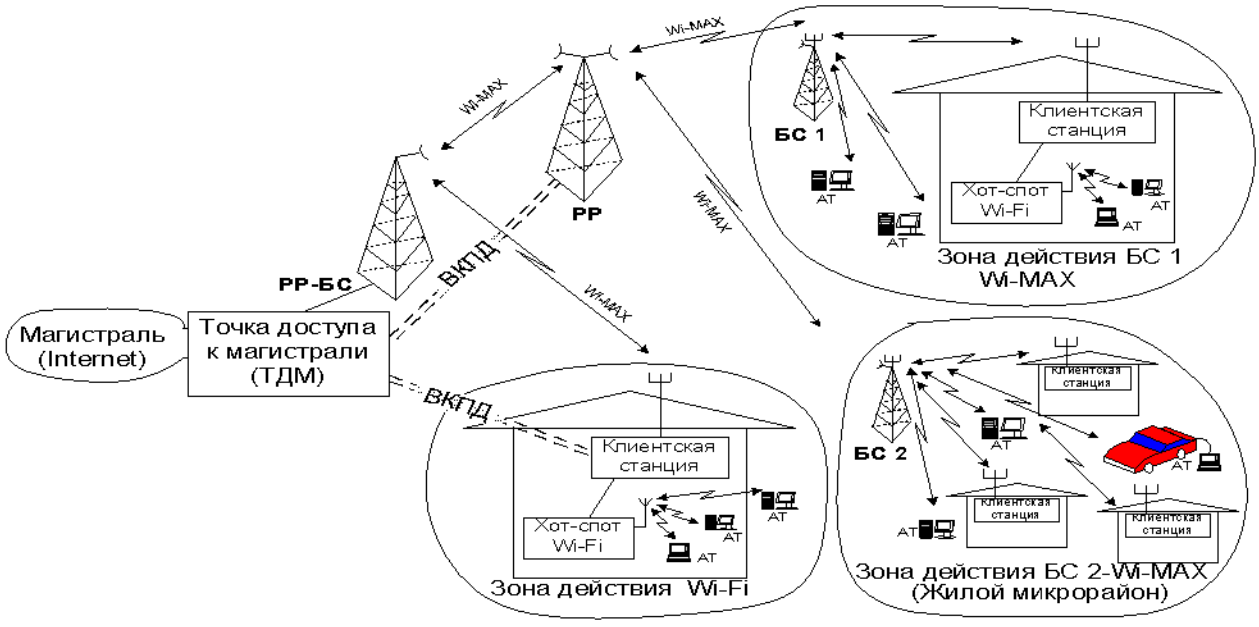


Рис. № 1.6.1. Упрощенная схема организации WI-FI и WiMAX радио доступа

ПРИЛОЖЕНИЯ К ГЛАВЕ 2

Приложение № 2.1

Таблица параметров СПРВ с сигналами МЧКК (многочастотного комбинаторного кодирования)

Характеристика		СПРВ на УКВ (США) [47]	Bellboy (США) [169,158,165]	Pocket Bell (Япония) [160,159]	Autoruf (Швей-цария) [162,185,184, 187]	Шведская СПРВ [164,51]	Multlton (Вели-кобритания) с приемниками RA-80 [55]	Metro Pageboy (США) [142, 171]	Euro Signal (СЕРТ) [52,148]
Диапазон радиочастот,МГц		25...50 ИЛИ 144 174	152,51 …152,81	150	80	Частоты ЧМ радиовещания	148 …175	148 …174	87,34; 87,365
Полоса частот радиоканала (разнос частот между кана-ми), кГц		20/40	30		(50)	Для ОВЧ ве-щания	(20/25/30)	(30)	87,39; 87,415
Способ кодирования		МЧКК (последователь ная передача частот)	МЧКК (параллельная передача частот)	МЧКК (параллельно-последовательная передача частот)	МЧКК (последователь ная передача частот)	МЧКК (последователь ная передача частот)	МЧКК (последовательна я передача частот)	МЧКК (пятичасто тный цифровой)	МЧКК (последовате льная передача частот)
Ко-дир ова ние	Длительность посылки вызова, с	4,25	30	0,5	0,8	0,06	0,2...0,75	0,165	0,6
	Общее число кодовыхвых частот, Гц	88	32	44	17	100	30	11	
	Диапазон кодовых частот, Гц	100 …1100	500 …1000	502,5 …1147,5	313.3...1153,1	60700...65700 и 67700...72700	600...4000	459... 1869	313 …1063
	Число частот в одной кодовой посылке	2	3	4	3Х2	3	2	5	6
	Число вызываемых абонентов	7500	3200	1000	3000–5000	500	870	100 000	200 000
	Вызов через АТС	Нет	Есть	Есть	Есть	Есть	Может быть	Есть	Есть
Пе ред атч ик	Передача дополнительной информации (сообщения)	Речь	Нет	Нет	Нет	Для радиовещательн ого	Речь	Два вызова	Четыре команды

	Выходная мощность, Вт	Зависит от зоны обслуживания	Зависит от зоны обслуживания	250	Зависит от зоны обслуживания	ЧМ передатчика	25	1150	200 …2000
	Модуляция	ЧМ	ЧМ	ЧМ	АМ	ЧМ	ЧМ	ЧМ	АМ
	Стабильность частоты	-	$1X10^{-7}$	-	$4X10^{-6}$	Для радиовещательного ЧМ передатчика		$5X10^{-8}$	
	Чувствительность	0,5; 1 мкВ (сигнал/шум 20 дБ)	20 мкВ/м	18 и 5 мкВ/м	20 мкВ/м		10 мкВ/м	4...10 мкВ/м	
	Избирательность, дБ		80 при ±30 кГц	60 при +8,5 кГц		100 мкВ/м	70 при ±25 кГц	70 при ±30 кГц 2	
	Стабильность частоты гетеродина	Кварцевая	$5X10^{-6}$	$1X10^{-5}$	Кварцевая		10^{-5}	$2X10^{-5}$	
Приёмное устройство	Элементы декодирующего устройства	Два резонансных реле	Три резонансных реле	Четыре камертонных фильтра	Перестраиваемый активный фильтр		Два LC-контура	Перестраиваемый активный фильтр	
	Вид сигнализации	Звуковой	Звуковой	Звуковой прерывистый	Звуковой		Звуковой	Звуковой	Визуальный
	Аитенна	Встроенная	Встроенная	Встроенная	Встроенная		Встроенная	Встроенная	
	Габаритные размеры, мм	150X65X25	137X63,5X24	120X60x20	130X60X20		130x54X17	114X34X20	
	Масса, г	370	313	200 и 160			140	111, 120	
	Питание, тип	Ртутные батареи, никелькадмиевые аккумуляторы	Никель-кадмиевый аккумулятор, спец. батарея	Никель-кадмиевый аккумулятор, или спец. батарея			Аккумулятор ВА 401	Ртутная батарея	
	Питание (срок службы)		Батареи (две недели)	Аккумулятор (более 12 ч)			30ч	до 9 месяцев	

Зона обслуживания	Город	Город	Крупный город	Мелкие сети	Зола радиовещательных ЧМ передатчиков	Город радиусом 30..40 км	Город с пригородами	Страны Западной Европы
ЧИСЛО ПЕРЕДАТЧИКОВ	Зависит от зоны обслуживания	Зависит от зоны обслуживания	Зависит от зоны обслуживания	Н а каждую сеть один и более	Зависит от зоны обслуживания	Один	Зависит от зоны обслуживания	Зависит от зоны обслуживания
Место использования СПРВ		Ряд городов США	Ряд городов Японии	Ряд городов Швейцарии		Ряд городов США, Канады и Европы	Ряд городов США	Ряд регионов Германии и Франции
Начало действия системы	Конец 50-х годов	1960 г	конец 60-х г.г.	1958 г	1969 г. (испытания)	60...70 гг.	1970-1975 гг.	1974 г.

Приложение № 2.2

Таблица параметров цифровых СПРВ с ДК (двоичным кодированием)

Характеристика	Swap Bellboy (Канада, США) [141]	MBS (Швеция) [175, 12]	Pocket Bell *[4] (с цифровыми приемниками) (Япония) 175=, 167]	Multiton с цифровыми приемниками RB-141, RB-150, RB-151 (Великобритания) [55, 145]	СПРВ с форматом сигналов POCSAG (Великобритания) [175]*[17]	Цифровая СПРВ (США) [175,55]
Диапазон радиочастот, МГц	149,77	87...104	250	25.54, 66...88. 98...108, 136...175	150	150, 300, 450
Полоса частот радиоканала (разнос частот между каналами), кГц		Для УКВ ЧМ вещания	(12,5)	18,4	25	
Способ кодирования	ДЦК	ДЦК	ДЦК	ДЦК	ДЦК	ДЦК

Кодирование	Длительность посылки вызова с (скорость вызовов, вызов/с)	0,29[*1]	0,045 – только адрес 0,112 – адрес и сообщение	(6,7)	0,244 (4,08)	(от 6 до 15)	(5)
	Тип двоичного кодирования		Kasami (26:16) *[2]	БЧХ (31:16) –адрес; (7:4) – номер группы) *[5]	Двоично-десятичный безызбыточный код с повторением кодовой комбинации	БЧХ (31:21) с проверкой на четность (POCSAG)*10	Код Голея (23:12)–адрес; БЧХ (15:7)–-сообщение
	Расстояние Хемминга		3	7		6	7 – адрес,, 5 – сообщение
	Количество двоичных единиц в адресе	16	52	34,9	40*[9]	32*[11]	74,5 *[14]
	Скорость передачи, бод	110	1187	200	330	512	300/600 – адрес *[15]
	Число вызываемых абонентов	30000	350 000	65 000 (32 500)*[6]	100 000	2 000 000 *[12]	600 – сообщение 4000000

Передача дополнительной информации (сообщения)	Нет	до 12 цифр	Два различных вызова *[7]	Восемь различных типов звуковой сигнализации или 4 типа сигнализащш-f одна из десяти цифр или 8 типов сигнализации+ 4 цифры	Четыре адреса со своим типом сигнализации+буквенно-цифровое сообщение неограниченной длины (бегущая строка)	Два типа вызовов-)-цифровое (до 24 цифр) или 20 -- буквенное сообщение (бегущая строка)	
Вызов через телефонную сеть	Есть	Есть	Есть	Есть	Есть	Есть	
Передатчик	Выходная мощность, Вт	140...150	Для УКВ(ОВЧ) радиовещания				
	Модуляция (девиация)	ЧМн	ЧМ– АМн	\ЧМн (±2 кГц)	ЧМн (±4,5 кГц)	ЧМн (±4,5 кГц)	
	Нестабильность частоты	$5X10^{-8}$	Для высококачественных УКВ ЧМ вещательных приемников	$±2X10^{-7}$	$5X10^{-7}$		
Приемное устройство	Чувствительность	15 мкВ/м			10 мкВ/м	*13	*16
	Элементы декодирующего устройства	Логические ИС	КМОП-микропро-цессор и программирумое ПЗУ	КМОП/ИС, биполярная ИС, ПЗУ	КМОП логическая ИС	Полупроводниковая логическая ИС*[13]	Полупроводниковая логическая ИС
	Вид сигнализации	Звуковой	Звуковая и индикация номера вызова	Звуковая	Звуковая и индикация цифр	Звуковая и буквенно-цифровая индикация	Звуковая и буквенно-цифровая индикация
	Антенна	Встроенная	Встроенная		Встроенния	*13	*16
	Габаритные размеры, мм	1114X34X20	Карманных размеров		112X66X20		
	Масса, г		*3	110	155		

	Питание	Тип	Ртутная батарея	*3	Сухая батарея ИМ-3 емкостью 450 мАч, 1,5 в	Ртутные батареи МВ-12 или аккумулятор ВА-402			
		Срок службы	20–50 дней	*3	До двух месяцев	До 9 месяцев	*13	*16	
Зона обслуживания	Районы страны радиусом 65 км	Более 99% территории страны	Города и регионы страны	Город			Государственные масштабы	Государственные масштабы	
Число передатчиков	Зависит от района обслуживания	Сеть передатчиков ОВЧ ЧМ вещания	Зависит от зоны обслуживания	Зависит от района обслуживания			Может быть сеть передатчиков, зависящих от размеров зоны обслуживания	Может быть сеть передатчиков, зависящих от размеров зоны обслуживания	
Место использования СПРВ	Ряд городов а Канаде и США	Швеция	Токио и Саппоро	Ряд городов многих стран			Великобритании, Австралии, Нов. Зеландии и др. страны	Ряд городов США	
Год начала действия	1971	1978	1978	1975 (1980 г. Россия)			начало 90-х годов в России	1973 (адрес) 1982 (адрес+сообщение)	

Пояснения к примечаниям к таблице параметров СПРВ с ДК (цифровых систем)

*[1] 0,145 с на передачу адреса и 0,145 с на передачу синхронизирующей посылки.

*[2] Для вызова (адреса) используется код Kasami – укороченный циклический; для передачи сообщения – двоичный без избыточный код.

*[3] Указанные параметры зависят от типа приёмника. Намечен выпуск таких приёмников фирмами Mitsubisi Tlectric corp. (Япония), Sonab (Швеция), Salora (Финляндия).

*[4] Название Pocket Bell сохранилось только для устройств обработки запросов на вызовы; аппаратура передачи сигналов вызова и приёмников определяется наименованием фирм их изготовителей, например приёмники NEC.

*[5] код БЧХ (Бауза-Чоудхури-Хогвингема) – разновидность циклического кода. 34,9 бита – на адрес из расчёта кодовой комбинации номера группы (одной из пятнадцати), к которой принадлежит абонент – 7 бит (код 7:4), 31 бит самого адреса (код 31:16) и дополнительного бита, распределённого в группе передаваемых вызовов. Перед группой последовательно передаваемых адресов (до восьми адресов группе) передаётся синхронизирующая комбинация из 24 бит. Передача каждого вызова повторяется трижды через 20с.

В [55] подобный формат кода именуется NEC-D3 по типу приёмников и фирмы изготовителя. NEC-D3 предусматривает возможность передачи не только адреса, но и сообщения.

*[6] Абонентская ёмкость уменьшается вдвое 65000/2, если каждому абоненту отводится два адреса.

*[7] Если приёмник абонента рассчитан на два адреса, то каждому из передаваемых адресов в приёмнике соответствует свой тип вызова.

При использовании формата NEC-D3 возможен большой объём дополнительной информации к вызову

*[8] Каждая десятичная цифра номера кодируется без избыточным двоичным кодом.

*[9] С посылками тактовой, цикловой синхронизации и дополнительной информацией может составлять 80-104 двоичных единиц.

*[10] Post Office Code Standiration Advisoru Grup (POCSAG) – код, принятый для Национальной службы радиопоискового вызова Британским Ведомством связи.

*[11] С учётом посылок тактовой, кадровой и цикловой синхронизацией число двоичных единиц в вызове может достигать 640.

*[12] Указанное число абонентов для приёмников, различающих четыре адреса. Если ограничиться передачей абоненту только одного адреса. То абонентская ёмкость возрастает до $8*10^6$

*[13] Для оценки параметров приёмников NEC можно воспользоваться данными, приводимыми для кода POCSAG.

*[14] С посылками тактовой и цикловой синхронизации число двоичных единиц в выхове может достигать 591.

*[15] 300/600 соответствует 300 Бод – для сигналов синхронизации. 600 Бод – для адреса.

*[16] Могут использоваться приёмники вызова Motorola OPTRX (США).

*[17] Вначале формат сигналов POCSAG планировался для экспериментальной национальной СПРВ, однако впоследствии этот формат был принят МСЭ как код №1 для СПРВ и получил широкое распространение. (Подробно сигналы формата POCSAG рассматриваются в гл.1 и гл.2).

Приложение № 2.3

Варианты применения адресного радиовызова

В процессе эксплуатации СПРВ были разработан и внедрен следующий ряд вариантов применения адресного радиовызова, наиболее практически полезные из которых приводятся ниже [10,87,119].

1. «Пейджер для участкового врача» – использование СПРВ для автоматической регистрации заявок на вызов врача.

2. «Автономное использование пейджинга службами ГИБДД» – создание собственной диспетчерской службы экстренного адресного радиовызова и передачи сообщений ГИБДД с непосредственным прямым доступом к терминалу СПРВ.

3. «Мониторинг через СПРВ» – для дистанционного опроса различного рода датчиков и в том числе экологического назначения.

4. «Системы дистанционного управления и сигнализации с помощью адресного радиовызова» – для различных объектов и охранных служб.

5. «Пейджер-информатор состояния банковских счетов»-для автоматической передачи финансово-банковской информации абоненту СПРВ.

6. «Пейджинговое извещение о сообщении, полученном на личный электронный адрес Интернет» – автоматическое извещение мобильного абонента СПРВ о полученном для него Интернет сообщении с частичной информацией из этого сообщения.

Приложение № 2.4

Примеры расчета параметров сигналов МЧКК

1.*Функции комбинаторики F(m), наиболее часто встречающиеся и имеющие практическую ценность для различных видов МЧКК, приведенные к виду удобному для расчета кодовой (абонентской) емкости*

Функция	Выражение для расчёта	Функция	Выражение для расчёта
A_m^2	$m^2 - m$	$L\begin{pmatrix} g=2 \\ l=2 \end{pmatrix}$	$\left(m^4 - 2m^3 - m^2 + 2m\right)/4$
A_m^3	$m^3 - 3m^2 + 2m$	$L\begin{pmatrix} g=2 \\ l=3 \end{pmatrix}$	$\left(m^6 - 3m^5 - 3m^4 + 11m^3 + 2m^2 - 8m\right)/8$

A_m^4	$m^4-6m^3+11m^2-6m$	$L\begin{pmatrix} g=3 \\ l=2 \end{pmatrix}$	$\left(m^6-6m^5+13m^4-18m^3+22m^2-12m\right)/36$
C_m^2	$\left(m^2-m\right)/2$	$L_m(l=1)$	$2m\ -1$
C_m^3	$\left(m^3-3m^2+2m\right)/6$	$L_m(l=2)$	$(2m-1)^2$
C_m^4	$\left(m^4-6m^3+11m^2-6m\right)/24$		

2.*Пример результатов расчёта параметров сигналов МЧКК при ΔF=3000 Гц и числе ортогональных сигналов (частот) m=8**

Тип МЧКК	N	$H_И$,бит/код. частота	$\Delta F_{\min}$, Гц	T_B, с	$R_И$, бит/с	$\nu, \frac{бит/с}{Гц}$	$H_{кфкк}$
A_8^1	8	3	3000	$3*10^{-3}$	1000	0,33	0,17
A_8^2	56	2,9	3000	$6*10^{-3}$	971	0,32	0,16
C_8^2	28	2,41	3000	3*10	1608	0,53	0,27
$L\begin{pmatrix} g=2 \\ l=2 \end{pmatrix}$	756	2,34	3000	6*10	1555	0,52	0,26
$B\begin{pmatrix} 1 \\ 11 \end{pmatrix}^2$	100	3,3	3000	8*10	825	0,275	0,137
$B\begin{pmatrix} 2 \\ 5+1 \end{pmatrix}^2$	100	1,1	3000	15*10	939	0,313	0,156
$L_m(2)$	65536	1	3000	6*10	2676	0,89	0,445
$L_m\begin{pmatrix} l=2 \\ r=2 \end{pmatrix}$	47524	0,97	3000	6*10	2583	0,86	0,43
m=8* принималось для всех указанных кодов, кроме - $B\begin{pmatrix} 1 \\ 11 \end{pmatrix}^2$, $B\begin{pmatrix} 2 \\ 5+1 \end{pmatrix}^2$							

Приложение № 2.5

Результаты расчета согласованной емкости МЧКК с емкостью СПРВ (с числом обслуживаемых приемников вызова) $N_{согл}$

Вид и параметры кодирования		D=0,05 α=10		D=0,05 α=20		D=0,1 α=10		D=0,1 α=20		D=0,2 α=10		D=0,2 α=20	
		M=0	M=1	M=0	M=1	M=0	M=1	M=0	M=1	M=0	M=1	M=0	M=1
A_m^2	$\frac{m}{N, тыс.}$	153 23,2	122 14,6	122 14,6	97 9,3	122 14,6	97 9,3	97 9,6	77 5,8	97 9,6	77 5,8	77 5,8	61 3,7
A_m^3	$\frac{m}{N, тыс.}$	405 61,1	34 36,6	34 21,9	29 36,6	34 21,9	29 21,9	29 21,9	24 13,1	29 21,9	24 13,1	24 13,1	21 7,9
A_m^4	$\frac{m}{N, тыс.}$	195 101,9	17 58,6	17 58,6	15 33,7	17 58,6	15 33,7	15 33,7	13 19,7	15 33,7	13 19,7	13 19,7	12 11,4
C_m^2	$\frac{m}{N, тыс.}$	242 29,1	192 18,4	192 18,4	153 11,6	192 18,4	153 11,6	153 11,6	122 7,3	153 11,6	122 7,3	122 7,3	97 4,6

C_m^3	$\frac{m}{N, тыс.}$	819 87,9	69 52,4	69 52,4	58 31,2	69 52,4	58 31,2	58 31,2	49 18,7	58 31,2	49 18,7	49 18,7	41 11,1
C_m^4	$\frac{m}{N, тыс.}$	46 160,3	40 92,3	40 92,3	35 53,0	40 92,3	35 53,0	35 53,0	31 30,6	35 53,0	31 30,6	31 30,6	27 17,5
$L\begin{pmatrix} g=2 \\ l=2 \end{pmatrix}$	$\frac{m}{N, тыс.}$	27 122	24 75	24 75	21 43	24 75	21 43	21 43	18 23	21 43	18 23	18 23	16 14,2
$L\begin{pmatrix} g=2 \\ l=3 \end{pmatrix}$	$\frac{m}{N, тыс.}$	11 157	10 85	10 85	9 42	10 85	9 42	9 42	8 19,6	9 42	8 19,6	8 19,6	9 19,6
$L\begin{pmatrix} g=3 \\ l=2 \end{pmatrix}$	$\frac{m}{N, тыс.}$	15 205	14 132	14 132	12 48	14 132	12 48	12 48	11 27	12 48	11 27	11 27	10 14,3
$B\begin{pmatrix} 1 \\ 11 \end{pmatrix}$	$\frac{m}{N, тыс.}$	11 133	11 80	11 71	11 35,5	11 80	11 40	11 35,5	11 17,8	11 40	11 20	11 19,6	11 10
$B\begin{pmatrix} 2 \\ 5+1 \end{pmatrix}$	$\frac{m}{N, тыс.}$	5+1 161	5+1 98	5+1 100	5+1 50	5+1 98	5+1 49	5+1 50	5+1 25	5+1 49	5+1 24,5	5+1 25	5+1 12,5
$L_m(l=1)$	$\frac{m}{N, тыс.}$	18 252	17 131	17 131	16 65,8	17 131	16 65,8	16 65,8	15 32,7	16 65,8	15 32,7	15 32,7	14 16,3
$L_m(l=2)$	$\frac{m}{N, тыс.}$	9 261	8 65	8 65	8 65	8 65	8 65	8 65	7 16	8 65	7 16	7 16	7 16

Приложение №2.6

Методика определения параметров помехоустойчивости декодирования сигналов МЧКК

Для оценки помехоустойчивости декодирования сигналов МЧКК принимаем схему, представленную в гл.2 на рис. 2.24 и величины вероятностей ложного приема элементарной посылки $p_{л1}$ и ее пропуска $p_{пр1}$ получим, которые определяются соотношениями (2..3.48") и (2.3.49′), приводимыми в гл.2. Примем ряд условий:

а) все посылки кодовых частот являются прямоугольными радиоимпульсами, приблизительно ортогональными, т. е. $(f_{i+1} - f_i) >> 1/2\pi\tau$, где f_i – кодовая частота; τ – длительность передачи элементарного сигнала (радиоимпульса);

б) каждая посылка принимается как сигнал со случайной фазой (некогерентный прием) при постоянном коэффициенте передачи канала;

в) помеха является флуктуационной и аддитивной.

Поскольку передача каждого из вызовов производится с неизвестной априорной вероятностью, то оценку помехоустойчивости необходимо производить с помощью критерия Неймана – Пирсона [113, 21]. Оценку будем производить в два этапа. На первом этапе будем характеризовать отношение сигнал-помеха для заданной $p_{л1}$ без учета влияния энергии от соседних кодовых частот. На втором этапе определяется коррекция необходимой величины сигнал-помеха с учетом влияния соседних кодовых частот при реальных передаточных характеристиках фильтров декодера.

При оптимальной обработке сигналов [113, 21]

$$p_{л1} = \exp\left(-\frac{1}{2}h_0\right), \qquad (№\ 2.6.1)$$

$$p_{пр1} = 1 - p_{л1} = 1 - \int_{h_0}^{\infty} V \exp\left(-\frac{V + 2E_i/N_0}{2}\right) \times J_0\left(V\sqrt{2E_i/N_0}\right) dV\,, \qquad (№\ 2.6.2)$$

где $p_{л1}$ – вероятность правильного обнаружения; $h_0 = h/\sqrt{N_0/E_i/2}$ – пороговый уровень; h – порог; N_0 – спектральная плотность шума (имеется в виду флуктуационный шум с равномерным спектром – белый шум); $E_i = U_c^2\tau$ – энергия сигнала; U_c – напряжение сигнала; τ – длительность передачи сигнала кодовой частоты; J_0 – функция Бесселя для мнимого аргумента.

Из (№ 2.6.1) и (№ 2.6.2) видно, что, варьируя пороговым уровнем h_0, можно получить различные значения для $p_{л1}$ и $p_{пр1}$.

При оптимальной обработке сигналов требуемые энергетические соотношения сигнал-шум могут быть определены с помощью рассчитанных в [78] рабочих характеристик приемника или упрощенного выражения [21]

$$E_i/N_0 = \left(\sqrt{\ln 1/p_{л1}} + \sqrt{\ln 1/p_{пр1} - 1{,}4}\right)^2 \qquad (№\ 2.6.3)$$

Ухудшение помехоустойчивости реального приемника (декодирующего устройства) определяется степенью рассогласованности фильтрующих устройств с принимаемыми сигналами. Поскольку фильтры, согласованные с сигналом (оптимальные), при требованиях их высокой степени миниатюризации трудно реализуемы, то на практике часто применяют фильтры, «согласованные по полосе сигнала» (квазиоптимальные). На рис. № 2.6.1 приведены нормированные относительно оптимального фильтра значения сигнал-шум $h_{н,,}$ для идеального прямоугольного фильтра – кривая *1,* с частотной характеристикой резонансного колебательного контура *-3* и с гауссовской резонансной кривой - *2* в зависимости от соотношения полосы пропускания Δf и длительности прямоугольного радиоимпульса τ [78].

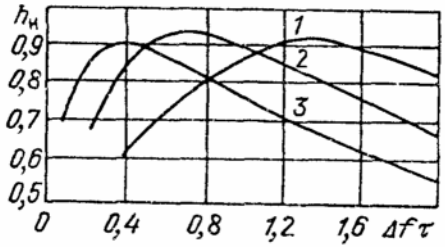


Рис. № 2.6.1. Зависимости отношения сигнал-шум, нормированного относительно оптимального фильтра, от параметра $\Delta f\tau$

Анализ этих зависимостей позволяет сделать заключение, что при использовании вместо согласованных фильтров квазиоптимальных получается несущественное уменьшение отношения сигнал-шум, если эти фильтры будут согласованы с сигналом по полосе, хотя само такое согласование оказывается не очень критичным. Поскольку в каналах обработки сигналов кодовых частот (см. рис. 2.24) целесообразно применение несложных, легко реализуемых (квазиоптимальных) фильтров кодовых частот (ФКЧ), полосу их пропускания можно в среднем принять (см. разд.2.3.2.) $\Delta f = 1/\tau$. Ухудшение помехоустойчивости за счет рассогласования ФКЧ может быть в значительной

степени скомпенсировано включением на выходах детекторов огибающей фильтров нижних частот (ФНЧ) с полосой пропускания $\Delta F = 1/2\tau$. Применение таких ФНЧ (интегрирующих цепей) позволяет использовать менее добротные ФКЧ по сравнению с согласованными по полосе. При этом падение помехоустойчивости по сравнению с помехоустойчивостью при обработке сигналов с помощью предшествующих детектору фильтров, согласованных по полосе, очень незначительное [21].

Применение последетекторного интегрирования особенно необходимо при обработке сигналов диапазона частот 0,3...3,4 кГц с длительностью передачи $\tau \geq 30...$ 300мс, когда реализация ФКЧ, удовлетворяющих условию $\Delta f = 1/\tau$, затруднительна вследствие сложности получения высоких значений их добротности.

Таким образом, сравнение оптимальных и квазиоптимальных методов обработки сигналов позволяет сделать заключение, что значения E_i/N_0, рассчитанные по (№2.6.3), могут удовлетворять с допустимыми погрешностями помехоустойчивости реального приемника (декодирующего устройства).

Поскольку на помехоустойчивости приема сигналов кодовой частоты сказывается влияние энергии, попадающей в канал ее обработки от сигналов соседних (смежных) кодовых частот, необходимо произвести оценку энергетических соотношений сигнал-шум при передаче соседних кодовых частот. (Влиянием энергий, попадающих от сигналов кодовых частот, несмежных с принимаемой, можно пренебречь, так как их энергии в полосе ФКЧ очень незначительны). Энергия, попадающая в ФКЧ от сигнала на соседней кодовой частоте f_{i+1},

$$E_{i+1} = \int_{-\infty}^{\infty} K_i^2(\omega) S_{i+1}(\omega) d\omega$$

где $K(\omega)$– передаточная функция ФКЧ, настроенного на частоту f_i; $S_{i+1}(\omega)$ – спектр сигнала на соседней частоте f_{i+1}) складывается с энергией флуктуационного шума, в результате чего возрастает суммарная энергия помехи и для получения необходимого отношения сигнал-помеха требуется уменьшение допустимой энергии флуктуационного шума. Допустимое значение E_{i+1} будет определяться из соотношения

$$E_i/\left(N_0^{'} + E_{i+1}\right) = E_i/N_0 = g ,$$

где $N_0^{'}$ – допустимая спектральная плотность флуктуационного шума при воздействии помехи от сигнала на соседней кодовой частоте. Принимая $E_{i+1} = \beta E_1$, можно записать, что $E_i/\left(N_0^{'} + \beta E_i\right) = g$, где β – коэффициент, характеризующий уменьшение энергии сигнала соседней частоты {β может определяться по величине α [см. в гл.2 (2.3.20)]}. Поскольку α характеризует ослабление сигнала, соседней частоты по напряжению, нетрудно определить приближенную взаимосвязь $\beta \sim 1/\alpha^2$. После (несложных преобразований получим соотношение, характеризующее влияние сигнала соседней кодовой частоты на отношение сигнал-шум:

$$E_i/N_0^{'} = g/(1 - 2g\beta) = g^{'} \qquad (№\ 2.6.4)$$

При одновременном воздействии двух сигналов соседних частот f_{i-1} и f_{i+1}, учитывая симметрию частотной характеристики ФКЧ, т. е. равенство попадающих в фильтр энергий $E_{i-1} = E_{i+1}$, выражение для отношений энергии сигнала к спектральной плотности шума N''_o с учетом влияния сигналов обоих соседних частот можно записать в виде

$$E_i / N_0'' = g/(1-2g\beta) = g'' \qquad (№\ 2.6.5)$$

Требуемое увеличение отношения сигнал-шум:

– при учете влияния одной соседней частоты

$$(E_i / N_0')/(E_i / N_0) = g'/g = 1/(1-2g\beta) = \kappa'$$

– при учете влияния двух соседних частот

$$(E_i / N_0'')/(E_i / N_0) = g''/g = 1/(1-2g') = \kappa''$$

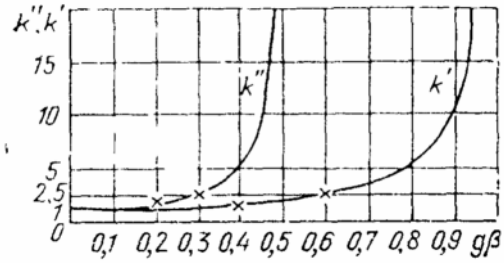


Рис №2.6.2.Зависимости увеличения требуемого отношения сигнал-шум от параметра $g\beta$

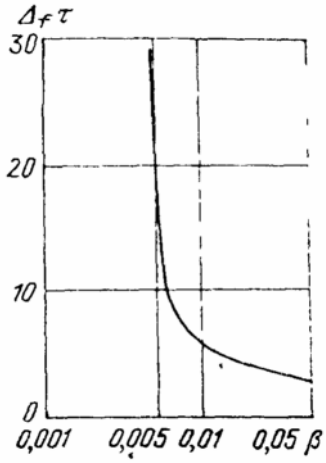


Рис. № 2.6.3. Зависимости параметра $\Delta_f \tau$ от коэффициента ослабления энергии соседней кодовой частоты

На рис.№ 2.6.2 показаны зависимости κ' и κ'' от $g\beta$, где отмечены отрезки для значений $g\beta$, при которых требуется незначительное увеличение отношения сигнал-шум.

Следует заметить, что кривая для κ' может использоваться при оценке кодирования с последовательной передачей частот (например, МЧКК на размещение), а для κ'' – при параллельной передаче частот (например, при кодах на сочетание C_m^r или других более сложных видах МЧКК). С помощью полученных зависимостей можно наиболее рационально распределить энергии шума и сигнала на «соседней частоте с позиций числа кодовых частот в системе и чувствительности приемника. При значительном уменьшении энергии сигнала на соседней частоте требуется значительный разнос кодовых частот, что повлечет за собой ограничения в числе частот (при заданной

ширине канала) и, следовательно, уменьшение емкости системы; уменьшение же допустимой энергии флуктуационного шума повлияет на чувствительность приемника.

Для наиболее точного определения компромисса среди вышеперечисленных альтернатив необходимо знание зависимости ослабления энергии сигнала от расстройки фильтра относительно частоты заполнения радиоимпульса. Для фильтра с частотной характеристикой колебательного контура при условии, что сигналы представляют собой прямоугольные радиоимпульсы, эту зависимость на основании данных, приводимых в [78], можно представить в виде

$$\frac{E_{i+1}}{E_i} = \beta = \frac{2\pi\Delta f\tau}{h_H^2}\left[\frac{1-\exp(-\pi\Delta f\tau)\cos\pi\Delta_f\tau + \exp(-\pi\Delta f\tau)}{(\pi\Delta f\tau)^2 + (2\pi\Delta_f\tau)^2}\right] \qquad (№\ 2.6.6)$$

где Δf – полоса пропускания фильтра; Δ_f – расстройка фильтра относительно частоты заполнения радиоимпульса, принимаемая равной интервалу между соседними кодовыми частотами $(f_{i+1}-f_i)$; $h_н$ – коэффициент уменьшения отношения сигнал-шум по напряжению за счет рассогласованности передаточной характеристики фильтра с сигналом, зависящей от параметра $\Delta f\tau$.

Принимая $\Delta f=1/\tau$, по зависимости рис.№2.6.1 для колебательного контура (кривая 2) определяем $h_н$ =0,75. После подстановки этих значений в (№2.6.6) получим

$$\beta = 11{,}22\left[\frac{1-0{,}044\cos 2\pi\Delta f\tau}{\pi^2 + (2\pi\Delta f\tau)^2}\right]. \qquad (№\ 2.6.7)$$

Зависимости $\Delta_f\tau$ от β представлены на рис.№ 2.6.3.

Из сопоставления зависимостей на рис.№ 2.6.2 и № 2.6.3 можно сделать вывод, что наиболее целесообразно работать в областях перехода от пологой области к более крутой. Лучшим компромиссом можно считать значение β = 0,007.

Воспользовавшись представленными данными, можно определить основные параметры помехоустойчивости $E_i/N_0=g$, $E_i/N_0{}'=g'$, $E_i/N_0{}''=g''$ в зависимости от $\Delta_f\tau$, $p_{л1}$ и $p_{пр1}$. Результаты примера расчета этих параметров для МЧКК типа C_{60}^2 и C_{60}^3 представлены в гл.2 табл. 2.12 разд. 2.3.5.

Приложение № 2.7

Параметры ЧМ радиоканалов для сигналов с ДК при различных вариантах вызова и абонентских емкостях системы радиовызова

N	D	M	$c=0$				$c=1$				$c=7$			
			$П_ф$, кГц	$\Delta f_р$, кГц	$\Delta F_К$, кГц	$\beta_{ЧМ}$	$П_ф$, кГц	$\Delta f_р$, кГц	$\Delta F_К$, кГц	$\beta_{ЧМ}$	$П_ф$, кГц	$\Delta f_р$, кГц	$\Delta F_К$, кГц	$\beta_{ЧМ}$
10^3	0,1	0	4,00	7,20	7,20	11250	4,00	7,20	7,20	9000	4,00	7,20	7,20	3566
	0,05	1												
	0,2	0	4,00	7,20	7,20	5525	4,00	7,20	7,20	4500	4,01	7,21	7,21	1776
	0,1	1												
10^4	0,1	0	4,01	7,22	7,23	902	4,01	7,22	7,23	752	4,02	7,24	7,26	334
	0,05	1												
	0,2	0	4,02	7,23	7,25	452	4,02	7,23	7,25	377	4,05	7,3	7,35	168
	0,1	1												
10^5	0,1	0	4,11	7,40	7,51	74	4,13	7,43	7,56	64	4,26	7,7	7,96	33
	0,05	1												
	0,2	0	4,22	7,60	7,82	38	4,26	7,70	7,96	33	4,5	8,1	8,62	17,3
	0,1	1												
10^6	0,1	0	5,16	9,3	10,5	8,8	5,31	9,6	10,9	8,1	6,8	12,2	15,0	4,86
	0,05	1												
	0,2	0	6,3	11,3	13,6	5,4	6,6	11,9	14,5	5	9,6	17,3	22,9	3,2
	0,1	1												

Приложение № 2.8

Расчет соотношения мощности квитирующего устройства и времени передачи квитирующего сигнала

Одной из причин, объясняющих потери радиоизлучений (затуханий уровня радиосигналов) на частотах пейджинговой связи, является то, что с увеличением расстояния между передающей и приемной антеннами энергия излучается по всё большей площади. В связи с этим на приемную антенну приходится лишь малая часть излучаемой энергии. Для оценки этих потерь можно рассмотреть простейший случай, когда передающая антенна является всенаправленной и энергия излучения как бы «размазывается» по сферической поверхности. (Подробно характеристики распространения радиоволн рассматриваются в гл.4)

С ростом расстояния до приемника (т.е. ростом радиуса сферы) площадь поверхности сферы увеличивается, а плотность излучаемой энергии на единицу поверхности сферы уменьшается. Потери излучений L можно определить [90] по соотношению

$$L = \frac{P_{ИЗЛ}}{P_{ПР}} = \frac{(4\pi R)^2}{\lambda^2} \qquad (№\ 2.8.1)$$

где $P_{изл}$ и $P_{пр}$ – мощности излучения и приема, R – расстояние между передающей и приемной антеннами, λ – длина волны излучения.

Отсюда $$P_{пр} = \frac{P_{ИЗЛ}}{L} = \frac{P_{ИЗЛ}}{[(4\pi R)^2 / \lambda^2]}. \qquad (№\ 2.8.1')$$

В качестве примера, определим величину потерь (№ 2.8.1) для пейджинговой системы связи по протоколу FLEX, где f_1 = 900 МГц = $9\cdot10^8$ Гц и $\lambda_{f1} \sim 0{,}33$ м. Приняв $R \sim 5\cdot10^4$м, получим

$$L = \frac{(4\pi R)^2}{\lambda^2} = 3{,}61\cdot10^{12}.$$

При $P_{изл} \approx 200$ Вт на расстоянии 50 км может быть принята мощность

$$P_{пр} = \frac{P_{ИЗЛ}}{L} = \frac{P_{ИЗЛ}}{[(4\pi R)^2/\lambda^2]} = \frac{200}{3{,}61\cdot10^{12}} = 5{,}54\cdot10^{-11}, \text{ Вт.}$$

При использовании узкополосных радиоканалов с выделенной полосой частот 25 кГц с сигналами частотной модуляции при девиации ± 4, 5 кГц и скорости передачи 1200 …3200 бит/с (указанные параметры характерны для СПРВ с форматами сигналов POCSAG [107] и FLEX [181]) можно определить эффективную ширину частотного спектра в пределах $\Delta f_{эфф} \approx 15$ кГц.

Тогда, согласно (2.4.1) и (2.4.2) гл.2, усредненная спектральная мощность, приходящаяся на 1 Гц, оказывается равной

$$P_{пр\ 1} = \frac{P_{пр}}{\Delta f_{эфф}} = \frac{5{,}54\cdot10^{-11}}{1{,}5\cdot10^4} = 3{,}7\cdot10^{-15}, \text{ Вт/Гц.}$$

При передаче ответа о приеме пейджером сообщения передатчик пейджера на f_2 должен создавать уровень мощности на приемной антенне базовой станции не меньше той, которую он принял на f_1, т.е. ~ $3{,}7\cdot10^{-15}$ Вт/Гц.

Для оценки получения такой мощности на приеме воспользуемся соотношениями (2.4.1) – (2.4.3) гл.2 при условии ограничения мощности радиопередатчика ответа пейджера за счет увеличения длительности посылки ответа и ее упрощения до одного элементарного сигнала.

Рассмотрим два варианта ответа на частоте f_2 в виде одного бита:

1 – длительность импульсного сигнала $\tau' = 1$ с.

2 – длительность импульсного сигнала $\tau'' = 0{,}01$ с.

Ширина частотного спектра ответа в первом случае $\Delta f'_{эфф} = 1/\tau' = 1$ Гц, а во втором случае $\Delta f''_{эфф} = 1/\tau'' = 100$ Гц.

Так как потери в прямом (на f_1) и обратном (на f_2) каналах можно считать равными и составляют $3{,}6\cdot10^{12}$, то мощность передатчика пейджера на f_2 определится

для τ' $P'_{пейд} = P_{пр\ 1}\cdot L\cdot\Delta f'_{эфф} = 3{,}7\cdot10^{-15}\cdot 3{,}6\cdot10^{12}\cdot 1 = 13{,}3\cdot10^{-3}$ Вт,

для τ'' $P''_{пейд} = 3{,}7\cdot10^{-15}\cdot 3{,}6\cdot10^{12}\cdot10^2 = 1{,}33$ Вт.

Приложение №2.9

Сценарии передачи роуминговых сообщений в адресных системах радиовызова с использованием протокола TNPP

На рис. № 2.9.1 показаны сценарии передачи роуминговых сообщений с использованием межситемного (внутрисетевого) обмена посредством кеп-кодов (*CAP*) - адресов пейджера, передаваемых по радиоканалу. Рис. № 2.9.1,*а*– при передаче вызова абоненту, закрепленному за узлом («домашним узлом»), который в данном примере является центральным (*ЦУЗ аб*), в узел, в зону действия которого мигрировал абонент. Этот узел для такого абонента является узлом роуминга (*УЗР аб*).

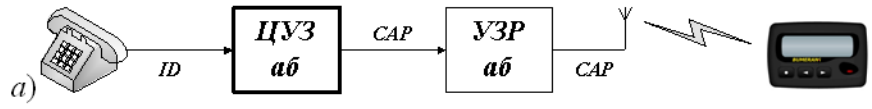
На рис. № 2.9.1,*б* показан сценарий передачи вызова из «домашней» зоны (узла прописки абонента-*УЗ аб*), где *ID* номер (индивидуальный номер, присваемый абоненту) преобразуется в *CAP*-код, который далее через центральный узел (*ЦУЗ*), передается в *УЗР аб* и в итоге к абоненту.

Рис. № 2.9.1,*в* – передача вызова из зоны *УЗР аб* по *ID* номеру через *ЦУЗ* в *УЗ аб*, где по *ID* номеру определяется *CAP*-код, который через *ЦУЗ* передается в *УЗР аб*.

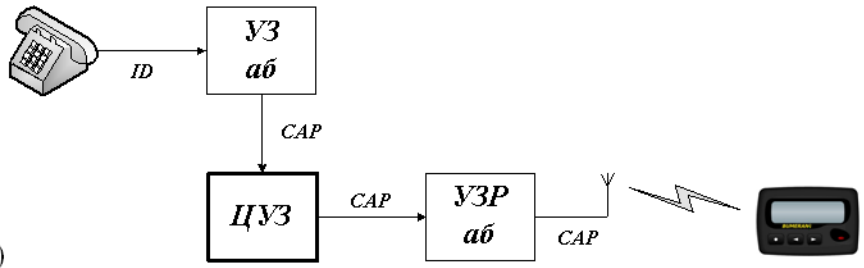
Рис. № 2.9.1,*г* – передача вызова из зоны произвольного, «недомашнего», узла – *УЗ* по *ID* номеру через *ЦУЗ* в *УЗ аб*, где по *ID* номеру определяется *CAP*-код, который через *ЦУЗ* передается в *УЗР аб*.

Рис. № 2.9.1,*д*- передача вызова из зоны «недомашнего» узла- *УЗ* по *ID* номеру через *ЦУЗ* в *УЗ аб*, где по *ID* номеру определяется *CAP*-код, с помощью которого передается радиовызов абоненту.

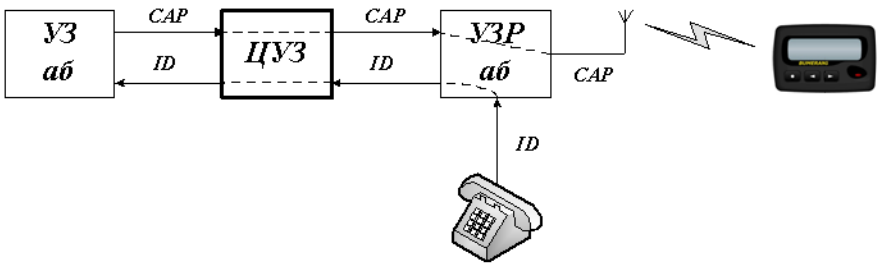
Рис. № 2.9.1,*е*- передача при вызове, поступающем непосредственно на *ЦУЗ*, аналогичная рис. № 2.9.1,*д*



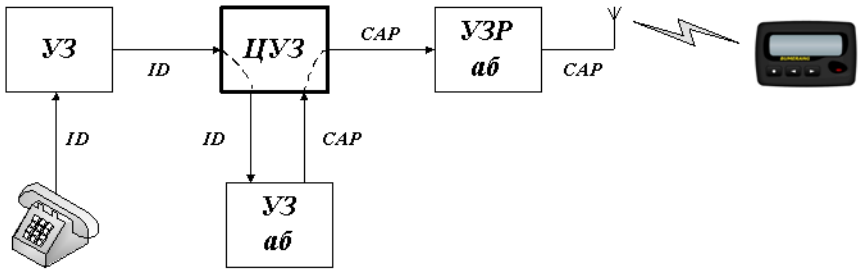
а)



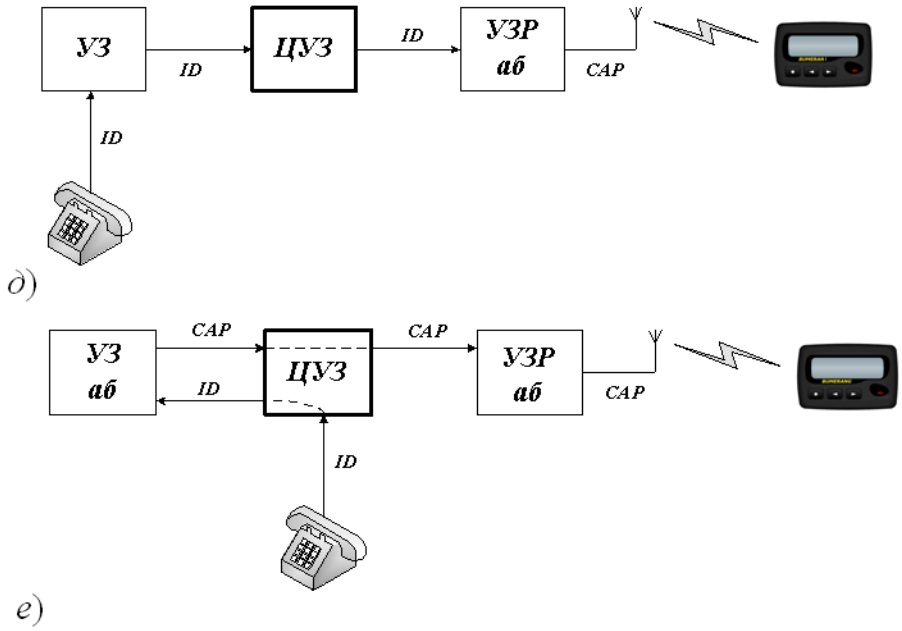
б)



в)



г)

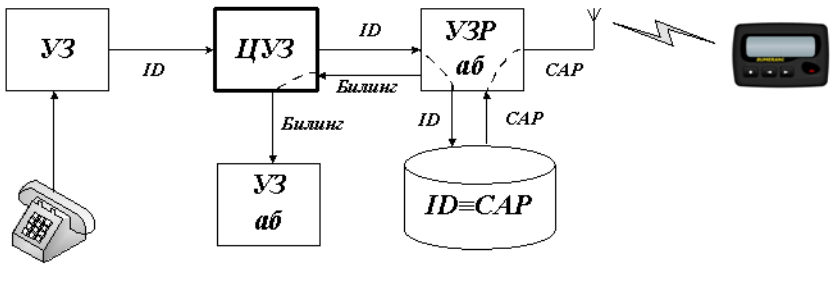


д)

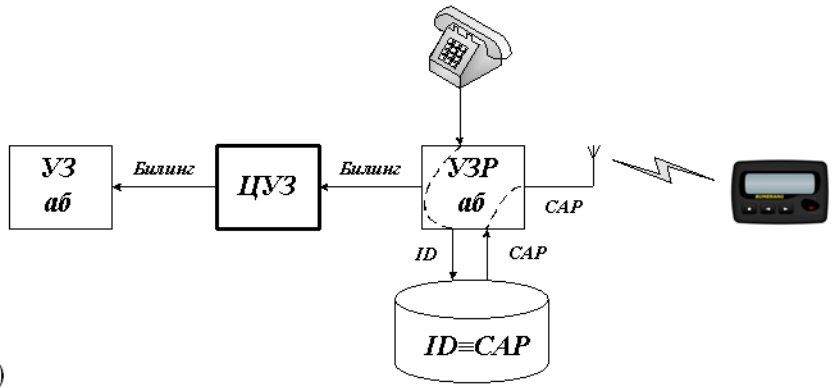
е)

Рис.№ 2.9.1. Сценарии передачи роуминговых сообщений с использованием межситемного (внутрисетевого) обмена посредством кеп-кодов (*CAP*)

На рис.№ 2.9.2 показаны сценарии передачи вызова по *ID* номеру без обращения за *CAP*-кодом в *УЗ аб*. В этом случае *CAP*-код абонента в соответствии с его *ID* номером должны храниться в памяти узла, куда мигрировал абонент, т.е. в *УЗР аб*.На рис.№ 2.9.2,*а* показана передача вызова из зоны произвольного узла- *УЗ* (таким узлом может быть и *УЗ аб*) через *ЦУЗ* в *УЗР аб*, где происходит обращение к базе данных для идентификации *CAP*-кода по *ID* номеру и затем передача вызова с определенным *CAP*-кодом. На рис. № 2.9.2,*б* показана подобная передача вызова непосредственно из зоны *УЗР аб,* минуя *ЦУЗ*. В *ЦУЗ* из *УЗР аб* поступает билинговая информация о количестве роуминговых радиовызовов, которая после соответствующей обработки поступает в *УЗ аб* для взаиморасчетов между узлами. Заметим, что билинговая информация передается через *ЦУЗ* в *УЗ аб* практически для всех сценариев передачи роуминговых вызовов (на рис. № 2.9.2 с целью их упрощения эта передача не показана).



а)



б)

Рис.№ 2.9.2. Сценарии передачи вызова по *ID* номеру без обращения за *САР*-кодом в *УЗ аб*

Приложение № 2.10

Обоснование требований к внедрению и эксплуатации цифровой радиосети (сети радиовызова) с синхронно работающими передатчиками

Одним из требованиий использования такого синхронно работающих радиопередатчиков в многорадиальной сети радиовызова являются ограничения в допустимом расхождении времени прохождения (задержки) радиосигнала – $_{\Delta}t_{з}$ в смежных (или частично перекрывающихся) зонах действия различных передатчиков. Это требование можно записать в виде

$$_{\Delta}t_{з} < \tau/2, \qquad (№\ 2.10.1)$$

где τ – длительность элементарной посылки двоичного сигнала радиовызова.

Такая величина $_{\Delta}t_{з}$ определяется особенностью приема сигналов от нескольких радиопередатчиков, когда приемнику радиовызова необходимо принимать решение какой двоичный символ (0 или 1) передается.

На рис. № 2.10.1 дана иллюстрация модулирующим сигналам в приемнике от двух радиопередатчиков - $U_{м1}$ и $U_{м2}$, поступающим на вход радиоприемника с различной задержкой, разница которой составляет $_{\Delta}t_{з}$. Из этой иллюстрации нетрудно сделать вывод, что при одновременном приеме таких сигналов для $_{\Delta}t_{з} \geq \tau/2$ возможна ошибка распознавания элементарного двоичного сигнала (см. моменты изменения значений элементарных сигналов) или всей кодовой комбинации.

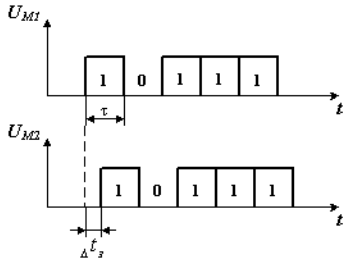


Рис. № 2.10.1. Модулирующие сигналы в приемнике от двух радиопередатчиков

Время задержки сигнала $t_{з}$ определяется временем прохождения сигнала на участках линковского соединения терминала с радиопередатчиком - $t_{зл}$ и распространения радиосигнала от радиопередатчика до радиоприемника $t_{з\,рс}$ как

$$t_{з} = t_{зл} + t_{з\,рс}. \qquad (№\ 2.10.2)$$

Для выравнивания задержек принимаемых радиосигналов необходимо использовать искусственно вводимые корректирующие схемы задержки, которые устанавливаются на выходе терминала (его контроллерах) в

линковских соединениях для каждого радиопередатчика. Величина требуемой коррекции задержки определяется согласно (№ 2.10.2) расчетным и экспериментальным путем.

Другим условием синхронной передачи вызовов по всему региону являются высокие требования к стабильности несущей частоты радиопередающего оборудования. Расхождения в частоте сигналов в смежных участках зон действия радиопередатчиков вызывают появление в приемниках сигналов комбинационных частот, обусловленных интерференционными явлениями [20]. Так, при наличии соизмеримых сигналов в месте приема от двух передатчиков с несущими частотами f_1 и f_2 могут возникнуть сигналы комбинационных частот $f_{к12} = f_1 \pm f_2$. Устранение влияния этих сигналов на прием основного сигнала возможно двумя путями. Первый – введением дополнительной расстройки несущих частот этих передатчиков $\Delta f_{рас} = |f_1 - f_2|$ на такую величину, чтобы $f_{к12}$ не оказались в полосе спектра основного сигнала $П_{сс}$, т.е., чтобы соблюдалось условие

$$\Delta f_{рас} = |f_1 - f_2| > П_{сс}. \qquad (№\ 2.10.3)$$

Эти особенности должны учитываться при выборе параметров частотноизбирательных цепей радиоприемников.

Второй способ, повышенные требования к стабильности частоты передатчиков так, чтобы возможные отклонения несущих частот из-за небольшой величины $f_{к12}$ не оказывали существенного влияния на спектр основного сигнала. При скорости передачи $B = 1/\tau$ и возможных наименьших чередованиях двоичных символов с периодом $T_{ч01} \geq 2\tau$ с учетом распределения спектральных составляющих двоичных сигналов должно соблюдаться условие $f_{к12} < 1/T_{ч01}$. Принимая с запасом величину $T_{ч01} = 3\tau$, можно записать

$$f_{к12} < 1/T_{ч01} = 1/3\tau = B/3. \qquad (№\ 2.10.4)$$

Тогда возможное расхождение несущих частот $\Delta f_{рас}$ должно составлять

$$\Delta f_{рас} = f_{к12} < 1/T_{ч01} = 1/3\tau = B/3. \qquad (№\ 2.10.4')$$

Нестабильность частоты передатчика $\pm\Delta f_{нес}/f$ должна определяться из наихудших условий отклонения частоты (частота одного передатчика отклонилась в сторону увеличения, а другого – в сторону уменьшения) $\pm\Delta f_{нес} \leq \Delta f_{рас}/2$, и в итоге

$$\pm\Delta f_{нес}/f \leq (B/6)/f \qquad (№.2.10.5)$$

Так например, при использовании формата сигналов POCSAG со скоростью B=1200 бит/с возможное расхождение несущих частот $\Delta f_{рас}$ должно составлять $\Delta f_{рас} = 1200/3 = 400$ Гц, а требуемая нестабильность частоты передатчиков $\pm\Delta f_{нес}/f \leq 200/f$. Для типовой для СПРВ несущей частоты f =150 МГц можно определить $\pm\Delta f_{нес}/f \leq 1.33 \cdot 10^{-6}$. Современные радиопередатчики, рассчитанные на широкий диапазон рабочих частот, имеют нестабильность частоты порядка 10^{-8} и удовлетворяют этому требованию

Приложение № 2.11

Принципы абонентской нумерации на примере многорегиональной сети радиовызова при использовании формата POCSAG

В разделе 2.6.2 обосновываются принципы абонентской нумерации в многорегиональной сети радиовызова. Конкретизируем применение этих принципов при использовании формата POCSAG. На основании результатов, полученных в разд. 2.3.5, и соотношения (2.6.5) для формата POCSAG можно определить, что при популярной скорости передачи B=1200 бод и количестве вызовов, приходящихся на одного абонента в час наибольшей нагрузке D=0,1…0,2, наибольшее количество абонентов, которое может быть обслужено по одному радиоканалу, составит $N_{РК1} \approx 2 \cdot 10^4$. Тогда при адресной емкости POCSAG $N_А = 2 \cdot 10^6$ по (2.6.8) можно определить разрядность $Преф_{РОУМ}$ (префикса роуминга) - $m = \{\lg (N_А / N_{РК1})\} = \{\lg(2 \cdot 10^6 / 2 \cdot 10^4)\} = 2$. Этот результат показывает совпадение с разрядностью $Преф_{РОУМ,}$ определенной выше из условия потребности обозначения регионов для Российской федерацией (2.6.7′). В сети радиовызова, показанной в гл.2 на рис. 2.43, использована общепринятая государственная нумерация регионов. Например, для Нижегородского и Московского регионов *CAP*-код адреса должен представляться соответственно в виде 52XXXX и 77XXXX. (Заметим, что абонентская емкость «домашних» абонентов состоит из двух составляющих: с $Преф_Д = (У_1 = 0; У_2 = 0)$, т.е. с адресами 00XXXX емкостью 10^4 и с $Преф_{РОУМ} = У_1\ У_2$, соответствующих номеру региона, который в данном случае рассматривается как роуминговый, с адресами вида $У_1\ У_2$ XXXX емкостью10^4).

Следует дополнительно отметить, что для форматов сигнала с не лимитированной абонентской емкостью и повышенными скоростями передачи, например, типа FLEX, значность $Преф_{РОУМ}$ может быть увеличена (см. в гл.2 на рис. 2.44,*б* величину байтов в TNPP протоколе под обозначение адреса узла).

Практически полезным с позиций формирования федеральных абонентских номеров –*ID* может быть использование 3-х значного $Преф_{РОУМ}$.

ПРИЛОЖЕНИЕ К ГЛАВЕ 3

Приложение № 3.1

Дискретно усредненное суточное распределение трафика SMS

Для ориентировочного использования полученных статистических результатов оценки SMS передачи данных (см.разд.3.2.1) было произведено дискретное усреднение величины трафика SMS с дискретными интервалами усреднения, на которых явно выражены изменения и практически полезные пределы значений трафика (например, для ЧНН и минимальной величины нагрузки), создаваемого абонентом в течение суток. График изменения такого дискретно усредненного трафика SMS, создаваемый абонентом в течение суток, представлен на рис.№ 3.1.1.

Рис.№ 3.1.1. Дискретно усредненный трафик SMS, создаваемый абонентом в течение суток

Приложение № 3.2

Дискретно усреднённое распределение трафика GPRS создаваемого абонентом в течение активных часов суток в сравнении с SMS трафиком

Для определения динамики посуточных изменений трафика GPRS, создаваемого одним абонентом, произведено дискретное усреднение величины трафика GPRS (см. разд.3.2.2), с дискретными интервалами усреднения, на которых явно выражены изменения и практически важные пределы значений трафика (например, для ЧНН и минимальной величины нагрузки). Результаты этого усреднения представлены в виде графика на рис.№3.2.1, где трафик измеряется в килобитах. Для сравнения на этом рисунке показано распределение SMS трафика.

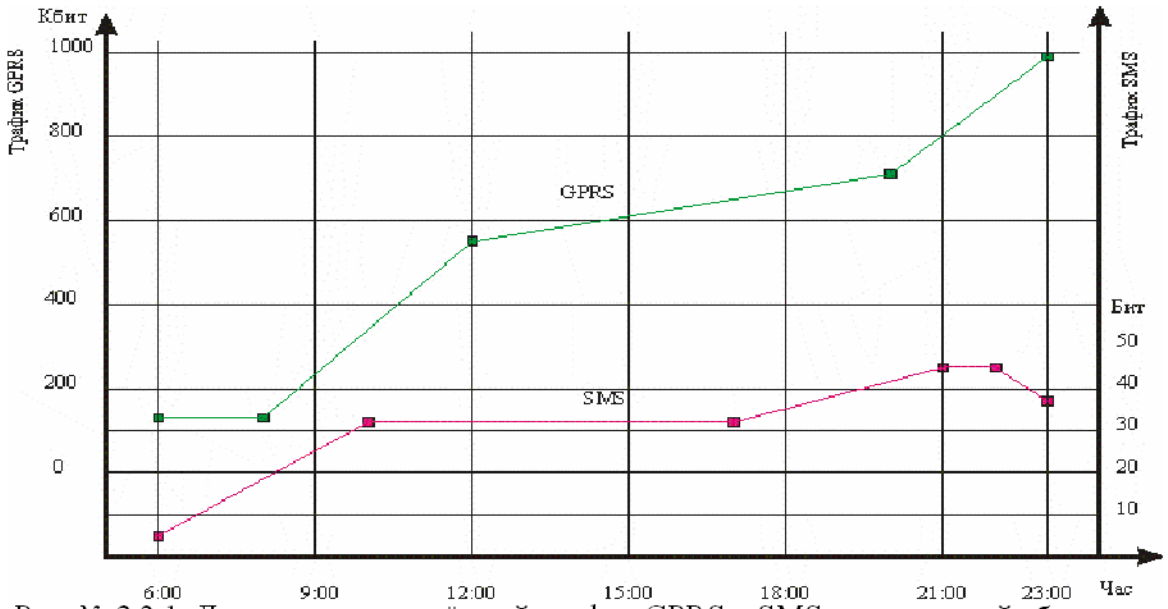


Рис. № 3.2.1. Дискретно усреднённый трафик GPRS и SMS, создаваемый абонентом в течение активных часов суток

Приложение № 3.3

Применение метода ОРДРД в системах радиовызова и сотовой связи

В разделе 3.3.2 предлагается и описано повышение скорости передачи данных за счет применения метода объединения радиоканалов с долевым распределением передаваемых данных (ОРДРД). Дадим оценку применения этого метода в в системах радиовызова и сотовой связи.

• Применение метода ОРДРД в системах радиовызова

Проведенная в настоящей работе оценка систем радиовызова и в том числе СПРВ показывает, что наибольшие скорости передачи сигналов в радиоканалах этих систем могут достигать 2400 (для формата POCSAG) – 9600 (для- FLEX) бит/с. При возникновении потребности в повышении этих скоростей в заданное число раз, которое может быть не постоянным, а в определенное время и в определенных условиях (например, при чрезвычайных ситуациях) повышение этой скорости возможно методом ОРДРД.

При наличии нескольких радиоканалов вызова, которые на передающей стороне реализуются, как правило, с помощью нескольких радиопередатчиков, работающих на разных частотах и расположенных на общей башне ретрансляции, организация повышенной скорости передачи, в соответствии со схемой, приводимой в разд. 3.3.2 на рис. 3.26, производится следующим образом. На передающей стороне вводится устройство РПД между терминалом, с соответствующей доработкой трансляции адресной передачей вызовов-сообщений долями по различным выходам, и радиопередатчиками.

На приемной стороне объединяются радиоприемные устройства (или их радиоблоки), количество которых определяется количеством радиопередатчиков, объединенных РПД, через устройство ОРПД, выход которого подключается к декодеру адреса и принимаемых сообщений (данных). Декодер соответствующим образом модернизируется для приема данных с повышенной скоростью. В итоге обработанные таким образом сигналы передаются на устройства сигнализации вызова и отображения или запоминания принятых сообщений (данных).

• Применение метода ОРДРД в системах сотовой связи и оценка скорости для пакетной передачи данных

За основу оценки возьмем систему с TDMA организацией каналов и пакетной передачей данных по GPRS/EDGE технологии.

При использовании метода ОРДРД скорость передачи при n объединяемых радиоканалов согласно (3.3.3) (см. разд. 3.3.2) может составлять

$$B = n \bullet B_{\text{К}}. \qquad (№\ 3.3.1)$$

где $B_{\text{К}}$ – скорость передачи по одному радиоканалу.

При скорости передачи по одному TDMA каналу, организуемому в одном таймслоте, $B_{1\text{КАН}}$ и m объединяемых таких каналов (при GPRS и EDGE технологиях) величина $B_{\text{К}} = m \bullet B_{1\text{КАН}}$, и суммарная скорость при методе ОРДРД будет определяться

$$B_{\Sigma} = n \bullet m \bullet B_{1\text{КАН}}, \qquad (№\ 3.3.2)$$

Пояснение этому можно дать на примере формирования каналов в системах GSM, показанном в приложении №1.2 на рис. №1.2.1 с тремя

радиоканалами (n=3). Напомним, что в одном радиоканале (одной несущей) организуется m=8 физических каналов, размещенных соответственно в 8-ми временных окнах – ВО (тайм слотах). Эти восемь ВО образуют кадры (фреймы), каждый из которых имеет длительность $t_к$=4,615 mc, которые передаются последовательно друг за другом (см. гл.1). Каждый физический канал использует одно и тоже свое ВО в этих кадрах (см. рис. 1.2.1,а).

Физические каналы «заполняются» логическими цифровыми каналами двух типов:

– каналы трафика (Т) для передачи речи и данных;

– каналы управления (КУ) – для передачи сигналов управления (в том числе сигнализации) и синхронизации. Причем КУ организуются главным образом на радиоканале на основной частоте $f_1 = f_{BCCH}$ и занимают незначительную долю начальных ВО.

На рис. 1.2.1,б в качестве примера показаны ВО, заполненные нормальными пакетами –NB, одного из трафиковых каналов двухсторонней связи БС(базовой станции) к АС (абонентской станции) и АС к БС.

Дадим оценку значениям скоростей передачи данных B_Σ. В зависимости от канального кодирования и технологии передачи (модуляции) - GPRS или EDGE скорости передачи на одном «временном» канале (таймслоте) - $B_{1КАН}$ могут достигать следующих значений [83]:

– для технологии GPRS - от 8 до 20 кбит/с;

– для технологии EDGE - от 8,4 до 59,2 кбит/с.

Максимальное количество «временных» каналов на одной радиочастоте (в одном радиоканале GSM стандарта) $m = m_{max} = 8$. Часть этих каналов может заниматься под передачу сигналов управления или голосовой трафик.

При теоретически потенциальном использовании всех 8-ми «временных» каналов скорость $B_8 = 8 \bullet B_{1КАН}$ может составлять:

– при GPRS - от 64 до 160 кбит/с;

– при EDGE - от 67,2 до 473,6 кбит/с.

Однако, на практике для передачи данных обычно используется (с учетом приоритета выделения каналов под голосовой трафик) не более 4 таймслотов. В этом случае для скорости $B_4 = 4 \bullet B_{1КАН}$ получим:

– при GPRS - от 32 до 80 кБит/с;

– при EDGE - от 33,6 до 236,8 кБит/с.

Используя эти величины можно определить увеличение скорости передачи при реально возможном объединении радиоканалов.

Современное обслуживание соты может не ограничиваться одной базовой станцией, а может осуществляться несколькими базовыми станциями с их секторной переориентацией из «своей» соты в другую. Поэтому, как показывает практика, количество радиоканалов – n в зависимости от размеров соты может достигать от 4-х до 16-ти (в редких случаях более 16-ти).

Определим скорости передачи при объединении такого количества радиоканалов (от 4-х до 16-ти) для двух случаев:

– для практически возможного случая - с использованием 4-х таймслотов;

– для теоретически потенциального случая - с использованием всех 8-ми таймслотов.

Используя соотношение (№ 3.3.1) и (№ 3.3.2), получим:

– для первого (практически используемого) случая:

• при $B_{\Sigma 4} = 4 \cdot B_4$

$B_{\Sigma 4GPRS} = 4 \cdot (32…80) = 128…320$ кбит/с;

$B_{\Sigma 4EDGE} = 4 \cdot (33,6…236,8) = 134,4…947,2$ кбит/с;

• при $B_{\Sigma 16} = 16 \cdot B_4$

$B_{\Sigma 16GPRS} = 16 \cdot (32…80) = 512…1280$ кбит/с;

$B_{\Sigma 16EDGE} = 16 \cdot (33,6…236,8) = 537,6…3788,8$ кбит/с;

– для второго случая – для потенциально максимальной скорости:

• при $B_{\Sigma 4} = 4 \cdot B_8$

$B_{\Sigma 4GPRS\ max} = 4 \cdot (64…160) = 256…640$ кбит/с;

$B_{\Sigma 4\ EDGE\ max} = 4 \cdot (67,2…473,6) = 268,8…1894,4$ кбит/с;

• при $B_{\Sigma 16} = 16 \cdot B_8$

$B_{\Sigma 16GPRS\ max} = 16 \cdot (64…160) = 1024…2560$ кбит/с;

$B_{\Sigma 16EDGE\ max} = 16 \cdot (67,2…473,6) = 1075,2…7577,6$ кбит/с.

Таким образом, самые наибольшие скорости передачи данных могут достигать при использовании половины (4-х) трафиковых каналов (практически используемый случай) от $B_{\Sigma 4EDGE} = 947,2$ кбит/с до $B_{\Sigma 16EDGE} = 3788,8$ кбит/с $\approx 3,8$ Мбит/с, а при использовании всех таймслотов (потенциально максимальные скорости) от $B_{\Sigma 4EDGE\ max} = 1894,4$ кбит/с до $B_{\Sigma 16EDGE\ max} = 7577,6$ кбит/с $\approx$ 7,6 Мбит/с.

Безусловно, что наибольшие скорости передачи данных могут быть достигнуты при условиях хорошего прохождения сигналов (достаточной помехоустойчивости и допустимой их задержки). Например, с использованием направленных антенн в абонентских устройствах (АУ), располагаемых внутри зоны (соты) действия БС. При этом не исключается, что эти устройства могут быть стационарного типа.

На рис. № 3.3.1 показана структурная схема действия предлагаемой системы с указанием дополнительных устройств по формированию распределения передаваемых данных по радиоканалам от базовых станций на примере 2-х сот базовых станций. На рисунке эти дополнительные устройства, рассмотренные выше (РПД и ОРПД), выделены жирными линиями. Также показано абонентское устройство высокоскоростного обмена данными(АСОД). Кроме этих устройств на рис. № 3.3.1 показаны следующие узлы сотовой связи, участвующие в передачи данных:

– СУ GPRS – сетевой узел GPRS,

– ПССК – подсистема сетевой коммутации,

– ПСУБС – подсистема управления базовыми станциями и формирования потока передачи данных.

На рис. № 3.3.2 изображена структурная схема АСОД (абонентского устройства высокоскоростного обмена данными), где кроме рассмотренных выше обозначений дополнительно введены следующие обозначения:

(АУ/ n)1…(АУ/n) n – абонентские устройства (станции), каждая из которых работает на одном из *n* радиоканалов,

ВД – высокоскоростные данные (высокоскоростной поток данных).

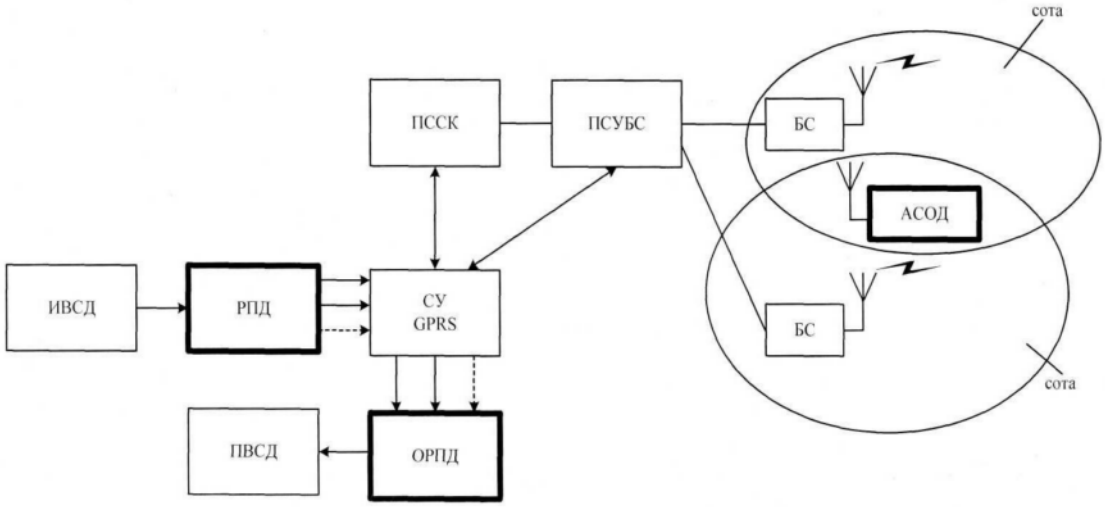


Рис. № 3.3.1. Структурная схема системы сотовой связи организации высокоскоростной передачи методом ОРДРД

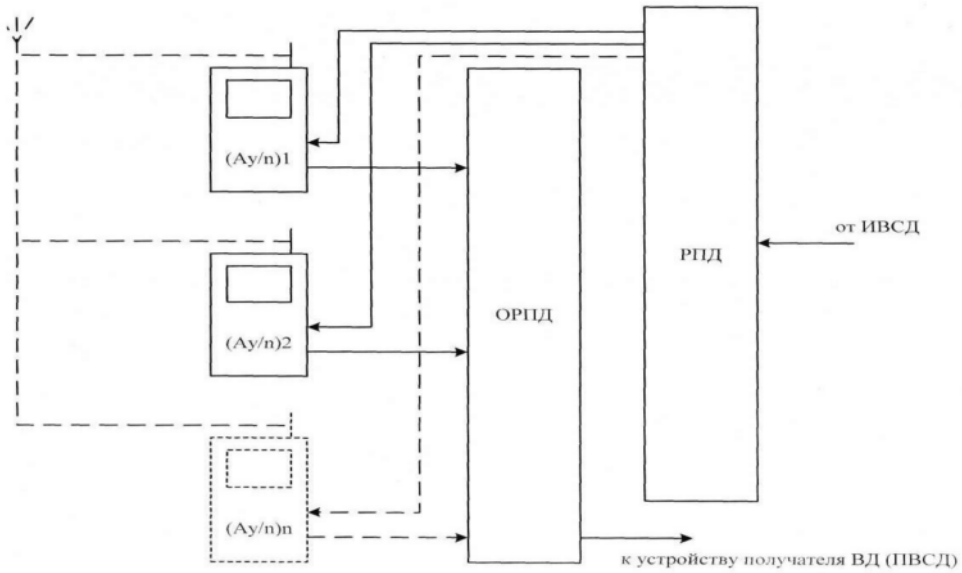


Рис. № 3.3.2. Структурная схема АСОД (абонентского устройства высокоскоростного обмена данными)

Принцип работы этой системы можно сформулировать следующим образом. Поток данных, поступающих от источника высокоскоростных данных (ИВСД) со скоростью $B_{ВД}$, с помощью РПД преобразуется (делится на доли, каждая из которых формируется в свой менее скоростной поток) и распределяется на *n* параллельно передаваемых «менее скоростных» потоков данных со скоростью $B_{МД} = B_{ВД} / n = B_{1К}$. Эти потоки отправляются на сетевой узел GPRS (СУ GPRS). Каждый из потоков передается далее системой сотовой связи (на рис.№ 3.3.1 эта система в упрощенном варианте показана в виде узлов ПССК, ПСУБС - и БС) в пакетном режиме GPRS или EDGE по группе объединенных трафиковых (голосовых) каналов, выделенных под GPRS передачу. Причем, эта передача каждого «менее скоростного» потока данных

осуществляется на своей одной из рабочих радиочастот БС (соты) определенному адресату - абонентской станции (устройству) – АУ/n.

В АСОД (см. рис. № 3.3.2) принятые потоки данных устройствами АУ/n подаются в ОРПД, где они объединяются (складываются) в высокоскоростной поток, который передается на выход к ПВСД**.**

В качестве АУ/n могут использоваться сотовые радиотелефоны (безусловно с возможностью работы по технологиям GPRS и EDGE) с адресами (абонентскими номерами), по которым должна осуществляться вышеуказанная передача распределенных потоков данных, или какая-либо единая конструкция, объединяющая в себе необходимые компоненты сотовых телефонов для передачи-приема данных.

При высокоскоростной «обратной» передаче (вверх) данных от АСОД к их получателю - ПВСД, подключенному к СУ GPRS (см. рис. № 3.3.1), используются аналогичные принципы распределения высокоскоростного потока данных на «менее скоростные» параллельные потоки в АСОД (см. рис. № 3.3.2) с помощью устройства РПД и затем передаются устройствами АУ/n по «своим» рабочим радиоканалам к БС и далее через ПСУБС и ПССК к СУ GPRS. От СУ GPRS распределенные потоки подаются к ОРПД (см. рис. № 3.3.1), где они объединяются в единый высокоскоростной поток, который в итоге поступает к получателю данных – ПВСД.

Если осуществляется передача данных от одной АСОД в другую, аналогичную АСОД, находящуюся в зоне действия системы (сети) сотовой связи, то СУ GPRS (см. рис.№ 3.3.1) не передает распределенные потоки в ОРПД**,** а перенаправляет их в соответствии с адресатом получателя АСОД (адресатами (АУ/n)1…(АУ/n) n этой АСОД**)** опять в систему сотовой связи.

Рассмотренный пример системного применения метода ОРДРД в сотовой системе связи показывает, что для повышения скорости передачи дополнительно расходуется радиоканальный ресурс, в связи с чем требуется особый подход к использованию этого метода. В частности он может быть рекомендован при специальных коммерческих предложениях и в условиях, когда высокоскоростная передача данных имеет первостепенное значение.

Обобщая оценку методу ОРДРД, необходимо заметить, что он может найти применение не только для рассмотренного примера высокоскоростной передачи данных в системах GSM стандарта, а также для других стандартов сотовой связи, в которых совмещаются технологии кодового и временного разделения каналов, например в TD - CDMA (Time Division - Code Division Multiple Access) системах.

ПРИЛОЖЕНИЯ К ГЛАВЕ 4

Приложение № 4.1

Пересчет напряженности поля, выраженной в децибелах относительно 1 мкВ/м или 1 В/м, к мощности сигнала на входе радиоприемного устройства, выраженной в децибелах по отношению к 1 мВт (дБм) или к 1 Вт

Для пересчета напряженности поля радиосигнала в антенне к мощности на входе радиоприемника примем следующие допущения:

– приемная антенна АС – диполь,

– антенна и входная часть приемника согласованы;

– сопротивление входной цепи приемника R_H =50 Ом.

На антенне наводится напряжение

$$U=E\lambda/\pi, \qquad (№\ 4.1.1)$$

где Е – напряженность поля радиосигнала, В/м.

При согласовании сопротивлений антенны и входной цепи приемника мощность сигнала на входе приемника

$$P\text{с}=U^2/(4R_H). \qquad (№\ 4.1.2)$$

Подставив (№4.1.1) в (№4.1.2), получим

$$P\text{с}=E^2\lambda^2/(4R_H) \qquad (№\ 4.1.3)$$

Уровень мощности сигнала на входе приемника, выраженный в децибелах по отношению к 1 мВт,

$$(P\text{с})_{\text{дБ}}= p_C = 20\lg E + 10\lg(\lambda/\pi)^2 + 10\lg(1/(4R_H)) + \alpha_P + \alpha_E. \qquad (№\ 4.1.4)$$

где E – напряженность поля, мкВ/м; α_P = 30 дБ - коэффициент, учитывающий изменение размерности мощности (переход от Вт к мВт); α_E = -120 дБ – коэффициент, учитывающий изменение размерности напряженности поля (переход от В/м к мкВ/м); $10\lg(1/(4R_H)$ = 10lg[1/(4•50)] = 23 дБ.

Подставив указанные численные значения в (№ 4.1.4), получим, что уровень мощности, дБм, определяется следующими выражениями:

$$p_C = 20\lg E - 113 + 10\lg(\lambda/\pi)^2, \text{ дБм}, \qquad (№\ 4.1.5)$$

или

$$p_C = 20\lg E - 73{,}4 - 20\lg(f), \qquad (№\ 4.1.6)$$

где f – несущая частота, МГц.

Приложение № 4.2

Расчетная оценка моделей прогнозирования среднего уровня ОВЧ и УВЧ радиосигналов со сложной многолучевой структурой распространения

Существует ряд моделей для прогнозирования уровня радиосигнала в системах подвижной радиосвязи. Очень существенно на уровень сигнала влияет рельеф местности. Известны два основных метода для учета его влияния: детерминированный и статистический. Первый позволяет рассчитать множитель ослабления по конкретному профилю пролета. Он широко используется для энергетических расчетов в линиях связи по схеме «от точки к точке», например в РРЛ. В этом случае медианное значение мощности сигнала в точке приема – это то, которое превышается в течение 50% времени

наблюдения (например, - месяца). В сотовых системах, где БС должна обеспечить связь на территории соты, часто применяют статистический метод, при котором параметры рельефа (высота препятствий, их форма и взаимное расположение, наклон местности и т.п.) считается случайными величинами. Характер рельефа местности в соте оценивают параметрами, усредненными на участках трассы протяженностью 5…10 км. Выбор энергетических параметров в сотовых системах радиосвязи должен обеспечить уверенный прием в зоне обслуживания БС. В точках приема на границе соты уровни сигнала будут различными вследствие неодинакового влияния застройки и рельефа местности. Поэтому в сотовых системах радиосвязи путем усреднения по двум параметрам: по времени и по местоположению определяют усредненную медианную мощность сигнала (УММС). УММС – это такое значение, которое ожидается в течение 50% времени наблюдения и в 50% точек приема, находящихся на расстоянии r от передающей станции.

Рассчитаем значения УММС тремя способами: по модели Окамуры – Хата, по модели Ли «от зоны к зоне», по формуле Введенского, и проанализируем получившиеся результаты.

За основу возьмем модель Окамуры – Хата. Ее часто применяют при расчете зоны покрытия базовой станции, так как она рекомендована Международным Консультативным Комитетом по Радиосвязи (МККР) и довольно проста в применении.

Оценку будем производить, акцентируя внимание на значения расстояний от БС, которые имеют практическую важность для внедрения радиальных систем в сотовые системы при создании радиально-сотовых систем (см. гл.6)

1. ***Расчет по модели Окамуры – Хата***

В модели Хата эмпирические зависимости и экспериментальные данные, полученные Окамурой, представлены в виде аппроксимирующих формул.

Уровень УММС представляется как:

$$p_m(r) = p_n + g_1 + g_2 - a_1 - a_2 - a_{Mx}(f, r, h_{бс}, h_{ac}), \quad (№\ 4.2.1)$$

где p_n – уровень мощности передатчика, g_1, g_2 – коэффициент усиления передающей и приемной антенн соответственно, a_1, a_2 – потери в фидере передающей и приемной антенны соответственно, $a_{Mx}(f, r, h_{BC}, h_{AC})$ – суммарное ослабление радиосигнала при распространении для модели Хата при статистическом учете параметров местности (а выражено в децибелах, r - в километрах):

- для города

$$a_{Mx}(f, r, h_{бс}, h_{ac}) = A + B \lg r; \quad (№\ 4.2.2)$$

- для пригородной зоны

$$a_{Mx}(f, r, h_{бс}, h_{ac}) = A + B \lg r - C; \quad (№\ 4.2.3)$$

- для открытой местности

$$a_{Mx}(f, r, h_{бс}, h_{ac}) = A + B \lg r - D; \quad (№\ 4.2.4)$$

Здесь аппроксимирующие коэффициенты:

$$A = A(f, h1, h2) = 69{,}55 + 26{,}16 \lg(f) - 13{,}82 \lg(h_{БС}) - \alpha(h_{ac}); \quad (№\ 4.2.5)$$

$$B = B(h_{бс}) = [44{,}9 - 6{,}55 \lg(h_{БС})]; \quad (№\ 4.2.6)$$

$$C = C(f) = 2[lg(f/28)^2] + 5,4; \quad (№ 4.2.7)$$

$$D = D(f) = 4,78(lg\, f)^2 - 19,33\, lg(f) + 40,94; \quad (№ 4.2.8)$$

$\alpha(h_{ac})$ – параметр, учитывающий влияние высоты антенны АС. Для крупных городов этот параметр слабо зависит от частоты, однако используются две аппроксимирующие формулы:

$$\alpha(h_{ac}) = 8,28[lg(1,5h_{AC})]^2 - 1,1 \text{ при } f > 200 \text{ МГц}; \quad (№ 4.2.9)$$

$$\alpha(h_{ac}) = 3,2[lg\,(11,75\, h_{AC})]^2 - 4,97 \text{ при } f > 400 \text{ МГц}; \quad (№ 4.2.10)$$

для средних и малых городов этот параметр зависит от частоты:

$$a(h_{AC}) = (1,1lgf-0,7)h_{AC}-(1,56\, lg\, f-0,8) \quad (№ 4.2.11)$$

В формулах для аппроксимирующих коэффициентов принято:

f – частота излучения БС, МГц; $h_{БС}$ и h_{AC} – высоты установки антенн БС и АС, м.

Модель Хата применяют при изменении значений параметров в пределах, указанных в табл. №4.1.

Таблица № 4.1

	Область применения модели Хата	
	Основная	Расширенная
Рабочая частота, МГц	От 150 до 1500	Совпадает с основной
Высота антенны АС, м	От 1 до 20	До 80
Высота антенны БС, м	От 30 до 200	От 1,5 до 400
Высота антенны АС, м	От 1 до 10	Совпадает с основной

Для наших расчетов примем характер трассы как открытую местность, так как предполагается что застройка в соте будет составлять не более 1% территории.

Рассчитаем, используя модель Окамуры – Хата, ослабление на трассе, используя следующие начальные условия: f=900 МГц (система GSM-900), h_{ac}=1,7м, $h_{бс}$=150, 200, 250м.

Для расчета получаем следующие параметры:

$f = 900$; $h_{БС1} = 150$; $h_{AC} = 1,7$; $h_{БС2} = 200$; $h_{БС3} = 250$;

$D(f) = 4,78\, lg(f)^2 - 19,33\, lg(f) + 40,94$;

$\alpha(f) = -(1,56\, lg(f) - 0,8) + (1,1\, lg(f) - 0,7)\, h_{AC}$;

$A_{mx1}(r) = 69,55 + 26,16\, lg(f) - 13,82\, lg(h_{БС1}) - \alpha(f) + (44,9 - 6,55\, lg(h_{БС1}))\, lg(r) - D(f)$;

$A_{mx2}(r) = 69,55 + 26,16\, lg(f) - 13,82\, lg(h_{БС2}) - \alpha(f) + (44,9 - 6,55\, lg(h_{БС2}))\, lg(r) - D(f)$;

$A_{mx3}(r) = 69,55 + 26,16\, lg(f) - 13,82\, lg(h_{БС3}) - \alpha(f) + (44,9 - 6,55\, lg(h_{БС3}))\, lg(r) - D(f)$.

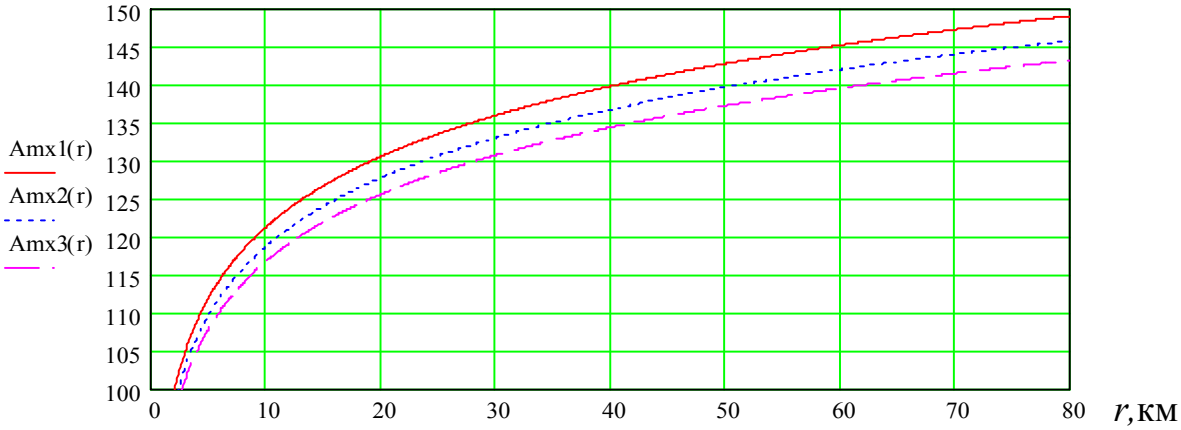


Рис.№ 4.2.1 Графики затуханий на трассе $A_{mx} = f(r)$

Упрощенные уравнения суммарного ослабления радиосигнала для трех указанных случаев можно представить в следующем виде:

$$A_{mx1}(r) = 90{,}68 + 30{,}647 \lg(r) \qquad (№\ 4.2.12)$$

$$A_{mx2}(r) = 88{,}954 + 29{,}828 \lg(r) \qquad (№\ 4.2.13)$$

$$A_{mx3}(r) = 87{,}612 + 29{,}193 \lg(r) \qquad (№\ 4.2.14)$$

Результаты расчетов суммарного затухания на трассе в дБ. Таблица №4.2.

r, км / $h_{бс}$, м	30	40	50	60	70	80
150	136,0	140,0	143,0	145,2	147,2	149,0
200	133,0	136,7	139,6	142,0	144,0	145,7
250	130,7	134,4	137,2	139,5	141,5	143,2

Для того чтобы определить уровень сигнала в точке приема нужно выяснить значения остальных параметров в формуле.

- Затухание в фидере антенны БС примем равным 1дБ/100м ~ 2дБ;
- Коэффициент усиления антенны БС – 6дБ (секторная антенна);
- Затухание в фидере АС – 0дБ;
- Коэффициент усиления антенны АС – 0дБ (всенаправленная);
- Мощность сигнала БС примем максимальной равной 320 Вт = 55дБм.

Следовательно, УММС равен:

$$p_m(r) = -31.6 - 30.65 \lg(r) \text{ для } h_{бс} = 150м, \qquad (№\ 4.2.15)$$

$$p_m(r) = -29.9 - 29.8 \lg(r) \text{ для } h_{бс} = 200м, \qquad (№\ 4.2.16)$$

$$p_m(r) = -28.6 - 29.2 \lg(r) \text{ для } h_{бс} = 250м. \qquad (№\ 4.2.17)$$

Сводные данные значений УММС на трассе в дБм Таблица № 4.3

r, км / $h_{бс}$, м	30	40	50	60	70	80
150	-77,0	-81,0	-84,0	- 86,2	- 88,2	- 90,0
200	-74,0	-77,7	-80,6	- 83,0	- 85,0	- 86,7
250	- 71,7	- 75,4	- 78,2	- 80,5	- 82,5	- 84,2

Графики зависимости уровня сигнала от расстояния приведены на рис. №4.2.2.

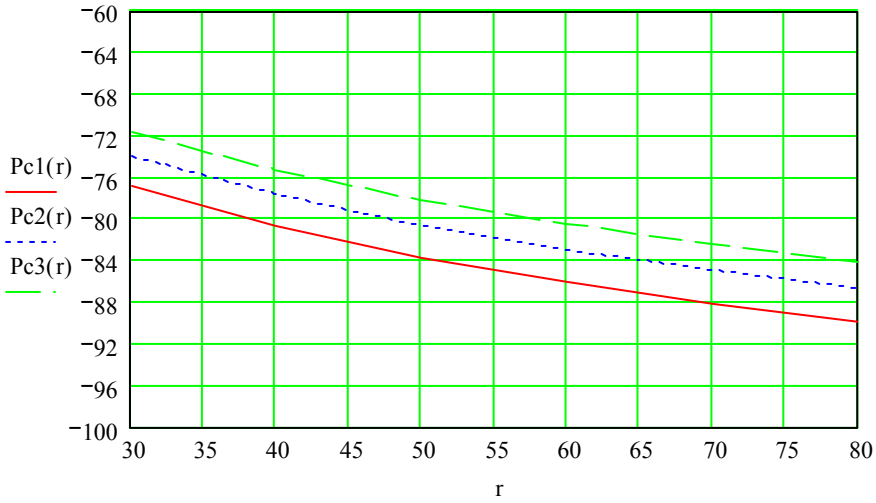


Рис.№ 4.2.2. Зависимость УММС (дБм) от расстояния между БС и АС

2. Расчет УММС согласно модели Ли «от зоны к зоне»

В моделях Ли местность классифицируют по следующим признакам:

- По инфраструктуре, сформированной человеком (характер застройки): открытая территория, пригородная зона, городская застройка;
- По естественным свойствам (характер трассы): гладкая, холмистая, трасса над водной поверхностью, трасса через лиственные леса.

Модель Ли «от зоны к зоне» создана на основании результатов измерений уровня сигнала (локального среднего), опубликованного разными авторами для зон с различным характером застройки. Согласно этой модели на входе приемника АС уровень УММС:

$$P_m(r) = p`_m + \alpha 1 - \gamma * \lg(r`) + \alpha 2 + \alpha 3 + \alpha 4 + \alpha 5, \quad (№4.2.18)$$

где $r`$ – протяженность трассы, выраженная в милях; $p`_m$ – уровень УММС в точке, отстоящей от БС на 1 милю, измеренный при стандартных энергетических параметрах аппаратуры; γ – наклон кривой потерь распространения, дБ/декада, который численно равен ослаблению сигнала при увеличении длины трассы в 10 раз; $\alpha 1 \ldots \alpha 5$ поправочные коэффициенты; вводятся в случае, когда технические параметры радиоинтерфейса отличаются от стандартных параметров модели.

Величины этих параметров приводятся в табл. №4.4.

Таблица №4.4

Энергетический параметр	Стандартное значение параметра	Поправочный коэффициент
Уровень мощности передатчика БС($P_{бс}$)	$P_{бс}$ = 40 дБм	$\alpha 1 = P_{бс} - 40$
Высота антенны БС (h_1)	100 футов (30 м)	$\alpha 2 = 20 \lg(h_1/h`_1)$ $h`_1$ = 30 м
Коэффициент усиления антенны БС ($g_{1)}$	6 дБ	$\alpha 3 = g_1 - 6$
Высота антенны АС (h_2)	10 футов (3 м)	$\alpha 4 = 10 \lg(h_2/h`_2)$
Коэффициент усиления антенны АС ($g_{2)}$	0 дБ	$\alpha 5 = g_2$

После подстановки поправочных коэффициентов в формулу (№4.2.18) и перевода несистемных единиц (фут, миля) в СИ, формула для расчета уровня сигнала приобретает вид:

$$P_m(r) = p_m + P_{бс} - \gamma \cdot \lg(r) - 80{,}31 + 0{,}204 \cdot \gamma + 20 \lg h_1 + 10 \lg h_2 + g_1 + g_2. \quad (№4.2.19)$$

Для определения параметров модели использованы результаты измерений мощности сигнала на разных трассах, полученные при стандартных значениях энергетических параметров аппаратуры, указанных в табл. № 4.5. Измерения выполнены для диапазона 900 МГц.

Подставим в наше выражение параметры для открытой местности и параметры аппаратуры из модели Хата.

- Затухание в фидере антенны БС примем равным 1дБ/100м ~ 2дБ;
- Коэффициент усиления антенны БС – 6дБ (секторная антенна);
- Затухание в фидере АС – 0дБ;
- Коэффициент усиления антенны АС – 0дБ (всенаправленная);

Мощность сигнала БС примем максимальной равной 320 Вт = 55дБм

Параметры для модели Ли Таблица №4.5

Номер трассы	Наименование трассы	p_m, дБм	γ, дБ/декада
1	Открытая	- 49	43,5
2	Типовая пригородная	-61,7	38,4
3	Филадельфия	-70	36,8
4	Токио	-84	30,5
5	Нью-Йорк Сити	-77	48
6	Свободное пространство	-45	20

При высоте антенны БС равной 150 м, уровень сигнала будет описываться выражением:

$$P_m(r) = - 49 + 55 - 43{,}5 \cdot g(r) - 80{,}31 + 8{,}87 + 20 \lg 150 + 10 \lg 1{,}7 + 6 - 2, \quad (№ 4.2.20)$$

$$P_m(r) = - 15{,}6 - 43{,}5 \cdot \lg(r) \quad (№ 4.2.21)$$

При высоте антенны БС равной 200 м, уровень сигнала будет описываться выражением:

$$P_m(r) = - 49 + 55 - 43{,}5 \cdot \lg(r) - 80{,}31 + 8{,}87 + 20 \lg 200 + 10 \lg 1{,}7 + 6 - 2, \quad (№ 4.2.22)$$

$$P_m(r) = - 13{,}1 - 43{,}5 \cdot g(r). \quad (№ 4.2.23)$$

При высоте антенны БС равной 250 м, уровень сигнала будет описываться выражением:

$$P_m(r) = - 49 + 55 - 43{,}5 \cdot \lg(r) - 80{,}31 + 8{,}87 + 20 \lg 250 + 10 \lg 1{,}7 + 6 - 2, \quad (№ 4.2.24)$$

$$P_m(r) = - 11{,}14 - 43{,}5 \cdot \lg(r). \quad (№ 4.2.24')$$

Результаты расчетов УММС для различных расстояний r представлены в табл.№4.6.

Уровни УММС (дБм) для модели Ли Таблица.№ 4.6

r, км / $h_{бс}$, м	30	40	50	60	70	80
150	-79,9	-85,3	-89,5	-92,6	- 95,9	- 98,4
200	-77,4	-82,8	-87,0	-90,0	- 93,4	- 95,9
250	- 75,4	-80,8	-85,0	-88,5	- 91,4	- 93,9

Графики зависимости УММС от r представлены на рис.№4.2.3.

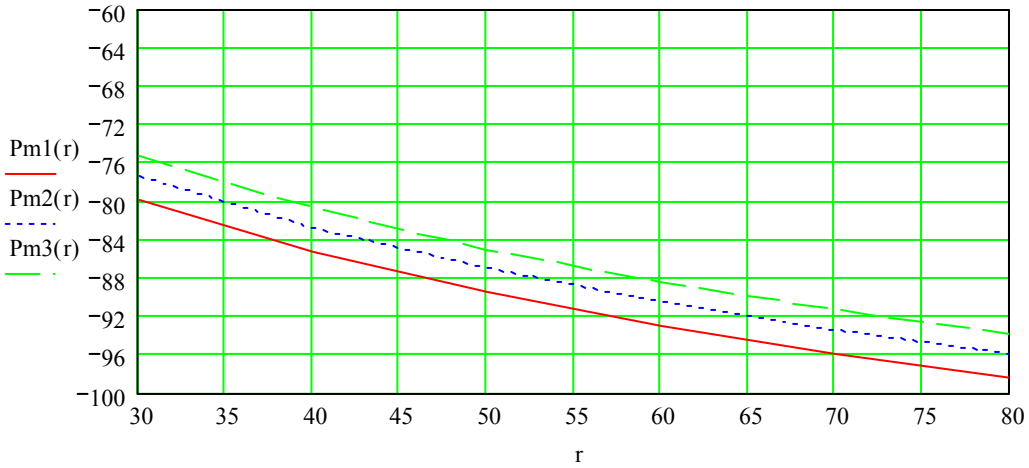


Рис.№4.2.3. Зависимость УММС от расстояния между БС и АС для модели Ли

3. Расчет по формуле Введенского

Уровень напряженности электромагнитного поля определяется

$$E(r) = \frac{2{,}18\sqrt{PD}h_{AC}h_{БС}}{r^2\lambda} \qquad (№\ 4.2.25)$$

где $h_{БС}$ – высота подвеса передающей антенны, м;
h_{AC} – высота подвеса приемной антенны, м;
D – коэффициент усиления антенны, раз;
λ – длина волны радиосигнала, м;
r – расстояние между станциями, км;
P – мощность передатчика, мВт.

Примем сопротивление входной цепи приемника $R_н$ = 50 Ом;
На антенне наводится напряжение:

$$U = E\lambda/\pi, \qquad (№\ 4.2.26)$$

где E – напряженность поля радиосигнала, В/м

При согласовании сопротивлений антенны и входной цепи приемника мощность сигнала на входе приемника:

$$Pc = U^2/(4R_н) \qquad (№\ 4.2.27)$$

Уровень мощности сигнала на входе приемника, выраженный в децибелах по отношению к 1 мВт :

$$P_c = 20\ \lg E` + 10\ \lg(\lambda/\pi)^2 + 10\ \lg(1/4R_н) + 30 - 120,\ дБм, \qquad (№\ 4.2.28)$$

где E – напряженность поля радиосигнала, мкВ/м
окончательно:

$$P_c = 20\ \lg E` + 10\ \lg(\lambda/\pi)^2 - 113, \qquad (№\ 4.2.29)$$

где $\lambda = 3 \cdot 10^8/f$; f – несущая частота, МГц

Подставляя в последнее выражение для напряженности поля из формулы Введенского, получим:

$$Pv(r) = 20\lg\left(\frac{2{,}18\sqrt{PD}h_{AC}h_{БС}}{r^2\lambda}\right) - 113 + 10\lg\left[\left(\frac{\lambda}{\pi}\right)^2\right] \qquad (№\ 4.2.30)$$

Для рассматриваемых примеров определим УММС:

$p_V(r) = -\ 9{,}00 - 40\ \lg(r)$ для $h_{бс} = 150$м (№ 4.2.31)

$p_V(r) = -\ 6{,}95 - 40\ \lg(r)$ для $h_{бс} = 200$м (№ 4.2.32)

$p_V(r) = -4{,}45 - 40 \lg(r)$ для $h_{бс} = 250$м (№ 4.2.33)

Результаты расчетов по этим соотношениям представлены в виде табл.№4.7 и графиков на рис.№4.2.4.

Уровни УММС (дБм), определенные по формуле Введенского Таблица № 4.7

r, км / $h_{бс}$, м	30	40	50	60	70	80
150	-68,1 дБм	-73,1дБм	-77,0дБм	-80,1дБм	-82,8 дБм	-85,1 дБм
200	-65,6 дБм	-70,6дБм	-74,5дБм	-77,6дБм	- 80,3 дБм	-82,6 дБм
250	- 63,7 дБм	-68,7дБм	-72,5дБм	-75,7дБм	- 78,4 дБм	- 80,7 дБм

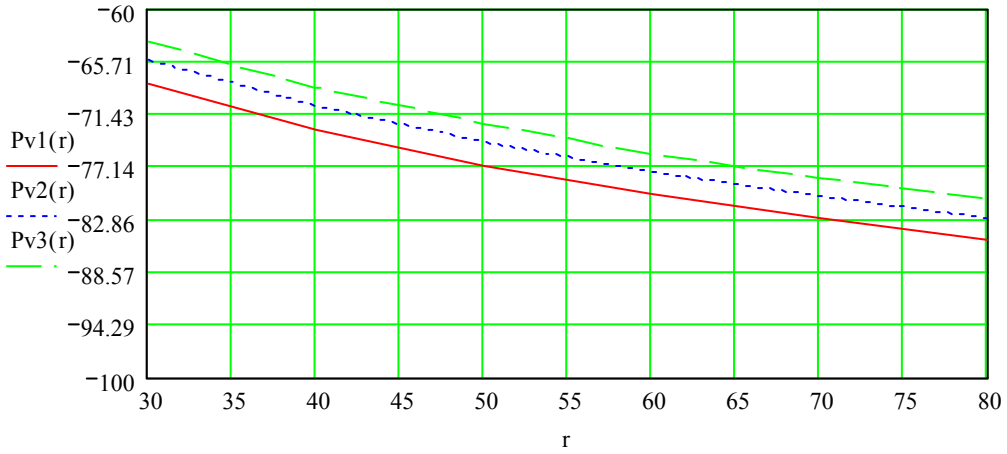


Рис.№ 4.2.4. Зависимости УММС (дБм) от расстояния между БС и АС, рассчитанные по формуле Введенского

Для сравнения полученных результатов для трех выше рассмотренных моделей представим графики их зависимостей для случая при высоте антенны БС 200 м (см. рис. № 4.2.5). Сопоставление этих графиков показывает, что расхождение зависимостей относительно модели Ли может составлять от 3 до 9 дБ. Расхождение между зависимостями для моделей Хата и Введенского значительно больше – от 11 до 14 дБ.

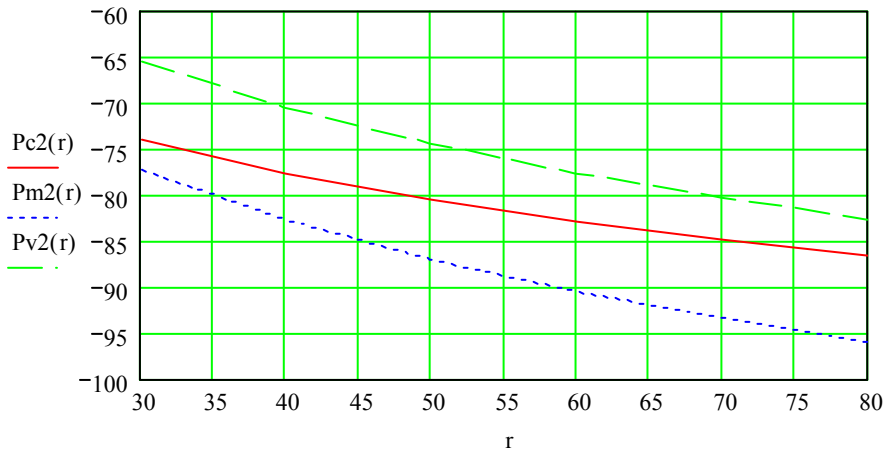


Рис. № 4.2.5. Зависимость УММС от расстояния между БС и АС для трех моделей при $h_{бс} = 200$м

Проведенное сравнение прогнозирования УММС для различных моделей распространения радиоволн сделано для значительных расстояний от БС, характерных в основном для радиальных систем для границ крупных городов и за их пределами. Выбор той или иной модели должен конкретизироваться с

учетом особенностей условий распространения радиоволн и конкретными измерительными проверками на местности.

Для меньших размеров зон действия БС и в том числе внутри города оценка применения той или иной модели дается в гл. 4. Следует отметить, что для этих условий распространения радиоволн наиболее часто используется модель Окамуры-Хата.

ПРИЛОЖЕНИЕ К ГЛАВЕ 5

Приложение № 5.1

Пример оценки влияния радиопомех в помещениях зданий для приемного устройства многоадресного радиовызова

На основании результатов оценки параметров приемного устройства многоадресного радиовызова для СПРВ [107] определено $U_A \approx 0{,}04\ldots0.05$ мкВ, $h_Д = 0.001\ldots0{,}005$ м, ΔF в зависимости от типа кодирования составляет 12…22 кГц, $K_Ш \approx 3\ldots8$ и чувствительность приемника – $E \approx 10$ мкВ/м. Принимая согласно рекомендациям [50] проценты времени t=90% и пунктов n = 70% (для систем единой зоной обслуживания (с одной БС), охватывающую всю территорию города и его окрестности) и 90% (для многозоновых систем, когда обслуживание города осуществляется несколькими БС, граница действия которых может проходить по центральным районам города) для диапазона около 150 МГц, по данным, приводимым в разд. 4.3, определим

$\overline{E}_{50,50} = 22{,}5$дБ (17,8мкВ/м); $\Delta\overline{E}_{t=90\%} = 5{,}8$дБ; $\alpha(\Delta\overline{E}_{t=90\%}) = 1{,}95$;

$\Delta\overline{E}_{n=70\%} = 9$ дБ; $\alpha(\Delta\overline{E}_{n=70\%}) = 2{,}82$;

$\Delta\overline{E}_{n=90\%} = 20$дБ; $\alpha(\Delta\overline{E}_{n=90\%}) = 10$.

При прогнозировании уровней радиопомех необходимо также учитывать поправку к среднему уровню $\overline{E}_{50,50}$ в зависимости от индустриализации города, насыщенности транспорта и т. д. и считать эту зависимость однозначной числу жителей города [50]. Такая поправка составляет 2,2 дБ на каждый миллион жителей относительно значений $\overline{E}_{50,50}$, показанных на рис. 4.17 для города с числом жителей $2\cdot10^6$. Рассмотрим наиболее характерные случаи - город средней величины с числом жителей $1\cdot10^6$ и очень крупный город с числом жителей $6\cdot10^6$. Средний уровень радиопомех в таких городах с учетом поправки соответственно составит:

$(\overline{E}_{50,50})_1$ =(22,5–2,2) дБ = 20,3 дБ (10,3 мкВ/м);

$(\overline{E}_{50,50})_6$ =(22,5+8,8) дБ = 31,3 дБ (36,7 мкВ/м);

Воспользовавшись вышеуказанными параметрами оценки чувствительности приемника, определим

$(U_ш/h_д)^2/\Delta F = 4kTR_A K_Ш/h^2_Д \approx 0{,}08\cdot 10^{-6}/(0.002)^2 = 0{,}02$ [мкВ^2/м^{2}Гц].

Подставив эти числовые значения в (5.4.5) гл.5, получим для города с числом жителей 10^6:

– при n = 70%

$$\overline{E}_П = \sqrt{\Delta F[Гц](0.03/\Delta'^2 + 0.02)[мкВ^2/м^2Гц]}; \qquad (№\ 5.1.1)$$

– при $n = 90\%$

$$\overline{E}_{П} = \sqrt{\Delta F[Гц](0.38/\Delta'^2 + 0.02)[мкВ^2/м^2Гц]}. \qquad (№5.1.2)$$

Преобразуем эти выражения к виду

$$\overline{E}^2_{П0} = \overline{E}^2_{П}/\Delta F = 0{,}03/\Delta'^2 + 0{,}02\ [мкВ^2/м^2\,Гц]; \qquad (№5.1.1')$$

$$\overline{E}^2_{П0} = \overline{E}^2_{П}/\Delta F = 0{,}38/\Delta'^2 + 0{,}02\ [мкВ^2/м^2\,Гц]. \qquad (№5.1.2')$$

(Величина $\overline{E}^2_{П0} = \overline{E}^2_{П}/\Delta F$ характеризует среднее значение уровня помех в полосе 1 Гц.)

Для города с числом жителей $6\cdot10^6$:

– для системы с единой зоной (n=70%)

$$\overline{E}^2_{П0} = \overline{E}^2_{П}/\Delta F = 0{,}408/\Delta'^2 + 0{,}02\ [мкВ^2/м^2\,Гц]; \qquad (№5.1.3)$$

– для многозоновой системы (n=90%)

$$\overline{E}^2_{П0} = \overline{E}^2_{П}/\Delta F = 5{,}14/\Delta'^2 + 0{,}02\ [мкВ^2/м^2\,Гц]; \qquad (№5.1.4)$$

Зависимости $\overline{E}^2_{П0}$ от затухания электромагнитного поля ОВЧ в зданиях Δ приведены на рис. №5.1.1. Кривые *1 и 2* для города с числом жителей 10^6 соответственно для системы многоадресного радиовызова с единой зоной и для многозоновой (например сотовой) системы. Кривые *3* и *4* для города с числом жителей $6\cdot10^6$ соответственно для систем радиовызова с единой зоной и для многозоновых таких систем. Штриховой линией показан уровень $(U_ш/h_д)^2/\Delta F$ для внутренних шумов приемников.

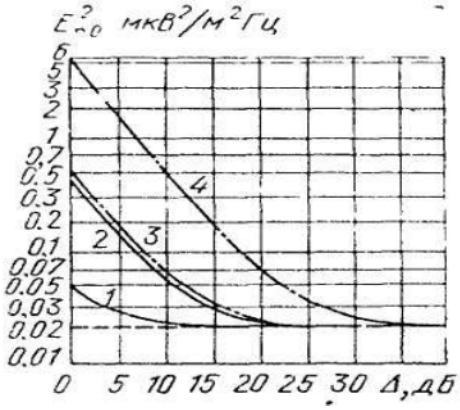


Рис. № 5.1.1. Соизмеримость уровня радиопомех, проникающих в помещения зданий, с внутренним шумом приемника многоадресного радиовызова

Анализируя эти зависимости и сопоставляя их с распределениями вероятности затуханий в зданиях (см. рис. 4.11 в гл.4), приходим к интересным выводам: для различных видов систем многоадресного радиовызова (СПРВ) в городах с числом жителей не более10^6 и систем с единой зоной в городах с числом жителей $6\cdot10^6$ при затуханиях электромагнитного поля ОВЧ-УВЧ в зданиях $\Delta \geq 25$ дБ уровни радиопомех, источники которых расположены вне зданий, становятся ничтожно малы по сравнению с внутренними шумами приемника. Эти значения затуханий определяются вероятностью, значения которой лежат ниже необходимых для надежной работы системы (S ≥70%). Вследствие этого при оценке необходимого уровня сигналов, принимаемых в помещениях зданий, для таких систем радиовызова достаточно ограничиться учетом лишь внутренних шумов приемника, учитывая, конечно, и затухание уровня сигнала относительно уровня сигнала на улице.

Применение такого принципа оценки уровня сигнала для многозоновых систем радиовызова в городах с числом жителей $6 \cdot 10^6$ возможно лишь при надежности работы системы (см. рис. 4.11 в гл.4) в помещениях первых этажей $S \geq 99\%$ ($\Delta \geq 36$ дБ), в помещениях цоколь ных этажей $S \geq 70\%$ ($\Delta \geq 36$ дБ) и подвальных помещениях зданий $S \geq 30\%$ ($\Delta \geq 36$ дБ). При надежности приема сигнала в помещениях (первых этажей зданий $S \geq 90\%$ ($\Delta \geq 30$ дБ) необходимо учитывать влияние внешних радиопомех, за счет которых происходит увеличение уровня помех по сравнению с уровнем внутренних шумов приемника, составляющее (см. рис№ 5.1.1, кривую 4)

$$E^2_{\text{П0}}(\Delta \geq 30 \text{ дБ})/[(U_{\text{ш}}/h_{\text{д})}{}^2/\Delta F] = 1{,}25 \ (1 \text{ дБ}).$$

Приложение № 5.2
Виды задач, решаемых на основе полученных результатов оценки пространственной надежности, ее взаимосвязи с помехоустойчивостью и радиопомеховой обстановкой

Полученные в гл. 5 результаты оценки пространственной надежности, ее взаимосвязи с помехоустойчивостью и радиопомеховой обстановкой, характерной для приема сигналов в помещениях зданий, позволяют решать технически важные задачи проектирования и оценки качества эксплуатации систем ПНС. Основные виды таких задач приводятся ниже.

Задача №1. При известных значениях необходимой величины сигнала на заданном уровне от земли, радиуса действия системы (БС) и заданных параметрах пространственной надежности приема при заданной помехоустойчивости возможно определение таких технических характеристик БС как требуемая мощность радиопередатчика и коэффициент направленного усиления антенны (излучаемая мощность) и высота подвеса антенны.

Эта задача может быть решена для различных условиях приема радиосигналов: в открытой местности, на улицах города, в помещениях первых, цокольных этажей и подвальных помещений зданий.

Задача №2. При заданных параметрах БС (мощности радиопередатчика и коэффициента направленного усиления антенны (излучаемой мощности) и высоты подвеса антенны) и заданном уровне принимаемых радиосигналов определение размеров зоны действия БС для всех уаказанных выше условий приема.

Задача №3. При заданных параметрах БС определение изменения уровня сигнала в зоне ее действия (в зависимости от расстояния от БС) при заданных значениях пространственной надежности и условий приема сигналов. (Составление карты действия БС). Следствием такого решения может быть определение чувствительности приемника АС.

Задача №4. Очевидно решение и «обратной задачи». При известной излучаемой мощности радиопередатчика АС определение чувствительности радиоприемного оборудования БС при заданных пространственной надежности и условий передачи-приема (город, улица, помещение ит.д.).

Задача №5. Определение изменения надежности связи в зависимости от расстояния от БС как в зоне ее действия, так и за пределами. Это решение с заданной пространственной надежностью может быть полезным также для оценки влияния данной БС на зоны действия других БС и особенно работающих на радиочастотах, совпадающих с частотой данной БС.

Задача №6. Оценка изменения помехоустойчивости приема сигналов (вероятности ошибки) по зоне действия БС и за ее пределами (в зависимости от расстояния от БС) для заданной пространственной надежности.

Задача №7. Для условия сохранения заданной помехоустойчивости в определенной зоне действия БС оценка изменений требуемой величины пространственной надежности при изменении расстояния от БС. После этой оценки эта задача при необходимости может быть дополнена задачей №1.

При решении этих задач, когда одним из условий действия радиосистемы является надежный прием сигналов, проникающих в помещения зданий, целесообразно воспользоваться результатами оценки влияния на радиоприем индустриальных радиопомех с учетом затухания электромагнитных волн при проникновении в помещения зданий (см. разд.5.5) и определение возможности для оценки требуемого уровня сигнала использовать чувствительность радиоприемного устройства.

ПРИЛОЖЕНИЯ К ГЛАВЕ 6

Приложение № 6.1

Результаты расчетов параметров взаимодействия радиальной и сотовой систем, определяющих требования к каналообразующей технике БС при голосовой связи и передачи данных в режимах SMS, GPRS и EDGE

В табл. № 6.1 представлены результаты оценки основных параметров (см. разд. 6.2) для определения каналообразующей техники для радиальной системы, взаимодействующей с сотовой связью, при типовом значении вероятности отказов, принимаемом в сотовой связи равным 0.02. Значения скорости передачи – B для режимов GPRS и EDGE в табл. № 6.1. приводятся на основании данных эксплуатации GSM систем и с учетом оценок, приводимых в [83]. Этим же обосновывается выбор в расчетах 4-х объединяемых голосовых каналов для GPRS и EDGE передачи, что определило максимально возможное количество таких объединенных каналов из 8-ми возможных на одной радиочастоте величиной N_{K1} = 8/4=2. При SMS передаче, как и при голосовой связи, потенциально могут использоваться все 8 каналов.

Оценка потребностей радиоканалов и БС для радиальной системы Таблица. № 6.1

Вид трафика	$m_д^*$**,бит**	B^***,бит/с**	$T_Д^*$**, с**	A_1**, Эрланг**	N_{PC}	$A_{PC} = N_{PC} \cdot A_1$**, Эрланг**	$N_К$	$N_{РК} \geq N_К / N_{К1}$
Голосовой трафик				0,025	200 500 1000 2500 5000 10000 20000	5 12,5 25 62.5 125 250 500	6 13 23 54 104 204 404	6/8≈1 13/8≈2 23/8≈3 54/8≈7 104/8=13 204/8≈26 404/8≈51
SMS передача данных	640**	380** (780)	1,68** (0,82)	0,0005 (0,00025)	200 500 1000 2500 5000 10000 20000	0,1(0,05) 0,25(0,125) 0,5(0,25) 1,25(0,625) 2.5(1,25) 5(2,5) 10(5)	1(1) 1(1) 1(1) 2(1) 4(2) 6(4) 11(6)	1/8≈1(1) 1/8≈1(1) 1/8≈1(1) 2/8≈1(1) 4/8≈1(1) 6/8≈1(1) 11/8≈2(1)
GPRS передача данных	$16*10^3$	$50*10^3$	0,32	0,0001	200 500 1000 2500 5000 10000 20000	0.02 0,05 0.1 0.25 0.5 1 2	1 1 1 1 1 2 3	1/2≈1 1/2≈1 1/2≈1 1/2≈1 1/2≈1 2/2=1 3/2≈2
EDGE передача данных	$16*10^3$	105	0,16	0,00005	200 500 1000 2500 5000 10000 20000	0,01 0,025 0,05 0,125 0,25 0.5 1	1 1 1 1 1 1 2	1/2≈1 1/2≈1 1/2≈1 1/2≈1 1/2≈1 1/2≈1 2/2=2

*)параметры, используемые для оценки передачи данных; **) без скобок указаны величины для SMS передачи по каналу, совмещенному с голосовым каналом, в скобках - величины для SMS передачи по каналу, совмещенному с каналом управления.

Приложение №6.2

Анализ алгоритмов принятия решения инициации межсистемного хэндовера и обоснование моделирования алгоритма приоритетного хэндовера составляющих радиальной и сотовой связи*

Приложение №6.2.1.

Анализ алгоритмов принятия решения инициации межсистемного хэндовера

При анализе алгоритмов, организованных по перечисленным методам в разделе 6.3, за оценочный параметр примем RSS. Коротко охарактеризуем эти алгоритмы.

При методе сравнения уровней сигнала -RSS переход от текущей станции будет осуществляться, как только уровень сигнала от новой станции превысил значение уровня сигнала текущей. Этот случай иллюстрируется на рис. 6.11,а гл.6. Это простейший метод, который в сложных «многобазовых» и мобильных условиях не учитывает особенности флуктуаций уровня сигнала.

Алгоритм по методу порогового уровня (Threshold) основан на принятии положительного решения о проведении процедуры хэндовера в том случае, если сигнал новой базовой станции больше сигнала текущей, а сигнал текущей станции при этом опустился ниже уровня условного порогового минимума χ. Недостатком данного метода является то, что переключение на новую базовую станцию не учитывает разности уровней между сигналами, что может повлечь за собой все новые и новые процедуры хэндовера, а это дополнительный трафик сигнальной информации и возможность обрыва связи.

При гистерезис – методе переключение на другую базовую станцию происходит в том случае, когда величина принимаемого сигнала от новой станции превышает величину текущего уровня сигнала на некоторую величину $\Delta_{RSS} = H$. Недостатком такого метода является то, что переход происходит в любом случае, даже если необходимости в этом нет.

Для решения поставленной задачи целесообразно совместить два последних вышерассмотренных метода так, чтобы переключение происходило при пересечении уровня сигнала текущей станции с минимальным и превышении новой на величину $\Delta_{RSS} = H$. Проиллюстрировать действие такого хендовера можно в виде рис. № 6.2.1.

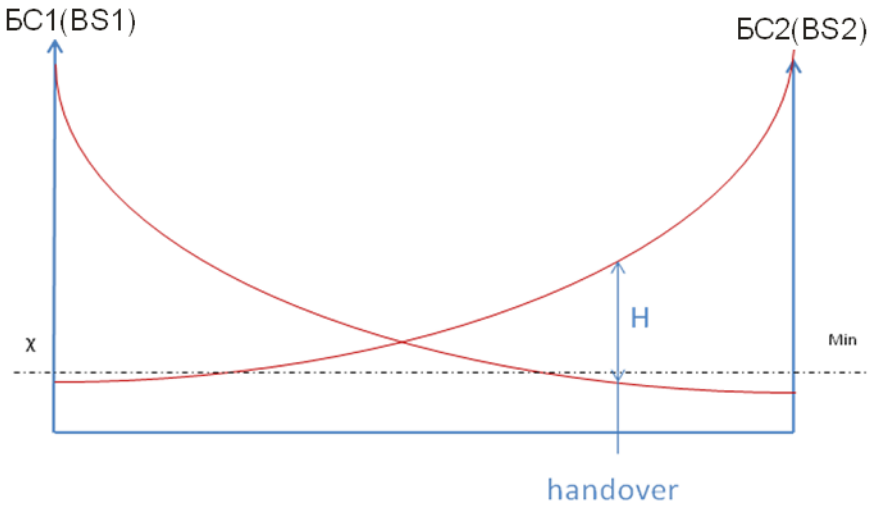


Рис. № 6.2.1. Хендовер по совмещенным методам «порогового уровня» и «гистерезис-метода»

В форме алгоритма такой комбинированный хендовер можно представить выражением

$$Choose_BSnew_if_Pnew = Pold + H_and_Pold < \chi$$

В виде блок - схемы этот алгоритм можно представить рис.№ 6.2.2.

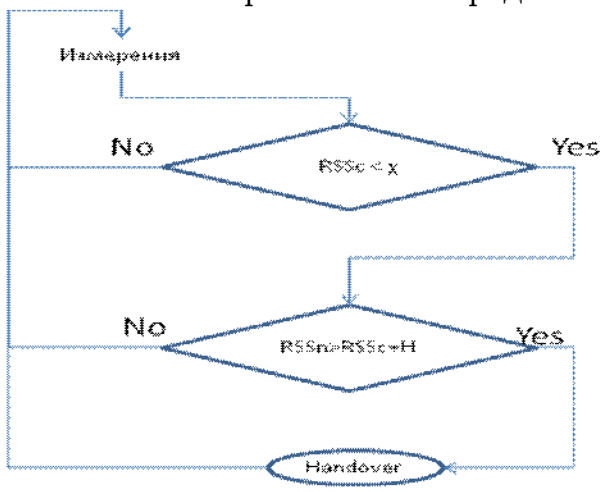


Рис. № 6.2.2.. Блок- схема алгоритма хендовера со совмещенными методами «порогового уровня» и «гистерезис-метода».

Интересно заметить, что в большинстве реализаций GSM систем применяется именно такой алгоритм. Особенностью этого алгоритма является возможное появление излишне частого хендовера. Чтобы избежать этого, применяется алгоритм *выдержки времени*.

Алгоритм по методу выдержки времени (Dwell timer) используется в следующих ситуациях. При сильных флуктуациях сигнала необходимо избежать так называемого ping-pong эффекта, явления, при котором две станции с достаточно сильным сигналом, но при этом весьма неоднородным начинают «перекидывать» друг на друга мобильную станцию как в настольном теннисе (отсюда и название эффекта). Избавиться от таких проблем помогает небольшое преобразование – введение таймера задержки. То есть хэндовер происходит не сразу, а по истечении некоторого времени (dwell time), хоть это и помогает избавиться от скачек от одной станции к другой, но может вызвать и полное пропадание связи – что недопустимо.

Приложение №6.2.2

Обоснование моделирования алгоритма приоритетного хэндовера составляющих радиальной и сотовой связи

На основании выше приведенной оценки алгоритмов хендовера, используемых в традиционной сотовой связи, дадим обоснование синтезу алгоритма хендовера между радиальной [107] и сотовыми системами при приоритете работы АС с сотовой системой [106]. При этом акцентируем внимание на практически встречающихся случаях использования хендовера.

Использование алгоритмов по методам сравнения RSS и порогового уровня согласуется с картиной для областного, либо районного центра, в которых одна и та же территория покрывается зачастую 4-5 операторами сотовой связи. Однако, для территорий, в которых хороший стабильный сигнал редкость, эти алгоритмы становятся неудовлетворительными (см. зоны действия сотовой связи, приводимые на рис.6.1 в разделе 6.1 гл.6). Т.е. в этих условиях необходимо учитывать возникновение *«слабых» сигналов.*

Необходимо также учитывать другую особенность, когда даже в условиях доступности связи, существуют такие ситуации, когда более рационально будет переключить связь на ту станцию, зона покрытия которой максимальна. Например, при *скоростном движении* по трассам в черте города, с целью избежания постоянного «перескакивания» с одной микро соты на другую, более рационально было бы перейти на радиальную составляющую, и тем самым устранить постоянно повторяющийся хэндовер.

Дадим оценку хендоверу с учетом этих двух особенностей.

1. *Случай слабого сигнала*

Как отмечалось выше, зоны сотовой связи не имеют 100%-го покрытия обслуживаемого региона. И для обслуживания участков региона, неохваченных сотовой связью (со слабым или «нулевым» уровнем сигнала), предлагается использование радиальной системы (составляющей) связи. Т.е. при перемещении или нахождении абонента в таком участке необходимо произвести временное переключение его АС на радиальную составляющую. Это особенно наглядно иллюстрируется рис. 6.11,в (см. разд.6.3).

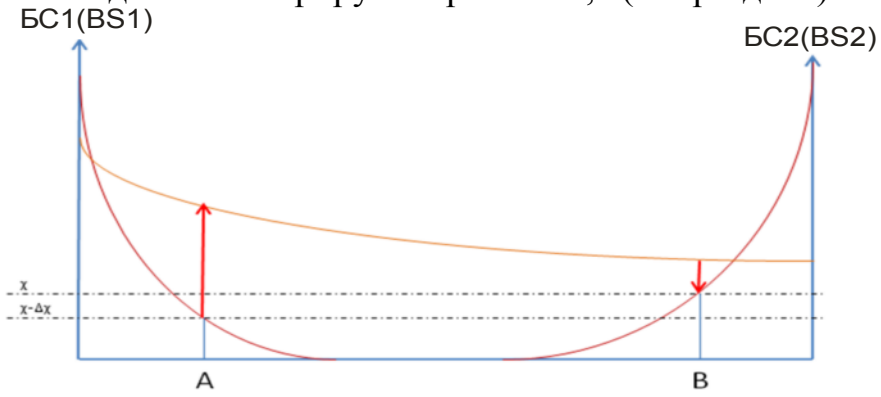


Рис. № 6.2.3. Переключения на радиальную и сотовую составляющие при введении запаса по уровню сигнала $\Delta\chi = \Delta_{RSS}$

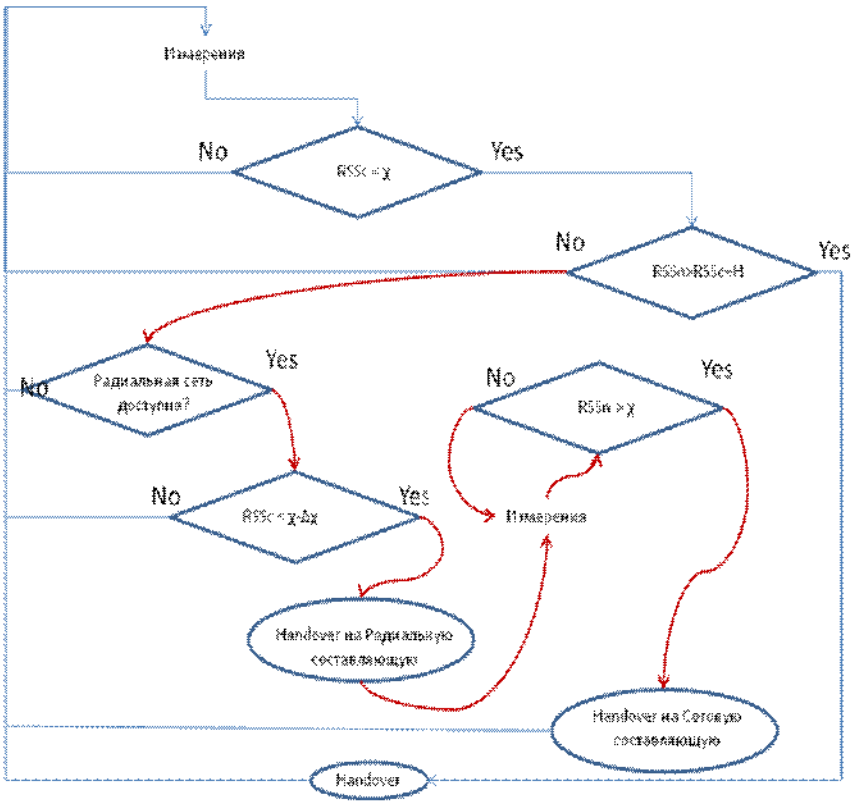


Рис.№ 6.2.4. Блок- схема алгоритма переключения на радиальную и сотовую составляющие при введении запаса по уровню сигнала $\Delta\chi = \Delta_{RSS}$

При этом цедесообразно ввести некоторую величину $\Delta\chi = \Delta_{RSS}$ – «запас прочности», на случай появления сигнала со следующей $БС_{CC}$ до того как прервется сигнал с первой $БС_{CC}$. Рис.№6.2.3 иллюстрирует такую ситуацию, где переход на радиальную составляющую и обратно будет соответствовать точкам A и B. Блок схему алгоритма такого переключения можно представить в виде рис. № 6.2.4. При таком алгоритме не теряется связь с абонентом в «непопулярных зонах», и каналы радиальных станций используются только в крайнем случае.

2. *Случай скоростного движения*

При скоростном движении по трассам города, неизбежно постоянное «перескакивание» с одной базовой станции на другую. Альтернативой таким «прыжкам» может быть переведение абонента на радиальную составляющую связи с целью уменьшения трафика, сопутствующего хэндоверу, а так же более уверенное ведение абонента. Сигнализатором для такого перехода можно считать скорость абонента и слишком малый интервал времени между соседними переключениями.

Блок-схему такого переключения можно представить на базе стандартного комбинированного алгоритма, показанного на рис. №6.2.5.

При всем прочем, как только скорость абонента снизиться и появиться сотовая станция, готовая принять на себя обслуживание, тут же произойдет возврат на сотовую составляющую.

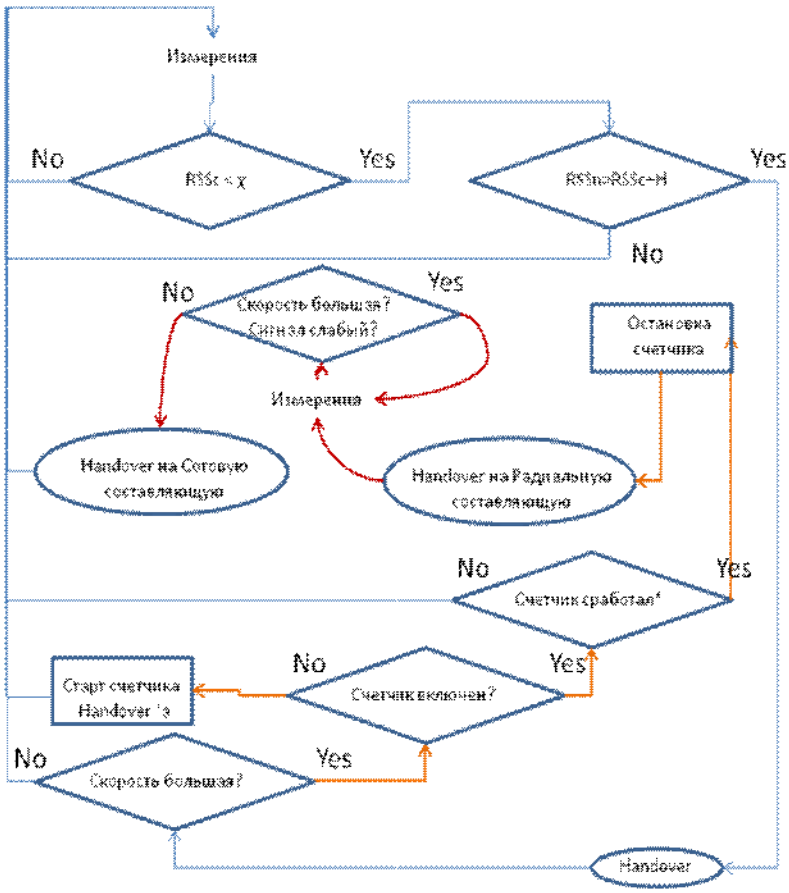


Рис. № 6.2.5. Блок схема комбинированного алгоритма переключений на радиальную и сотовую составляющие при скоростном перемещении абонента в условиях быстрых изменений уровней сигнала то множества БС

Таким образом, моделирование алгоритма приоритетного хэндовера составляющих радиальной и сотовой связи необходимо объединение алгоритмов для рассмотренных двух последних случаев.

Приложение № 6.3

Разработка программной реализации алгоритмов моделирования приоритетного хэндовера составляющих радиальной и сотовой связи, представленных в разд. 6.3 гл.6 и приложении № 6.2

Дадим обоснование работы алгоритма на примере Си программы.

Рассмотрим три варианта работы алгоритмов: для нормального режима, режима слабого сигнала и режима скоростного движения.

Значения минимального уровня жестко запрограммированы и составляют:

χ= 100, $\Delta\chi$ = 10, H = 33, Верхняя точка скорости V = 100,

1) Нормальный режим

При ослаблении сигнала БС (BS), взаимодействующей с АС, и хорошем уровне «новой» БС (см. рис. № 6.3.1).

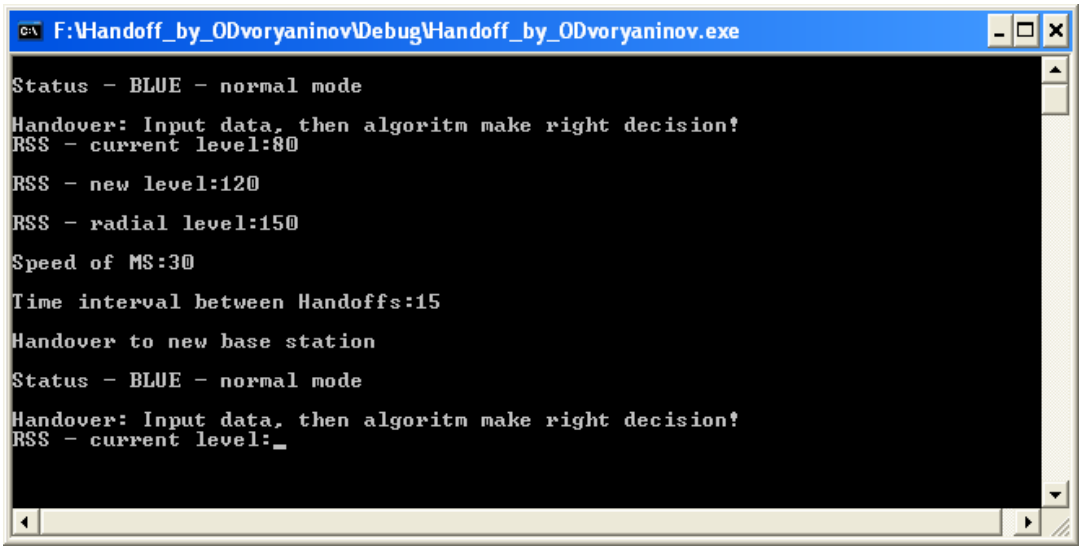


Рис. № 6.3.1

Как видно из работы программы, переключение произошло на новую сотовую БС. Связь работает в нормальном режиме.

2) Режим слабого сигнала

При ослаблении сигнала БС (BS), взаимодействующей с АС, и отсутствии сигнала «новой» БС (радиальная компонента достаточного уровня).

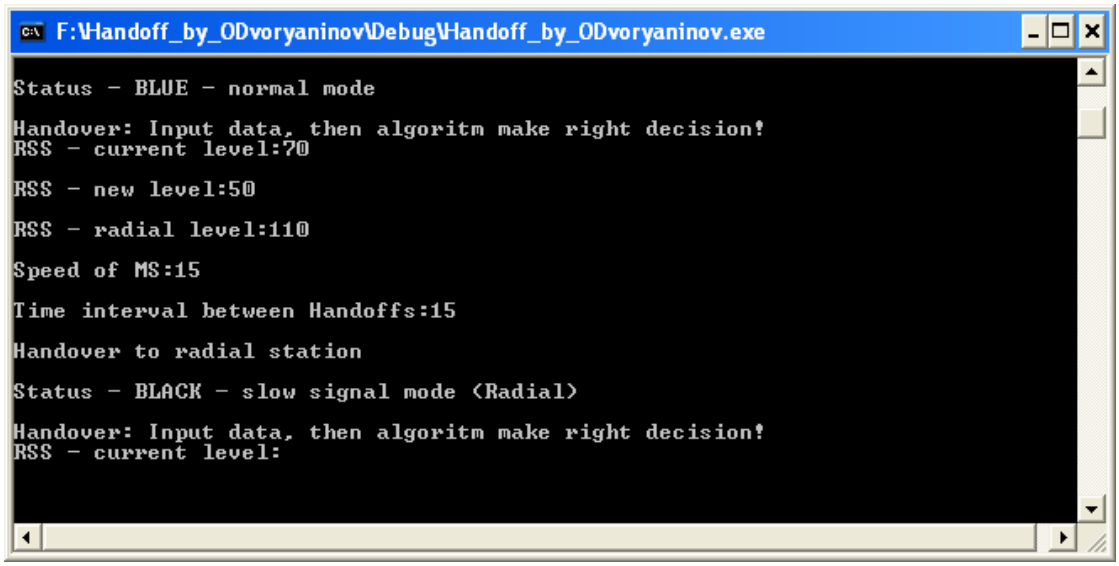


Рис.№ 6.3.2

Переход произведен на радиальную компоненту. Если при следующем переключении уровень новой базовой станции будет достаточным, система опять перейдет в нормальный режим (см. рис.№ 6.3.2).

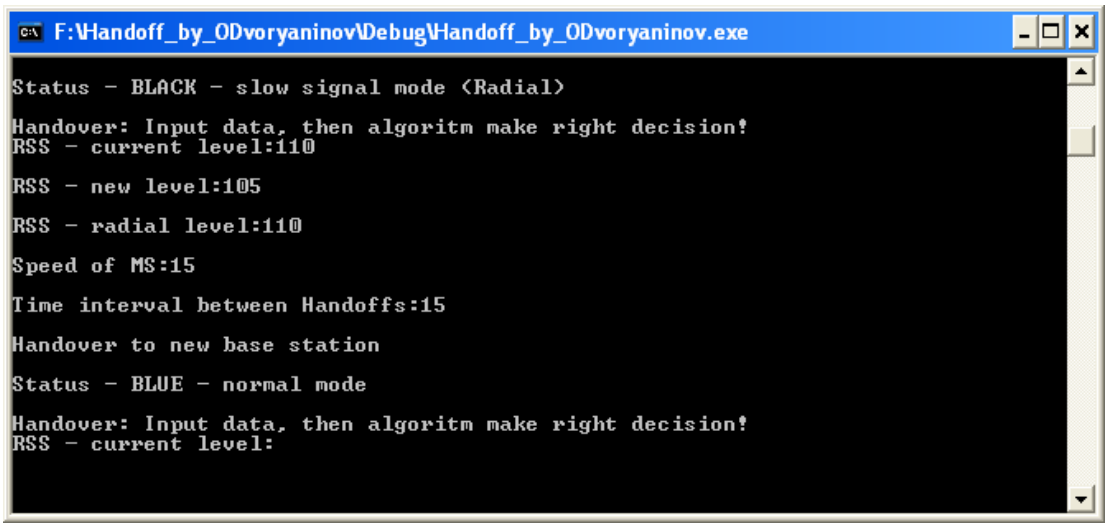
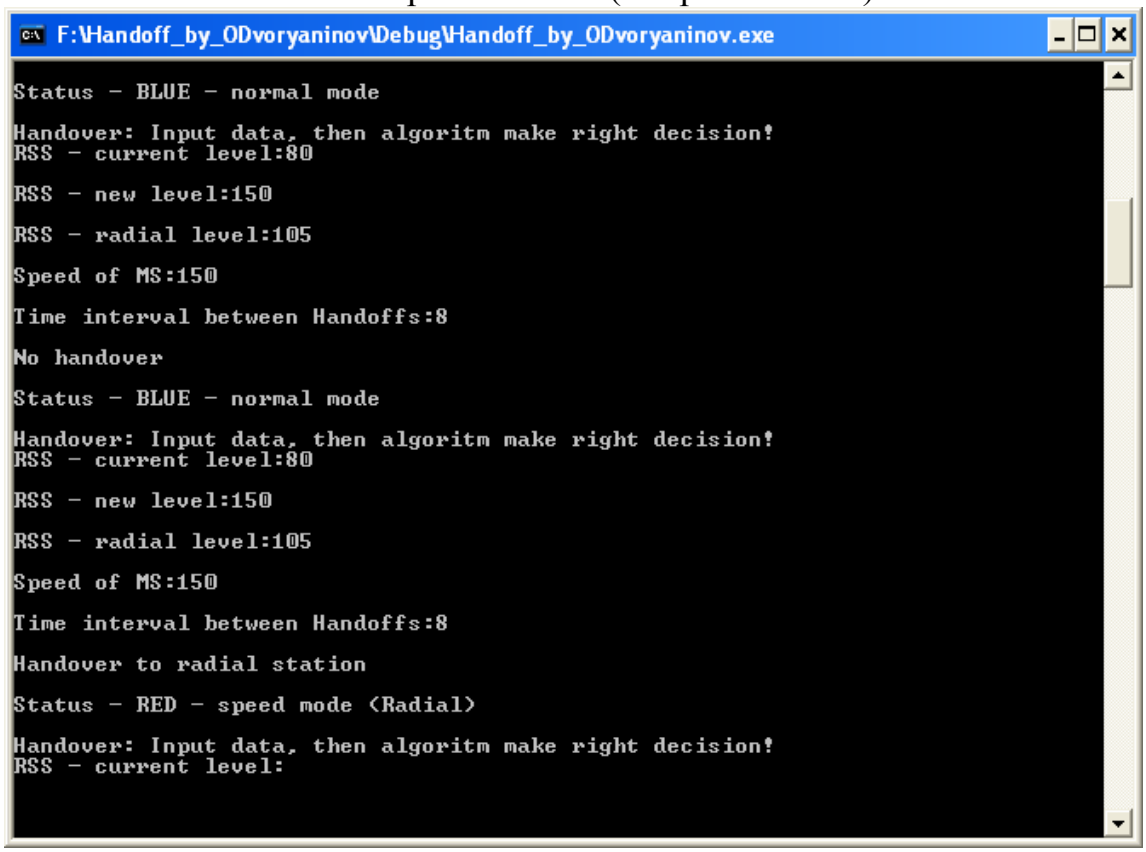


Рис.№ 6.3.3

Сигнал радиальной составляющей выше, но переключении не происходит, так как уровень сигнала сотовой станции достиг необходимой величины (см. рис.№ 6.3.3).

3) Режим скоростного движения (при хорошем сигнале, но слишком частых запросах хэндовера)

Если скорость АС (MS) превышает некоторую граничную величину и интервал между хэндоверами слишком мал, алгоритм решает, что необходимо переключить АС на радиальную составляющую с целью экономии трафика и исключения слишком частого переключения (см. рис.№ 6.3.4)



(Рис.№ 6.3.4)

На втором переключении из-за слишком частого вызова хэндовера и показаниях о превышении порога скорости, принимается решение о переходе на радиальную компоненту.

Вывод

Из вышеизложенного следует, что разработанный алгоритм полностью справляется с поставленной задачей и переключает абонента на радиальную связь только тогда, когда это необходимо и возвращает при первой возможности.

Приложение №6.4

Код разработанного итогового алгоритма приоритетного хэндовера составляющих радиальной и сотовой связи, представленного в приложении № 6.3 на языке Си *

Для программной реализации алгоритма приоритетного хэндовера составляющих радиальной и сотовой связи, представленного в разд.6.3 на основе составляющих этого алгоритма, рассмотренных в приложениях №6.2 и №6.3, ниже приводится ее код на языке Си.

```
// Handoff_by_ODvoryaninov.cpp : Defines the entry point for the console application.//

#include "stdafx.h"

#define BLUE 1
#define RED 2
#define BLACK 3
#define ON 100
#define OFF 101
#define TO_N_station 99
#define No_handover 0
#define TO_R_station 11

int HandoverDecision(int RSS_current, int RSS_new, int RSS_rad, int speed, double dt);
int status = BLUE;

int X = 100; //Задание значение минимума, запаса прочности, ограничения скорости….
int dX = 10;
int H = 33;
int speed_limit = 100;
int counter = OFF;
double Tmin = 10;

int _tmain(int argc, _TCHAR* argv[])
{
	int n_current, n_new, n_rad, n_speed, n_td;
	int result;
```

```
		while(1)
		{
			if(status==BLUE)printf("\nStatus - BLUE - normal mode\n");
			if(status==RED)printf("\nStatus - RED - speed mode (Radial)\n");
			if(status==BLACK)printf("\nStatus - BLACK - slow signal mode
(Radial)\n");
		printf("\nHandover: Input data, then algoritm make right decision!");
		printf("\nRSS - current level:");
		scanf("%d", &n_current);
	printf("\nRSS - new level:");
		scanf("%d", &n_new);
	printf("\nRSS - radial level:");
		scanf("%d", &n_rad);
		printf("\nSpeed of MS:");
		scanf("%d", &n_speed);
		printf("\nTime interval between Handoffs:");
		scanf("%d", &n_td);
	result=HandoverDecision(n_current, n_new, n_rad, n_speed, n_td);
		if(result==TO_N_station)printf("\nHandover to new base station\n");
		if(result==No_handover)printf("\nNo handover\n");
		if(result==TO_R_station)printf("\nHandover to radial station\n");
		}
		return 0;
	}

	int HandoverDecision(int RSS_current, int RSS_new, int RSS_rad, int speed,
double dt)
	{
		if(status==BLUE)
		{
			if(RSS_current > X)
			{
				return No_handover;
			}
			else
			{
				if((RSS_new - RSS_current) >= H && speed <=
speed_limit)
				{
					return TO_N_station;
				}
				if((RSS_new - RSS_current) >= H && speed >=
speed_limit && RSS_rad >= X)
				{
					if(counter==ON)
```

```
                                {
                                        if(dt<Tmin)
                                        {
                                                counter = OFF;
                                         status=RED;
                                                return TO_R_station;
                                        }
                                        else
                                        {
                                                counter = OFF;
                                                return No_handover;
                                        }

                                }
                                else
                                {
                                        counter = ON;
                                        return No_handover;
                                }
                        }
                        if((RSS_new - RSS_current) < H && RSS_current < (X -
dX) && RSS_rad > X)
                        {
                                status=BLACK;
                                return TO_R_station;
                        }

                        if((RSS_new - RSS_current) < H && RSS_current < (X -
dX) && RSS_rad <= X)
                        {
                                return No_handover;
                        }
                }
        }

        if(status==RED)
        {
                if(RSS_new >= X && speed < speed_limit)
                {
                        status=BLUE;
                        return TO_N_station;
                }
                else return No_handover;
        }
        if(status==BLACK)
```

```
        {
            if(RSS_new >= X)
            {
                status=BLUE;
                return TO_N_station;
            }
            else return No_handover;
        }
        return 0;
}
```

*) Приложения № 6.2-6.4 подготовлены на основе разработок, сделанных автором совместно с Дворяниновым О.А.- дипломантом Нижегородского технического университета им. Р.Е. Алексеева.

Приложение №6.5

Алгоритмы взаимодействия систем сотовой связи и адресного радиовызова при передаче экстренных сообщений и их структурно – технические схемы реализации**

В разделе 6.6.1 гл.6 дано описание взаимодействия систем сотовой связи и адресного радиовызова при передаче экстренных сообщений, определены режимы такой передачи и представлен *алгоритм №1 для параллельной передачи широковещательных сообщений по системам сотовой связи и радиовызова и его* структурно – техническая схема реализации. Ниже приводятся алгоритмы и структурно – технические схемы реализации для других режимов передачи экстренных сообщений.

Алгоритм №2 – "Передача SMS-сообщения с мобильного телефона"

Блок – схема алгоритма и его структурно – техническая схема реализации представлены на рис. № 6.5.1 и рис.№ 6.5.2.

Абонент системы сотовой связи отправляет SMS сообщение с мобильного телефона другому абоненту этой системы. Но данный абонент находится вне зоны покрытия сети, тогда это сообщение через интерфейс взаимодействия доставляется по системе адресного вызова при условии наличия у абонента устройства приема сигнала системы адресного вызова (пейджера).

Описание алгоритма работы:

① – Абонент системы сотовой связи отправляет SMS сообщение с мобильного телефона.

② – Через коммутатор системы сотовой связи SMS сообщение попадает в SMS – центр, который проверяет доступность абонента-адресата.

③ – Если абонент доступен, то SMS-центр отправляет ему SMS сообщение.

④ – Если абонент не доступен, то SMS-центр отправляет запрос на ИВС (интерфейс взаимодействия систем) о проверке данных об абоненте-

адресате, хранящиеся в регистре на ИВС, на предмет наличия у данного абонента устройства приема сигнала системы адресного вызова (пейджера).

⑤ – ИВС проверяет регистр.

⑥ – При наличии в нем записи о соответствии номера абонента системы сотовой связи абонентскому номеру устройства системы адресного вызова ИВС отправляет квитанцию на SMS-центр о положительном результате запроса.

⑦ – SMS-центр отправляет сообщение на ИВС.

⑧ – ИВС в соответствии с протоколом взаимодействия с системой адресного вызова формирует и помещает сообщение в выходной буфер (для системы адресного вызова).

⑨ – Сообщение доставляется абоненту через систему адресного вызова.

⑩ – ИВС получает квитанцию о передаче сообщения с одного из специального устройств приема сигнала системы многоадресного (адресного) вызова (пейджера с «открытым» входом, позволяющим принимать радиовызовы всех адресов и отображать адрес принимаемого радиовызова) и отправляет ее на ЦПС.

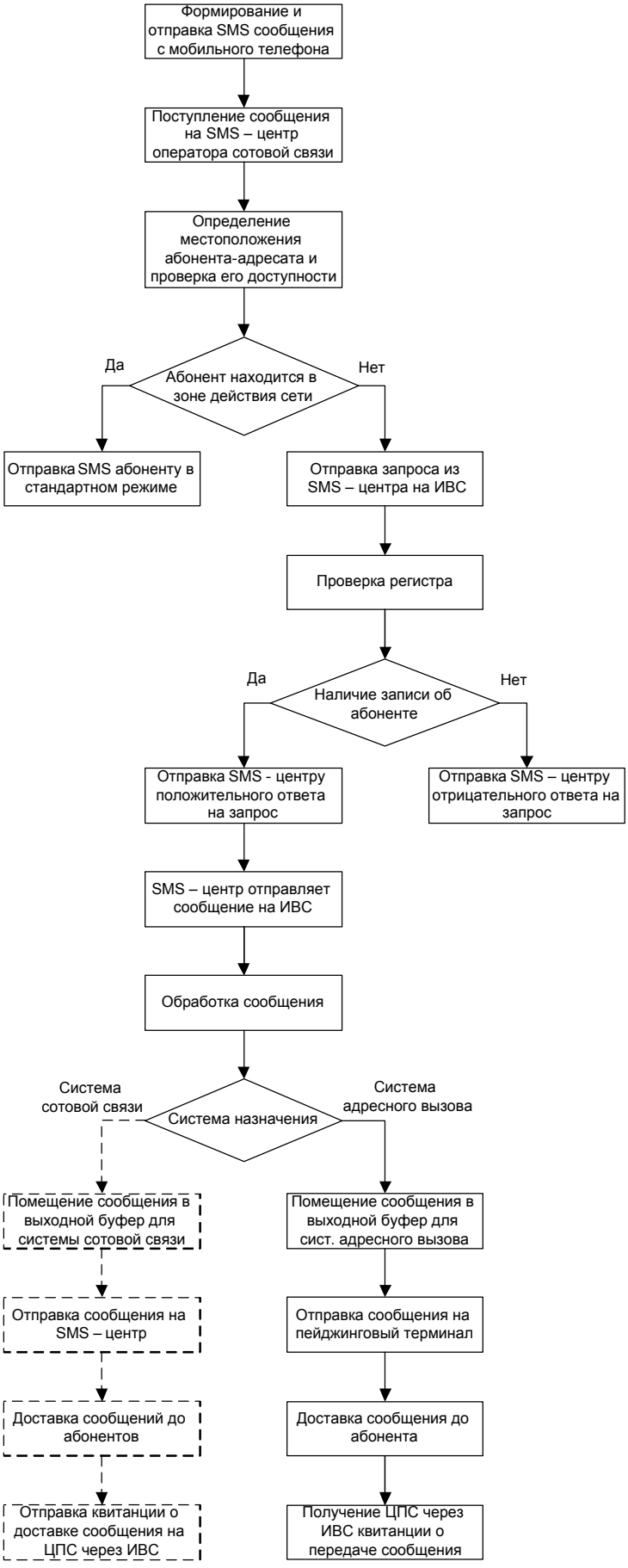


Рис. № 6.5.1. Блок-схема алгоритма работы №2

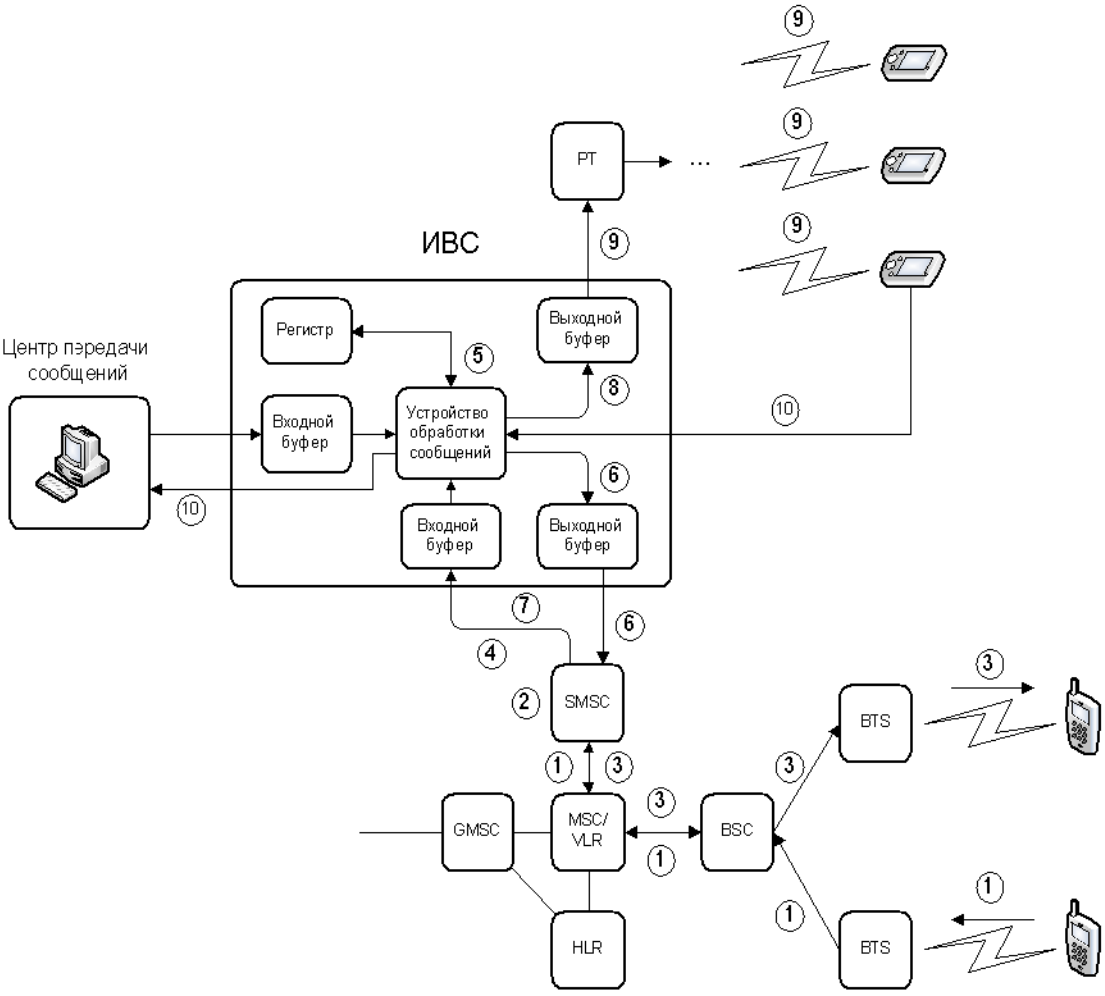


Рис.№ 6.5.2. Структурно-техническая схема алгоритма работы №2

Алгоритм №3 – "Отправка сообщений из ЦПС абонентам системы сотовой связи"

Блок – схема алгоритма и его структурно – техническая схема реализации представлены на рис. № 6.5.3 и рис.№ 6.5.4.

ЦПС посредством интерфейса взаимодействия отправляет сообщение абоненту системы сотовой связи, если он находится вне зоны покрытия сети, то это сообщение доставляется по системе адресного вызова при условии наличия у него устройства приема сигнала системы адресного вызова (пейджера).

Описание алгоритма работы:

① – Оператор ЦПС формирует на ПК сообщение, которое необходимо доставить абоненту, и отправляет его на ИВС вместе со служебной информацией о номере абонента и системе назначения.

② – ИВС принимает сообщение. Поступившее сообщение помещается во входной буфер, где ожидает своей очереди на обработку.

③ – При обработке определяется система назначения и адресата сообщения. Формируется сообщение в соответствии с протоколом взаимодействия с системой сотовой связи.

④ – Обработанное сообщение помещается в выходной буфер (для системы сотовой связи), где ожидает своей очереди на отправку.

⑤ – Сообщение поступает на SMS – центр.

⑥ – Сообщение доставляется абоненту через систему сотовой связи. SMS-центр отправляет на ЦПС через ИВС квитанцию о доставке сообщения.

⑦ – Если сообщение не доставлено по причине нахождения абонента вне зоны действия сети, то применяется «алгоритм работы №2», пункты 4-10.

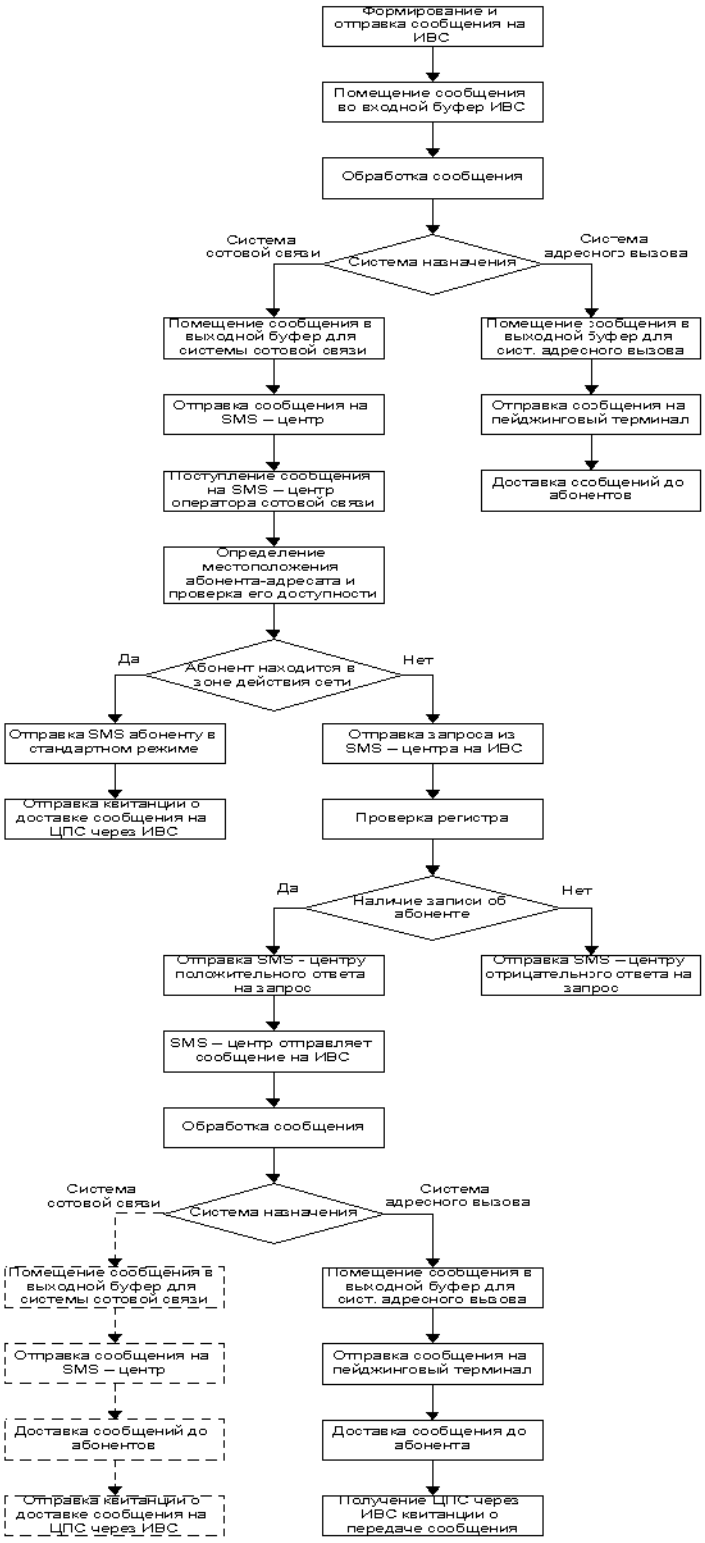


Рис. № 6.5.3. Блок-схема алгоритма работы №3

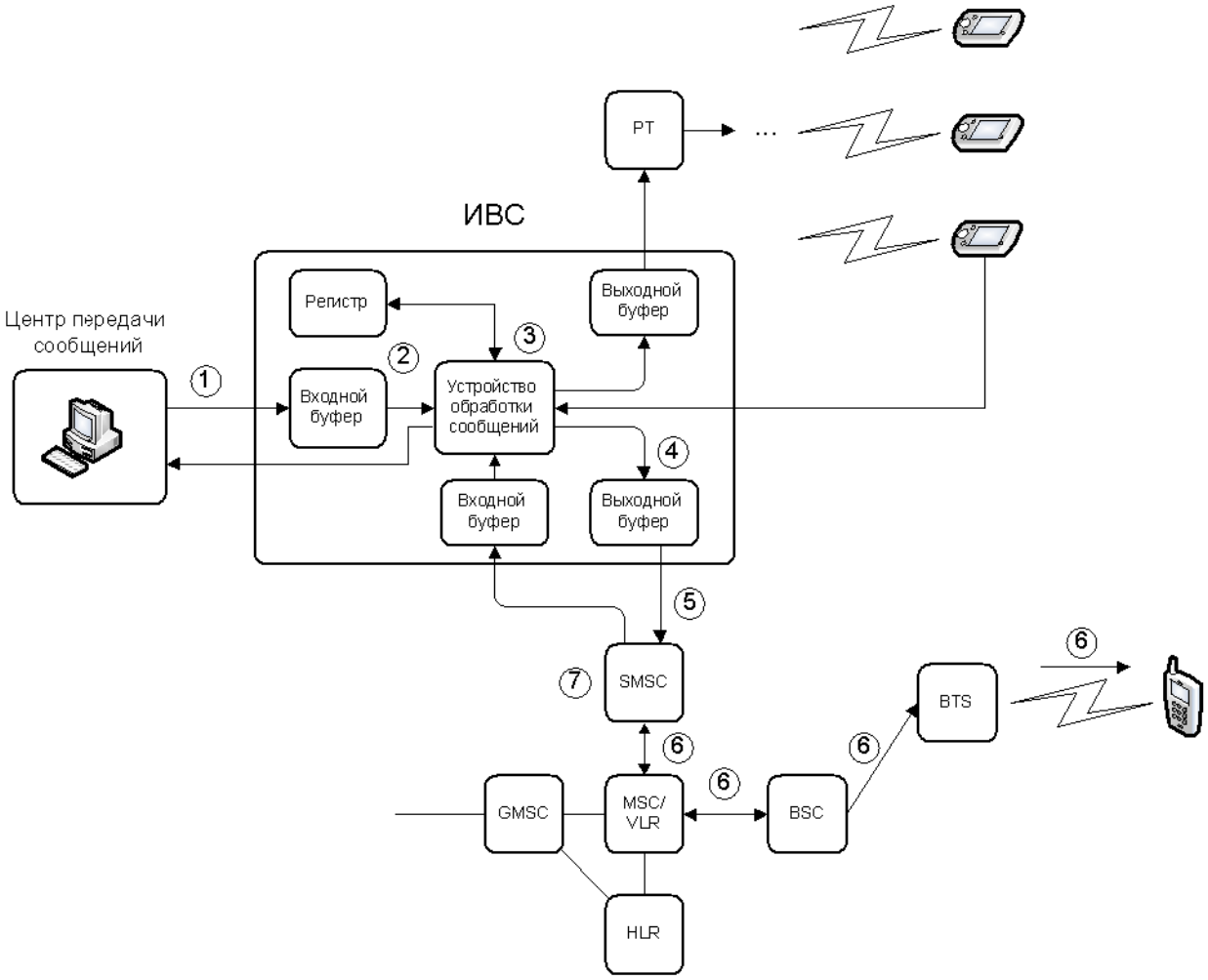


Рис.№ 6.5.4. Структурно-техническая схема алгоритма работы №3

Алгоритм №4 – "Отправка сообщений из ЦПС абонентам системы адресного (многоадресного) вызова"

Блок – схема алгоритма и его структурно – техническая схема реализации представлены на рис. № 6.5.5 и рис.№ 6.5.6.

ЦПС посредством интерфейса взаимодействия отправляет сообщение абоненту системы адресного вызова.

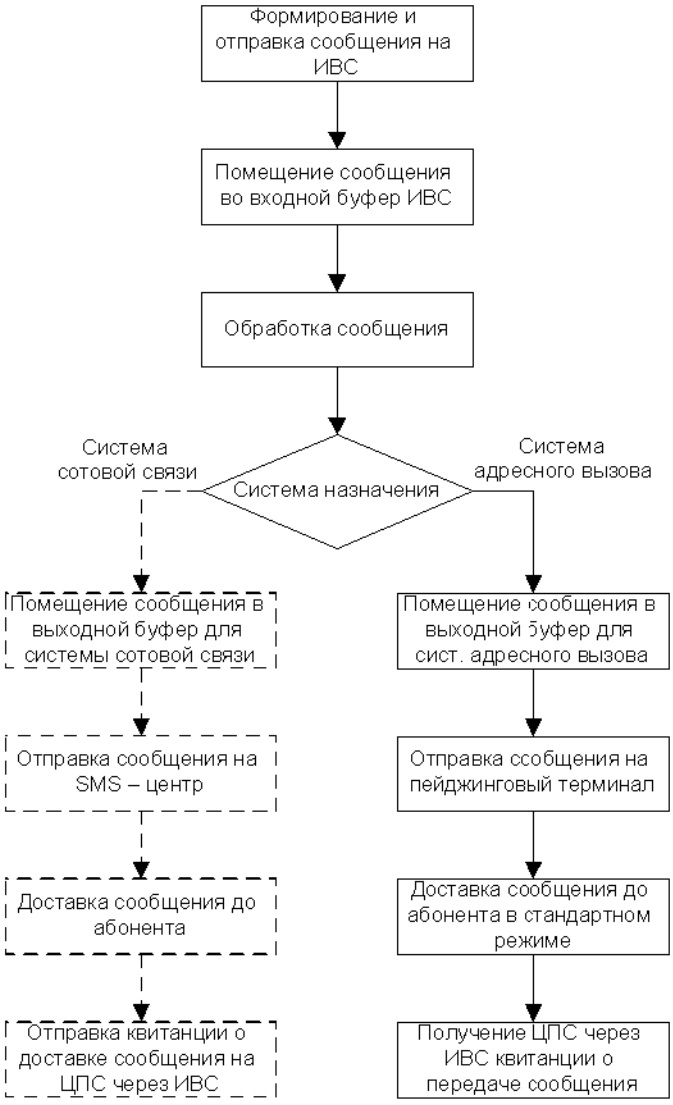


Рис. № 6.5.5. Блок-схема алгоритма работы №4

Описание алгоритма работы:

① – Оператор ЦПС формирует на ПК сообщение, которое необходимо доставить абоненту, и отправляет его на ИВС вместе со служебной информацией о номере абонента и системе назначения.

② – ИВС принимает сообщение. Поступившее сообщение помещается во входной буфер, где ожидает своей очереди на обработку.

③ – При обработке определяется система назначения и адресат сообщения. Формируется сообщение в соответствии с протоколом взаимодействия с системой адресного вызова.

④ – Обработанное сообщение помещается в выходной буфер (для системы адресного вызова), где ожидает своей очереди на отправку.

⑤ – Сообщение поступает на пейджинговый терминал.

⑥ – Сообщение доставляется абоненту через систему адресного вызова.

⑦ – ИВС получает квитанцию о передаче сообщения с одного из специального устройств приема сигнала системы многоадресного (адресного) вызова (пейджера с «открытым» входом, позволяющим принимать

радиовызовы всех адресов и отображать адрес принимаемого радиовызова) и отправляет ее на ЦПС.

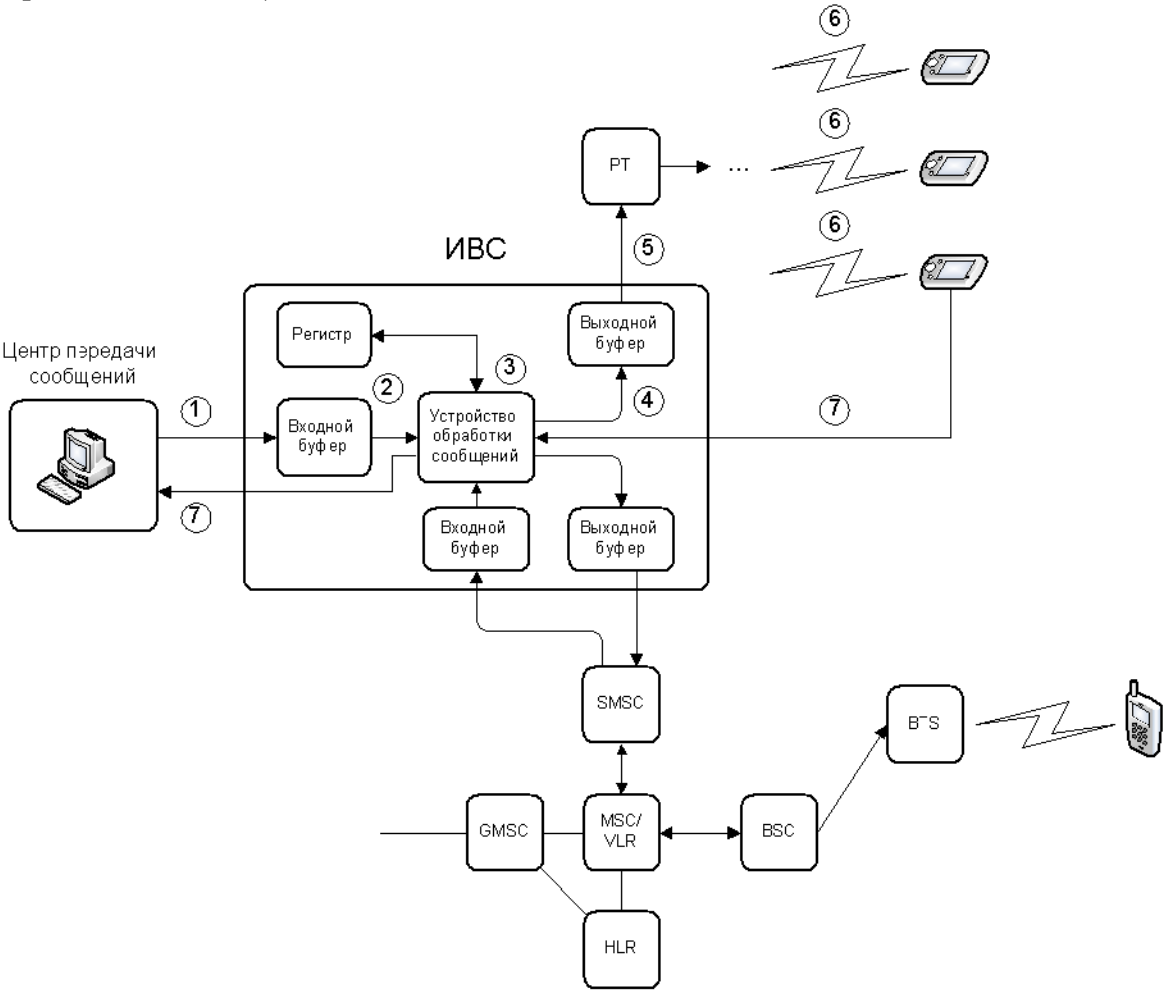


Рис. № 6.5.6. Структурно-техническая схема алгоритма работы №4

Приложение № 6.6
Принципы разработки программной модели для управления, отправки и проверки статуса сообщений оператором центра передачи сообщений при оповещении населения**

В соответствии с концепцией, представленной в разд.6.5, о наличии единого центра передачи сообщений (ЦПС), взаимодействующего со всеми видами средств связи и непосредственно с системой сотовой связи и адресного радиовызова, основной его функционал заключается в формировании, отправке и контроле доставки сообщений. Все эти действия должны осуществляться оператором посредством программного приложения, установленного на ЭВМ ЦПС. Данная программа должна отвечать следующим требованиям:

- Наличие графического интерфейса;
- Высокая производительность;
- Наличие средств обеспечения безопасности;
- Высокая надежность.
- Удобство использования.

Разработка такого программного приложения является конкретной задачей целевого назначения. Поэтому в рамках данной работы была

осуществлена разработка программной модели, отражающей основные функциональные свойства программного приложения и имеющей приблизительный пользовательский графический интерфейс (см. рис. № 6.6.1).

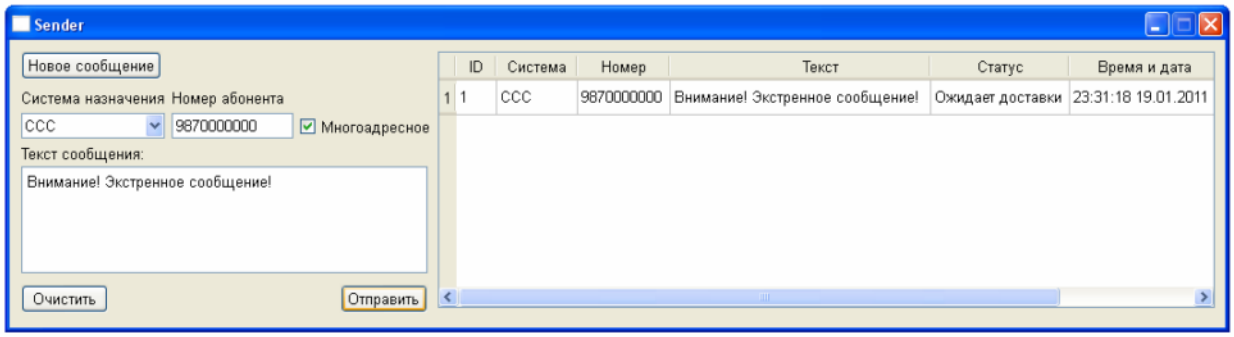


Рис.№ 6.6.1. Графический интерфейс программной модели

Пользовательский графический интерфейс программной модели можно условно разделить на два поля: операционное (слева) и информационное (справа). В операционном поле происходит формирование сообщения: выбор системы назначения, номера абонента или группы абонентов, набор текста сообщения. Также в операционном поле осуществляется управление сообщениями: отправка сформированного сообщения и инициализация создания нового сообщения. Информационное поле главным образом служит для контроля статуса сообщения и отслеживания истории отправки сообщений.

Разработанную программную модель можно включить в техническое задание на разработку основного программного приложения для ЦПС.

Приложение № 6.7

Методический пример расчета режима переключения с системы сотовой связи на систему адресного радиовызова при уменьшении уровня сигнала системы сотовой связи ниже уровня, заданного надежностью приема сигнала**

В приложении №6.5 рассматривался алгоритм передачи SMS-сообщения от абонента системы сотовой связи другому абоненту (*Алгоритм №2*), в котором предполагается доставлять ему сообщение на пейджер через систему адресного радиовызова в случае, когда адресуемый абонент находится вне зоны действия сети системы сотовой связи (см.рис. Рис. № 6.5.1 и № 6.5.2). В данной ситуации необходимо предусмотреть и рассчитать режим переключения с системы сотовой связи на систему адресного радиовызова, условием перехода в который является уменьшение мощности сигнала системы сотовой связи ниже определенного уровня, заданного надежностью в месте нахождения абонента. При восстановлении уровня сигнала системы сотовой связи, например, если абонент переместился ближе к базовой станции, либо попал в зону действия другой базовой станции, передача SMS-сообщений будет вестись в обычном режиме.

Чтобы обосновать использование рассматриваемого режима переключения, рассчитаем изменение уровня сигнала системы сотовой связи и

системы адресного радиовызова при перемещении от $БС_1$ к $БС_2$ системы сотовой связи.

Существует ряд моделей для прогнозирования уровня радиосигнала в системах подвижной радиосвязи. Очень существенно на уровень сигнала влияет рельеф местности. Известны два основных метода для учета его влияния: детерминированный и статистический. Первый позволяет рассчитать множитель ослабления по конкретному профилю пролета. В сотовых и радиальных системах, где БС должна обеспечить связь на территории соты, часто применяют статистический метод, при котором параметры рельефа считаются случайными величинами (см. гл.4). Характер рельефа местности оценивают параметрами, усредненными на участках трассы протяженностью 5…10 км. Выбор энергетических параметров должен обеспечить уверенный прием в зоне обслуживания БС. В точках приема на границе соты уровни сигнала будут различными вследствие неодинакового влияния застройки и рельефа местности.

За основу возьмем модель Окамуры – Хата. Ее часто применяют при расчете зоны покрытия базовой станции, так как она рекомендована Международным Консультативным Комитетом по Радиосвязи (МККР) и довольно проста в применении.

В модели Хата эмпирические зависимости и экспериментальные данные, полученные Окамурой, представлены в виде аппроксимирующих формул (вариант этой методики для расстояний от БС более 30 км рассматривался в приложении № 4.2).

$L(f, r, h_{БС}, h_{АС})$ – суммарное ослабление радиосигнала при распространении для модели Хата при статистическом учете параметров местности (L выражено в дБ, r – в км):

- для города:

$$L(f, r, h_{БС}, h_{АС}) = A + B\lg(r), \qquad (№\ 6.7.1)$$

- для пригородной зоны:

$$L(f, r, h_{БС}, h_{АС}) = A + B\lg(r) - C, \qquad (№\ 6.7.2)$$

- для сельской местности:

$$L(f, r, h_{БС}, h_{АС}) = A + B\lg(r) - D. \qquad (№\ 6.7.3)$$

Здесь аппроксимирующие коэффициенты:

$$A = A(f, h_{БС}, h_{АС}) = 69{,}55 + 26{,}16\lg(f) - 13{,}82\lg(h_{БС}) - \alpha(h_{АС}) \qquad (№\ 6.7.4)$$

$$B = B(h_{БС}) = 44{,}9 - 6{,}55\lg(h_{БС}) \qquad (№\ 6.7.5)$$

$$C = C(f) = 2\left[\lg\left(\frac{f}{28}\right)^2\right] + 5{,}4 \qquad (№\ 6.7.6)$$

$$D = D(f) = 4{,}78\lg^2(f) - 18{,}33\lg(f) + 40{,}94 \qquad (№\ 6.7.7)$$

$\propto (h_{AC})$ – параметр, учитывающий влияние высоты антенны АС. Для крупных городов этот параметр слабо зависит от частоты, однако используются две аппроксимирующие формулы:

$$\propto (h_{AC}) = 8{,}28[\lg(1{,}54h_{AC})]^2 \quad 1{,}1 \text{ при f> 200 МГц;} \qquad (№\ 6.7.8)$$

$$\propto (h_{AC}) = 3{,}2[\lg(11{,}75h_{AC})]^2 \quad 4{,}97 \text{ при f > 400 МГц;} \qquad (№\ 6.7.9)$$

для средних и малых городов этот параметр зависит от частоты:

$$\propto (h_{AC}) - (1{,}1\lg(f) - 0{,}7)h_{AC} - (1{,}56\lg(f) - 0{,}8) \qquad (№\ 6.7.10)$$

В формулах для аппроксимирующих коэффициентов принято:
f – частота излучения БС, МГц; $h_{БС}$ и $h_{АС}$ - высоты установки антенн БС и АС, м.

Модель Хата применяют при изменении значений параметров в пределах, указанных в табл. №6.7.1.

Условия применения модели Хата Таблица № 6.7.1

	Область применения модели Хата	
	Основная	Расширенная
Рабочая частота, МГц	От 150 до 1500	Совпадает с основной
Высота антенны АС, м	От 1 до 20	До 80
Высота антенны БС, м	От 30 до 200	От 1,5 до 400
Высота антенны АС, м	От 1 до 10	Совпадает с основной

Для нашего расчета примем характер трассы как сельскую местность. Рассчитаем, используя модель Окамуры – Хата, ослабление сигнала при перемещении от $БС_1$ к $БС_2$, используя следующие начальные условия:

- для системы сотовой связи:

f=900 МГц (GSM-900), $h_{АС}$=1,7м, $h_{БС1}$ =70м, $h_{БС2}$ =70м, d=50000м

- для системы адресного радиовызова:

f=400 МГц, $h_{АС}$=1,7м, $h_{БС}$ =150м

Ослабление сигнала для сельской местности:

- $L(r) = 69{,}55 + 26{,}16\lg(f) - 13{,}82\lg(h_{БС}) \qquad (№\ 6.7.11)$

$$-(1{,}1\lg(f) - 0{,}7)h_{AC} + (1{,}56\lg(f) - 0{,}8) + \left(44{,}9 - 6{,}55\lg(h_{БС})\right)\lg(r) - 4{,}78\lg^2(f) - 18{,}33\lg(f) + 40{,}94$$

Ослабление сигнала для системы сотовой связи и адресного радиовызова:

$$L(r)_{БС1} \approx L(r)_{БС2} - 32{,}815\lg(r) + 275{,}9 \qquad (№\ 6.7.12)$$

$$L(r)' = 30{,}64\lg(r) + 262{,}23 \qquad (№\ 6.7.13)$$

Необходимо также учесть ослабление сигнала вследствие пространственно-временных флуктуаций. Ослабление сигнала ΔP изменяется по логарифмически-нормальному закону распределения, интегральная функция которого со среднеквадратическим отклонением для сельской местности $\sigma = 7{,}8$ дБ представлена на рис.№ 6.7.1. Приняв достаточную надежность $S = 90\%$, определим по графику на рис. № 6.7.1 максимально возможное ослабление сигнала, учитывая, что расстояние между базовыми станциями не превысит 50км.

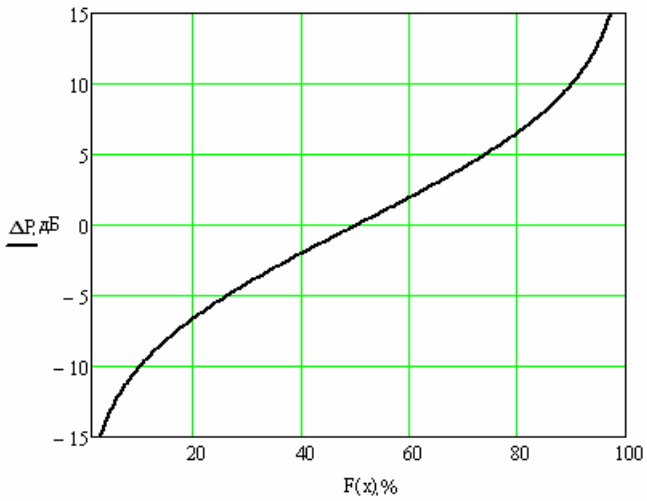


Рис. № 6.7.1. Интегральная функция распределения значений ослабления ΔP

Из этого рисунка следует, что ослабление сигнала для надежности $S=F(x)=90\%$:

$$\Delta P = 10 \text{дБ}.$$

Тогда уровень сигнала в месте приема будет определяться как:

$$P = P_{рас} - \Delta P. \qquad (№.6.7.14)$$

Примем типовые значения для мощности передатчиков системы сотовой связи (БС) и адресного радиовызова соответственно

$$P_{БС1} = P_{БС2} = 20 \text{ Вт} = 43 \text{ дБм } P'_{БС} = 300 \text{ Вт} = 54{,}7 \text{ дБм}.$$

Теперь можем получить уравнения изменения мощности сигналов системы сотовой связи и адресного радиовызова:

$$P_{1,2} = P_{БС1,2} \quad L(r)_{БС1,2} \quad \Delta P \qquad (№ 6.7.15)$$

$$P' = P'_{БС} \quad L(r)' \quad \Delta P \qquad (№ 6.7.16)$$

Построим график зависимости мощностей сигналов рассматриваемых систем связи ($P_1(r)$ – для $БС_1$, $P_2(r)$ –для $БС_2$ сотовой связи и $P'(r)$ – для БС системы адресного радиовызова) при перемещении от $БС_1$ к $БС_2$ системы сотовой связи. Будем предполагать, БС системы адресного радиовызова

расположена недалеко от $БС_1$ системы сотовой связи. В качестве порогового уровня переключения целесообразно использовать уровень сигнала соответствующий чувствительности приемников системы сотовой связи и адресного радиовызова и равный $P'_x=X(r)$ =103 дБм. График представлен на рис. № 6.7.2.

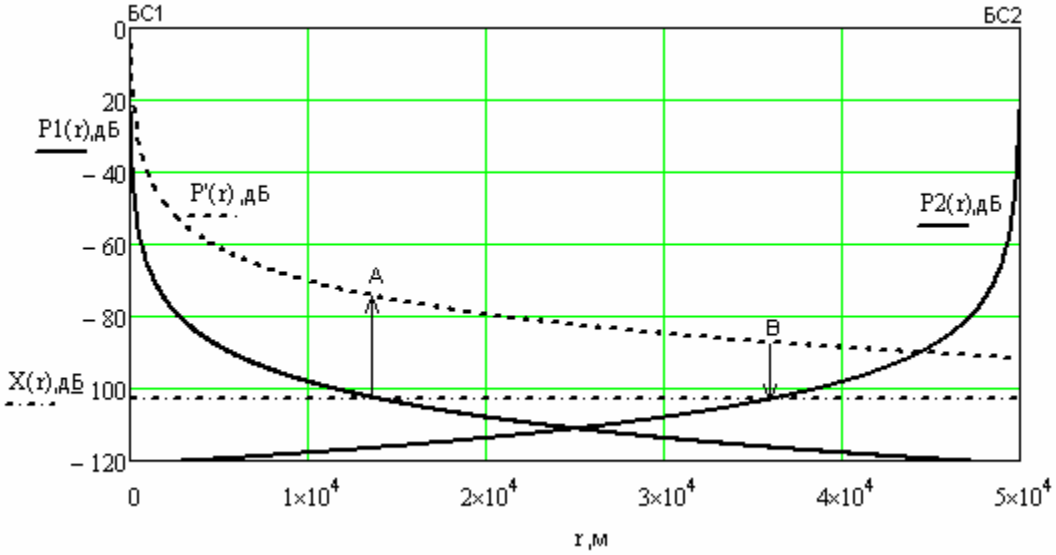


Рис.№ 6.7.2. График зависимости мощности сигналов от расстояния

Из графика следует, что, в точке "А" уровень сигнала от $БС_1$ системы сотовой связи $P_1(r)$ становится ниже заданного порогового уровня – $X(r)$, при этом происходит переключение на систему адресного радиовызова. При перемещении абонента по направлению к $БС_2$ в точке "В" сигнал $P_2(r)$ от $БС_2$ начинает превышать уровень заданный надежностью, и происходит обратное переключение на систему сотовой связи.

Таким образом, рассмотренный нами режим переключения систем связи является эффективным средством увеличения надежности связи, что позволяет с вероятностью более 90% гарантировать доставку сообщений абонентам в экстренных ситуациях.

**) Приложения № 6.5-6.7 подготовлены на основе исследований, сделанных автором совместно с Харитоновым А.С. - дипломантом Нижегородского технического университета им. Р.Е. Алексеева.