

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»-(ВлГУ)

На правах рукописи



ДЖУЛАНИ ИСЛАМ О.М.

**АЛГОРИТМЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПЕРЕДАЧИ
ИНФОРМАЦИИ В РЕГИОНЕ ПАЛЕСТИНЫ**

05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент,
Полушин Петр Алексеевич

Владимир 2017

Оглавление

с.

Введение.....	4
1. Постановка задачи повышения помехоустойчивости передачи информации в регионе Палестины и обзор условий работы систем связи.....	8
1.1. Возможности построения систем связи и особенности региона Палестины	8
1.2. Виды линий передачи сигналов в географических условиях Палестины	10
1.3. Модели сигналов и помеховой обстановки и методы повышения помехоустойчивости передачи.....	17
1.4 Выводы.....	30
2. Возможности использования систем с параллельными каналами передачи в условиях Палестины.....	31
2.1. Требования к надежности передачи информации.....	31
2.2. Методика расчета параметров загоризонтной системы с параллельными каналами передачи на примере тропосферной системы.....	34
2.3. Необходимость повышения помехоустойчивости загоризонтных систем передачи информации.....	58
2.4. Выводы.....	62
3. Адаптивное сверточное кодирование при передаче цифровых сигналов.....	63
3.1. Выбор метода регулировки скорости передачи сигналов.....	63
3.2. Возможности регулировки скорости передачи данных.....	66
3.3. Буферизация данных при переменной скорости передачи информации.....	79
3.4. Адаптация сверточного кодирования в многоканальных линиях передачи.....	90
3.5. Выводы.....	99
4. Применение обратной связи для повышения помехоустойчивости передачи сигналов в системах с разнесением.....	100
4.1. Алгоритм инвертирования передаваемых разнесенных сигналов.....	100
4.2. Возможности совместного использования комбинирования разнесенных сигналов и компенсации внешних помех.....	110
4.3. Квазиоптимальные алгоритмы совместного использования комбинирования разнесенных сигналов и компенсации внешних	

помех.....	117
4.4. Экспериментальные исследования алгоритмов совместного комбинирования разнесенных сигналов и компенсации внешних помех.....	122
4.5. Выводы.....	134
Заключение.....	135
Список сокращений.....	136
Список литературы.....	137
Приложения.....	147

Введение

Актуальность темы. Задачи повышения помехоустойчивости передачи информации в радиотехнических системах особенно актуальны в настоящее время в связи с постоянным увеличением числа разнообразных радиоизлучающих средств, создающих внешние помехи. Это сопровождается сохранением, а иногда и ужесточением требований и норм на качество передачи. Кроме этого, рост объема информационных потоков вызывает необходимость использования широкополосных каналов передачи, в которых характерно появление частотно-селективных замираний, вызывающих межсимвольные искажения цифровых сигналов и усложнение сигнально-помеховой обстановки.

Все это справедливо и для региона Палестины, который достаточно населен и развивается быстрыми темпами. Кроме этого, трудности усугубляются тем, что регион известен нестабильной социально-политической обстановкой. Тем не менее, задачи повышения помехоустойчивости передачи сигналов стоят и здесь.

Одним из основных методов повышения помехоустойчивости является применение помехоустойчивого кодирования. Они активно развивались и развиваются в трудах зарубежных и отечественных ученых, таких, как Л.М. Финк, А.Г. Зюко, Д. Пропис, Е.Берлекамп, В.Л. Банкет, Э.Витерби, Дж. Кларк, Дж.К. Омура, Дж. Хеллер и др. Однако эффективность методов зачастую недостаточна для обеспечения требований на качество передачи. В то же время системы передачи имеют внутренние резервы повышения качественных характеристик в различной сигнально-помеховой обстановке. Одновременно следует учитывать географические и другие особенности региона и рассматривать различные варианты построения систем передачи. Вышеизложенное показывает актуальность темы диссертации.

Цель работы заключается в разработке и исследовании методов повышения помехоустойчивости передачи информации с помощью цифровых сигналов применительно к условиям Палестины.

Задачи работы, обусловленные поставленной целью, состоят в следующем:

1. Анализ особенностей линий передачи применительно к региону Палестины и выбор моделей сигнально-помеховой обстановки.
2. Анализ возможностей использования параллельных каналов передачи и расчет показателей линии передачи на примере линии одного из видов.
3. Разработка и исследование средств адаптивного сверточного кодирования и их применение в многоканальных системах передачи.
4. Разработка алгоритмов повышения помехоустойчивости передачи в системах с обратной связью при воздействии внешних помех и искажений.

Методы исследования, использованные в диссертации, основаны на математическом аппарате теории случайных процессов, теории вероятности и математической статистике, математическом моделировании и численных методах компьютерного эксперимента.

Объектом исследования являются особенности систем передачи информации применительно к условиям Палестины, позволяющие модифицировать методы передачи цифровых сигналов.

Предметом исследования являются методы повышения помехоустойчивости передачи цифровых сигналов, включая передачу по параллельным каналам и передачу в системах с обратной связью.

Научная новизна результатов диссертации заключается в следующем:

1. Впервые разработаны алгоритмы адаптивного сверточного кодирования сигналов и соответствующий программный комплекс, в том числе для многоканальных систем передачи.
2. Впервые разработан алгоритм адаптивного инвертирования передаваемых цифровых сигналов и программный комплекс для исследования его эффективности.
3. Впервые разработаны алгоритмы комплексного использования сверточного кодирования и комбинирования сигналов в многоканальных системах с обратной связью и соответствующий программный комплекс для исследования его эффективности.

Практическое значение результатов работы состоит в следующем:

1. Рассмотрены особенности использования многоканальных линий передачи информации в условиях Палестины.
2. Применение адаптивного сверточного алгоритма позволяет достигнуть выигрыш в энергопотенциале системы передачи на 2,5–3,5 дБ и выше.
3. При использовании алгоритма передачи с инвертированием при тех же условиях работы средний уровень принимаемого сигнала может быть увеличен на 2–2,4 дБ, а глубина замираний снижена на 4,2 дБ.
4. Использование комплексных алгоритмов кодирования и комбинирования в многоканальных системах с обратной связью дает возможность улучшать подавление внешних помех в различных условиях на 4–11 дБ.
5. Впервые разработаны и исследованы «Устройство подавления узкополосных помех» и «Двухступенчатый компенсатор межсимвольных искажений цифровых сигналов» (патенты № 147102 и №156821).

Положения, выносимые на защиту:

1. Алгоритмы адаптивного сверточного кодирования сигналов в многоканальных системах передачи информации обеспечивают выигрыш в энергопотенциале системы передачи на 2,5 и более.
2. Алгоритм адаптивного инвертирования передаваемых сигналов позволяет увеличить средний уровень принимаемого сигнала на 2–2,4 дБ и снизить глубину замираний на 4,2 дБ.
3. Алгоритмы комплексного использования сверточного кодирования и комбинирования сигналов в многоканальных системах с обратной связью допускают возможность подавления внешних помех в различных условиях на 4–11 дБ.

Степень достоверности и апробация результатов.

Достоверность полученных в диссертации результатов подтверждается обоснованным выбором исходных данных, применением известных моделей сигналов и помех, корректным выбором основных допущений и ограничений при постановке задач и использованием современного математического аппарата и компьютерной среды.

Апробация результатов. Результаты и положения работы проводилась в форме научных докладов и дискуссий по основным результатам диссертации на следующих конференциях: 11-я Международная научно-техническая конференция «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии ФРЭМЕ-2014», книга 2, Суздаль, 2014 г.; 11-я Международная научно-техническая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2015» – Владимир–ВлГУ, 2015 г.; 12-я Международная научно-техническая конференция «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии ФРЭМЕ-2016», Владимир–Суздаль, 2016 г.; Международная научно-практическая конференция, Вологда, ООО «Маркер, 2015.

Внедрение результатов работы. Результаты работы внедрены в учебный и научный процессы кафедры радиотехники и радиосистем Владимирского государственного университета, и в Палестинском Государственном Университете, г. Хеброн, Палестина, а также в ОАО «Владимирское КБ радиосвязи», г. Владимир, о чем получены акты внедрения.

По теме диссертации опубликовано: 17 печатных работ, из которых 5 работ в журналах, включенных в перечень ВАК, одна статья в журнале, включенном в международную рейтинговую систему «Scopus" и одна статья в иностранном журнале; 2 патента РФ на полезную модель; 4 свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ; 4 материала докладов на международных научно-технических конференциях.

Структура диссертации: Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложений и изложена на 150 страницах. Основная часть диссертации составляет 136 страниц, включая 72 рисунка и 20 таблиц, 3 приложения. Список литературы содержит 114 наименований, в том числе 16 работ автора. Общий объем приложений составляет 4 страницы.

1. Постановка задачи повышения помехоустойчивости передачи информации в регионе Палестины и обзор условий работы систем связи

В данном разделе будут рассмотрены возможности построения систем связи в специфических географических и климатических условиях Палестины и Ближнего Востока, которые определяют выбор того или иного типа линий передачи в зависимости от конкретных особенностей региона. Для этого приводится краткая характеристика региона Палестины и Ближнего Востока. Анализируются особенности использования линий различных типов, для детального рассмотрения выбирается один из типов. Также описаны модели сигналов и помеховой обстановки, которые будут использованы в дальнейших разделах, и методы, используемые для повышения помехоустойчивости передачи информации.

1.2. Возможности построения систем связи и особенности региона Палестины

В настоящее время разработаны и эксплуатируются различные виды систем связи с разнообразными технико-экономическими и эксплуатационными характеристиками и разными качественными показателями [1-12]. Зачастую показатели помехоустойчивости передачи информации далеки от желаемых и требуют модификации используемых методов обработки сигналов, а также разработки и применения новых методов обработки [13-23].

При проектировании и расчете системы связи для достижения эффективного конечного результата одним из определяющих факторов являются географические и климатические условия работы станций связи, образующих систему [1,2,6,13,14,25,26]. При этом должны быть учтены особенности рельефа местности и климатические условия работы. Важным обстоятельством выступает

экономическое развитие региона, развитость в нем хозяйства и транспортной инфраструктуры, административно-политическое деление. Исторически под Палестиной понимается более широкий географический район, чем входит в политическое образование с этим названием. Это оправдано схожими природными характеристиками этого района. Кроме этого, прилегающие к Палестине территории также очень похожи на нее в этом плане.

С запада территория региона омывается Средиземным морем. По характеру местности Палестина является плоскогорьем, изрезанным глубокими долинами и ущельями. Вдоль реки Иордан тянутся горные отроги, высоты прерываются обширными равнинами. Река протекает по глубокой складке, расположенной в меридианном направлении (впадина Гхор) и примерно отделяющей территорию Палестины от Иордании и Сирии. Впадину окружают Сирийско-Палестинские горы. С запада от складки раскинулось Западно-Иорданское нагорье (холмистое плато с высотами около 700 метров). На востоке от нее находится Трансиорданское нагорье, представляющее собой северную часть протяженного Арабского плато с высотами до 1000 метров. Имеются ряд населенных оазисов. На восток от Иордана в обширных регионах преобладает пустынный и полупустынный рельеф. Климат региона – субтропический, от влажного вблизи побережья Средиземного моря до сухого в пустынных районах. Также распределяется и плотность выпадающих осадков, постепенно убывая от побережья. Рельеф местности и климат определяют особенности подстилающей поверхности и растительности. Пустынные равнины характеризуются скудной растительностью, однако в горах и примыкающих к ним территориях она может быть достаточно богатой, особенно на их западных склонах, обращенных к влажным морским ветрам. Также наблюдается богатая растительность средиземноморского типа в оазисах, территория которых зачастую достаточно велика.

Распределение населения в регионе определяется географическими условиями. Особенности образа жизни населения региона вносят свои коррективы при проектировании линий связи. Основная часть населения ведет

оседлый образ жизни, однако достаточно многочисленны группы, и в настоящее время ведущие полукочевой и кочевой образ жизни, особенно в пустынных районах, который обусловлен историческими особенностями развития народов. И, хотя услугами связи в основном пользуется городское и частью оседлое сельское население, однако современное развитие общества вовлекает в использование этой сферы услуг и кочевое население. В быту кочевников также достаточно распространены изделия современной промышленности, в том числе средства связи.

В перспективных планах развития региона предусматривается охват разнообразными услугами связи всего населения, включая кочевое. В связи с разнообразием рельефа перспективность линий различных типов также различается. В густонаселенных местностях перспективными могут, очевидно, считаться кабельные линии, на менее населенных территориях предпочтение можно отдать радиорелейным линиям, расположенным вдоль транспортных магистралей и нефтепроводов, и тропосферным линиям, проходящим над малонаселенными и ненаселенными районами и связывающими, например, отдельные оазисы. Также может быть использована спутниковая связь.

Анализ разнообразных условий в регионе может служить основой для рекомендаций по размещению линий связи разных видов, особенности построения и работы которых будут рассмотрены в следующем разделе.

1.2. Виды линий передачи сигналов в географических условиях Палестины

Основными видами систем связи в настоящее время считаются кабельные, радиорелейные прямой видимости, тропосферные и спутниковые системы.

Среди кабельных систем связи различают системы, использующие медные кабельные линии и системы, использующие волоконно-оптические кабельные линии. [27-41]. В связи с этим кабельные линии имеет смысл использовать в

городах и пригородах населенных районов Палестины, где расстояния относительно невелики. При выборе вида кабельной связи имеет значение способ прокладки кабеля (подземная и подводная прокладка, прокладка внутри телефонной канализации или внутри помещения, воздушная подвеска).. Подземная прокладка требует проведения достаточно трудоемких земляных работ. Имеются ограничения на конфигурацию трассы кабеля, обусловленные расположением зданий и других крупных объектов. Воздушные кабельные линии подвешиваются на опорах (металлических, железобетонных, деревянных). Подвеска может размещаться также на опорах линий электропередач. Недостатками воздушных линий являются значительное влияние климатических условий на устойчивость работы системы связи и высокий уровень помех от высоковольтных линий, контактной сети электрического транспорта, радиостанций.

Междугородные кабельные линии выполняются с помощью кабелей с проводниками большого диаметра. Это связано с необходимостью уменьшения затухания сигнала в линии при передаче высокочастотных сигналов. В настоящее время все шире применяются волоконно-оптические линии связи (ВОЛС), которые во многом вытесняют медные кабельные линии. Причем это характерно не только для междугородной связи, но и для передачи информации между городскими районами.

Практически применяются три основных типа оптического волокна – одномодовые и многомодовые со ступенчатым профилем и многомодовые градиентные с плавным изменением профиля и более сложными профилями показателя преломления. Однако для магистральных линий используют оптические кабели исключительно с одномодовыми оптическими волокнами, имеющими минимальную дисперсию и наименьшие потери мощности сигналов.

Одно из основных преимуществ ВОЛС заключается в большой пропускной способности, определяющейся широкой полосой пропускания и обусловленной малой длиной волны несущего колебания. Во многих случаях значение имеет высокая защищенность от внешних электромагнитных воздействий и скрытность

связи, т.к. утечка информации по ответвлению сигнала возможно только при непосредственном подсоединении к отдельному волокну. Для обеспечения устойчивой работы в климатических условиях Палестины необходимо учитывать климатические особенности региона. Рельеф многих территорий имеет пустынный характер, что может являться причиной как чрезмерного перегрева, так и интенсивного охлаждения. Возникает многократная циклическая смена температур, что может сказаться на характеристиках оптического волокна. При открытой прокладке кабельных линий сильное воздействие оказывает солнечная радиация, а также воздействие песчаных бурь пустынного происхождения.

Волоконно-оптические линии имеет смысл прокладывать вдоль направлений, по которым наблюдается устойчивый постоянный поток больших объемов информации. Такие направления связывают большие населенные пункты со значительным количеством работающих и потенциально возможных абонентов и служб. Поскольку крупные населенные пункты региона связаны между собой транспортными магистралями, то кабельные линии естественно прокладывать вдоль подобных больших магистралей. Однако много населенных пунктов региона соединены с центрами с помощью дорог, имеющих второстепенное значение. Прокладывать кабельные линии вдоль таких транспортных линий невыгодно, т.к. это связано с большими технико-экономическими затратами. В этом случае могут быть реализованы системы связи, использующие радиоканалы различных видов([2,7,8,25,26,27,38]).

Структура подобных радиосистем определяется физическими особенностями распространения радиоволн по трассе([25,42-46]). На основе этого выделяются три типа радиосистем связи:

- Радиорелейные системы передачи прямой видимости.
- Системы спутниковой связи.
- Тропосферные радиорелейные системы.

Оконечные и промежуточные станции радиорелейной системы прямой видимости имеют наземное расположение на расстоянии прямой радиовидимости одна от другой. Размещение антенных мачт на возвышенностях увеличивает

допустимую длину интервала между станциями и снижает общее их число на трассе. Помехи и искажения сигнала в таких системах обусловлены процессами прямого распространения радиоволн в приземном слое атмосферы. Оконечные радиорелейные (РРЛ) станции связаны кабельными линиями с источниками и получателями информации, а с помощью радиолиний – с промежуточными, узловыми или другими оконечными станциями. На каждой мачте может быть установлено несколько приемопередающих антенн для работы по разным направлениям. Для того, чтобы сигналы соседних интервалов не проникали в приемники данного интервала для РРЛ разрабатывается план распределения частот по выделенным полосам частотного диапазона. Длина пролета и высота антенных мачт определяется локальными особенностями рельефа местности и погодными-климатическими условиями. Погодно-климатические условия влияют на кривизну траектории радиолуча. Сильная атмосферная рефракция, зависящая от текущего значения вертикального градиента диэлектрической проницаемости воздуха, может увеличить величину затенения и уменьшить уровень принимаемого сигнала.

Прибрежные районы Палестины достаточно густо населены с хорошо развитой инфраструктурой и транспортной сетью и часто расположенными населенными пунктами. В отличие от этой прибрежной полосы в районах, удаленных от побережья, плотность населения сильно падает, населенные пункты – небольшие и редко расположены. Поэтому вдоль могут быть проложены РРЛ прямой видимости с размещением антенных мачт на естественных холмистых возвышенностях вдоль трассы.

Спутниковые линии передачи иногда рассматриваются, как разновидность радиорелейных линий, где роль ретранслятора выполняет не наземная промежуточная станция, а спутник связи (приемопередатчик, расположенный на нем). На земле расположены оконечные станции с параболическими антеннами и устройствами наведения на антенну спутника. Спутниковые линии, как правило, широкополосные и позволяют передавать как телефонные, так и телевизионные сигналы. Интервалы спутниковых линий связи могут быть очень значительными

и соединять два любых пункта практически на всей территории региона Палестины и Ближнего Востока, однако для работы подобных систем необходимо использовать космические аппараты, желательно на геостационарной орбите. Государства региона, как правило, вынуждены арендовать ресурсы соответствующих космических аппаратов, запущенных и обслуживаемых другими странами. В то же время для региона характерна нестабильная политическая обстановка, события которой могут нарушить исполнение соответствующих межгосударственных договоренностей по аренде и прервать передачу информации с использованием спутниковых линий. Поэтому для гарантии стабильности услуг связи и для сообщений с удаленными пунктами и территориями желательно использовать радиолинии с большими интервалами, и в то же время не зависящими от иностранных владельцев. Этими свойствами обладают тропосферные радиорелейные системы связи.

Работа систем дальней тропосферной связи (ДТС) основана на эффекте дальнего тропосферного распространения ультракоротких волн. Он заключается в переизлучении электромагнитной энергии за счет отражения или рассеяния от объемных и слоистых неоднородностей в тропосфере и отражении и рассеянии от всей толщи тропосферы. Поскольку переизлучающий объем расположен на достаточно большой высоте (порядка нескольких километров над земной поверхностью), то длина одного интервала может составлять до 1000 км.

В тропосфере практически постоянно наблюдаются локальные неоднородности, диэлектрическая проницаемость которых отличается от окружающей среды на величину порядка $\Delta\epsilon \approx 10^{-6}$. Их размеры, форма, ориентация и скорость перемещения в пространстве весьма изменчивы. Некоторые неоднородности имеют слоистую форму и значительно вытянуты в горизонтальном направлении. Толщина слоев может составлять от 1 до 100 м, а протяженность – от 50 м до 20 км. Радиоволны рассеиваются в основном на турбулентных неоднородностях, размеры которых приблизительно удовлетворяют условию:

$$l \approx \lambda/\theta,$$

где λ – длина волны; θ – угол (в радианах) между направлением «вперед» падающей волны и направлением рассеяния отраженной волны. Высота расположения неоднородностей составляет несколько километров, а длина интервала – десятки и сотни километров, т.о. величина угла равна нескольким градусам, поэтому радиоволны интенсивно рассеиваются неоднородностями, размеры которых много больше длины волны. Однако из-за малого перепада диэлектрической проницаемости основная часть энергии радиосигнала проходит сквозь слои, а отражается лишь малая ее часть.

В переизлучении радиоволн основную роль играет определенный объем тропосферы, который примерно имеет форму призмы. Считается, что длина подобного «эффективного» объема переизлучения равна около $R/2$, где R – длина интервала трассы, а высота и ширина составляют несколько километров. Высота нижней точки объема над земной поверхностью равна:

$$h_0 \approx R^2 / 8a_{\text{Э}},$$

где $a_{\text{Э}}$ – эквивалентный радиус Земли, для стандартных условий принимаемый обычно $a_{\text{Э}} \approx 8500$ км. Приемная и передающая антенны обычно параболической формы. Угол между касательными к горизонту обеих антенн зависит от длины трассы, профиля местности и высоты антенн.

Особенностями станций ДТС является почти повсеместное использование разнесенного приема, когда передается сразу несколько копий сигнала для повышения помехоустойчивости связи. Вследствие очень большой разности уровней мощности передаваемых и принимаемых сигналов развязка выхода передатчика и входа приемника, подключенных к одной антенне, достигается использованием ортогональной поляризации, также использованием полосовых фильтров и значительным разносом частот приема и передачи. Для осуществления непрерывного контроля за состоянием линии и для измерения основных качественных показателей каналов часто организуются специальные контрольные каналы, располагающиеся вблизи спектральной полосы, занятой основными каналами. Уровень принимаемых сигналов ДТС подвержен большими изменениям, носящим случайный характер. Их причиной является перемещение

неоднородностей, изменения их формы, взаимного расположения и интенсивности отражения. Однако обычно в ночные и ранние утренние часы уровень сигнала на несколько децибел выше. Также месячные медианные уровни сигналов летом выше, чем зимой. Величина сезонных различий зависит от длины трассы и коэффициента усиления антенн.

Случайные колебания уровня сигнала, более быстрые, чем суточный ход, принято подразделять на медленные и быстрые замирания. Медленные замирания обусловлены изменением интенсивностей неоднородностей и условий рефракции в пределах всего объема переизлучения. Средний квазипериод медленных замираний может составлять от десятков минут до нескольких часов. Длительность быстрых замираний составляет от долей секунды до десятков секунд. Они возникают в результате интерференции в точке приема совокупности волн, переотраженных движущимися неоднородностями. Медианное значение длительности быстрых замираний зависит от длины волны, коэффициента усиления антенн и длины интервала. Принятые по каналам разнесения несколько копий передаваемого сигнала объединяются в один сигнал с помощью схем комбинирования различных типов.

Станции могут выполнять роль как оконечных, так и промежуточных. Аппаратура станции ДТС может быть как стационарной, так и мобильной. В последнем случае она размещается на шасси грузовых автомобилей и может быть в случае необходимости легко перемещена и развернута в другом пункте. По этой причине линия в целом, состоящая из нескольких интервалов может быть оперативно организована вдоль трасс любой конфигурации, а в случае исчезновения необходимости в связи с данными пунктами также оперативно свернута. Поскольку объем переотражения расположен достаточно высоко, то перехват сообщений в пунктах, расположенных внутри интервала связи, как правило, затруднителен. По этой причине можно организовать линию связи даже над враждебными территориями без опасения, что недоброжелатели ей помешают или перехватят передаваемые сообщения.

Важным преимуществом систем ДТС выступает возможность применения невысоких антенн (порядка нескольких метров). Это позволяет размещать их на автомобилях, и вся система получается достаточно мобильной. Это позволяет не строить дорогостоящих стационарных мачтовых опор, а достаточно оперативно и без особых трудностей разворачивать линию вдоль нужного направления, состоящую из нескольких интервалов. В случае необходимости линия может быть быстро свернута, или изменена ее конфигурация. Таким образом, системы ДТС в условиях Ближнего Востока могут быть развернуты над обширными пустынными территориями к востоку от населенных прибрежных районов.

В следующем разделе будут рассмотрены методы повышения помехоустойчивости связи, а также модели сигналов и помеховой обстановки, которые будут использованы при разработке новых методов и алгоритмов для повышения качества передачи информации.

1.3. Модели сигналов и помеховой обстановки и методы повышения помехоустойчивости передачи

Варианты сочетаний видов сигналов и факторов помеховой обстановки весьма разнообразны и, как правило, требуют отдельного подхода в каждом случае. В связи с этим в данном параграфе ограничим круг рассматриваемых моделей сигналов и помеховой обстановки, в котором будут производиться исследования, а также рассмотрим известные методы повышения помехоустойчивости передачи сигналов в этих условиях.

В настоящее время преобладающей тенденцией развития систем связи является использование цифровых сигналов в новых системах и переход по мере возможности от аналоговых сигналов к цифровым ([1,3,4,7,8,49-53]). Используемый вид модуляции является одним из определяющих факторов помехоустойчивости каждой системы связи ([3,4,7,54,55, 56]). Как известно,

простейшим цифровым сигналом является сигнал, в котором каждый символ переносит один бит информации. С точки зрения вероятности появления ошибочного бита при когерентном детектировании в условиях воздействия аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) среди соответствующих видов модуляции преимуществами обладает двоичная фазовая манипуляция (BPSK). При использовании этого вида модуляции по системе связи может передаваться один из двух вариантов символов, представляющих собой временные отрезки длительностью T несущего колебания постоянной частоты ω_H . Сигнал в i -тый момент времени при этом может быть описан, как:

$$s(t) = \sum U(t - iT) \cos(\omega_H t + \varphi_i + \varphi_0), \quad \text{где } U(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T; \\ 0, & t > T. \end{cases}$$

Фазы φ_i двух вариантов различаются на 180° , каждый из них соответствует одному из двух значений передаваемого логического сигнала. (Начальную фазу φ_0 несущей можно в общем случае приравнять нулю.) При рассмотрении различных методов и алгоритмов обработки (в разделах 3 и 4) данная модель передаваемых сигналов будет принята в качестве основной.

Многие виды модуляции, применяемые в современных системах (такие, как QPSK, QAM и т.д.) в одном символе переносят несколько бит информации. В то же время при использовании различных видов кодирования количество символов, передаваемых по линии связи, превышает количество бит информации, поступающих на вход передатчика от информационного источника. В этом случае среднее количество информации, приходящееся на один символ, меньше одного бита.

В случае использования в системе связи разнесенной передачи и приема передаваемый в каждый момент времени сигнал будет рассматриваться, как многомерная величина. В качестве основного показателя помехоустойчивости связи в работе будет использоваться вероятность битовой ошибки (при необходимости будет рассматриваться вероятность символьной ошибки). Поскольку передача ведется по каналам с переменными по времени параметрами, то также в качестве показателя будет использоваться достоверность передачи,

понимаемая как процент времени определенного сеанса наблюдения, в течение которого вероятность ошибки была не хуже заданной величины. В качестве вспомогательного параметра оценки помехоустойчивости будет использоваться отношение «сигнал/шум», понимаемое как отношение средних мощностей полезного сигнала и шума на входе приемного устройства. Достоверность передачи в этом случае понимается как процент времени сеанса наблюдения, в течение которого отношение «сигнал/шум» было не хуже заданной величины.

Помеховая обстановка складывается из ряда составляющих и определяет особенности помех, действующих на сигнал. Для анализа видов и параметров помех рассмотрим причины и источники их возникновения. Их удобно разделить на внутренние факторы и внешние факторы ([57-63]). Определяющим компонентом внутренних факторов выступает воздействие шумов. При работе электронных блоков аппаратуры возникают шумы различного вида и характера (тепловой, флуктуационный и др.), однако обычно полагается, что основное влияние на помехоустойчивость оказывает тепловой шум. Ширину его энергетического спектра можно считать равной ширине амплитудно-частотной характеристики приемного тракта (АЧХ). Хотя форма энергетического спектра шума определяется формой АЧХ приемного тракта конкретной станции, однако обычно ее полагают равномерной. Распределение мгновенных значений шума подчиняется гауссову закону. Характер воздействия шума – аддитивный, т.е. текущие значения шумового напряжения складываются с текущими значениями сигнала. Внешние факторы помеховой обстановки имеют существенно более сложную структуру. В них имеются как аддитивные, так и мультипликативные составляющие.

К шумам природного происхождения относятся помехи, обусловленные грозовыми разрядами в атмосфере; шум, обусловленный тепловым излучением Земли; шум, обусловленный флуктуационным характером поглощения радиоволн в атмосфере Земли и шум, обусловленный излучением внеземных источников (шум космического пространства). Иногда сюда же относят собственный шум сопротивления потерь антенны, имеющий характер теплового шума активного

сопротивления. Шумы имеют весьма широкий спектр, однако в пределах полосы пропускания радиоприемников спектральные плотности этих шумов постоянны, и шумы также можно считать белыми. Шум, обусловленный излучением внеземных источников, зависит от углового положения максимума диаграммы направленности антенны. Его можно разделить на фоновый шум, интенсивность которого для узкополосных антенн в пределах ширины диаграммы направленности антенны практически постоянна, и шум дискретных источников излучения. Разные участки небесной сферы характеризуются разной интенсивностью шума. Основными источниками дискретных шумов являются Солнце и в меньшей степени Луна.

Тепловой шум атмосферы обусловлен флуктуационным характером рассеяния радиоволн кислородом и парами воды в атмосфере, и его интенсивность значительно возрастает, начиная с области частот порядка 5000 МГц и выше. Шум зависит от ориентации антенны и увеличивается по мере приближения максимума диаграммы направленности к горизонту. В шумовой уровень вносит свою долю излучение Земли, поскольку ее нагретая поверхность также является источником шума, но эту составляющую следует учитывать лишь в случае, когда заметная доля ширины главного лепестка антенны направлена на земную поверхность. Источником атмосферных помех являются многочисленные грозовые разряды, происходящие одновременно в различных районах планеты.

Внешние помехи искусственного происхождения возникают в основном от индустриальных источников и от других работающих радиостанций. Основные доли сюда вносят системы зажигания автомобилей, линии электропередач и мощные промышленные установки (электромоторы, дуговая сварка и т.п.). Системы зажигания излучают сигналы импульсного характера, после сложения большого числа импульсных сигналов в полосе приема суммарный сигнал приобретает свойства случайного шумового. Подобными же свойствами обладают помехи от линий электропередач, в которых источниками помехового излучения выступают разряды, хаотически возникающие на поверхностях проводников и изоляторов линии. Основная мощность таких помех лежит в более

низкочастотной спектральной области, чем помехи от систем зажигания. Действие рассмотренных видов промышленных помех сходно с внутриаппаратурным шумом, с которым они складываются. Если они имеют заметный уровень, могут быть учтены корректировкой значения АБГШ. Мгновенные значения внутриаппаратурных шумов каждого разнесенного приемника полностью некоррелированы в разных ветвях разнесения, так как возникают в различных узлах аппаратуры.

Существенно большим разнообразием отличаются возможные помехи от внешних радиотехнических источников, таких, как радиовещательные, телевизионные и другие передатчики, радиолокационные и радионавигационные станции. В связи с высокой чувствительностью приемников заметное воздействие могут оказывать и источники помех загоризонтного расположения.

Заметный уровень могут иметь узкополосные помехи синусоидального характера постоянного уровня. Их основная мощность сосредоточена в достаточно узкой спектральной полосе. Причиной могут служить разнообразные гармоники и комбинационные частоты радиоизлучающих средств, недостаточно подавленные соответствующими фильтрующими системами. Частоты помех могут быть как постоянными, так и перемещающимися по частотной оси. В случае использования пространственно-разнесенного приема мгновенные значения помеховых составляющих от посторонних радиопередатчиков также оказываются коррелированными в различных каналах разнесения. Таким образом, в основные виды помех, влияющих на помехоустойчивость передачи информации, можно выделить следующие: АБГШ; импульсные помехи со случайными параметрами; узкополосные помехи (комплекс узкополосных помех). Необходим учет коррелированности составляющих в разных приемниках разных при пространственном разнесении в значительном уровне внешней помехи.

Воздействие внешних мультипликативных помех проявляется в нежелательном изменении параметров и мгновенных значений передаваемого сигнала и приводит к его искажениям. Уменьшить их негативное влияние возможно увеличением энергетического потенциала станций. В то же время

воздействие быстрых замираний можно снизить модификацией методов и алгоритмов обработки сигналов без увеличения энергетического потенциала станций. Поэтому в работе будет детально рассматриваться механизм возникновения искажений, обусловленный воздействием «гладких» и частотно-селективных быстрых замираний уровня сигнала, ухудшающих помехоустойчивость связи, и возможности снижения их негативного влияния.

Интерференция приходящих в точку приема радиоволн, которая является причиной возникновения быстрых замираний, возникает из-за постоянно меняющихся фазовых соотношений разных составляющих, пришедших по различным путям. Это справедливо как для нескольких выраженных радиолучей (дискретная многолучевость), так и при большом количестве слабых лучей, относительные фазовые различия которых выражены в меньшей степени (непрерывная многолучевость). Величина различных фазовых сдвигов радиоволн, пришедших по разным траекториям, будет изменяться на разных частотах. В результате коэффициент передачи канала в один и тот же момент времени на разных частотах также будет различаться. Поскольку свойства и положение переизлучателей изменяются по времени случайным образом, то случайным образом будет изменяться и форма частотной характеристики канала передачи. На близких частотах эти изменения происходят достаточно синхронно, а на определенном расстоянии по частотной оси (равному радиусу частотной корреляции R_F) изменения величины коэффициента передачи становятся практически некоррелированы.

Замирания могут быть отнесены к «гладким» или частотно селективным в зависимости от соотношения полосы частотного спектра Π_C передаваемого сигнала и величины радиуса частотной корреляции замираний. Если полоса частот сигнала меньше радиуса частотной корреляции, то замирания относятся к «гладким». При этом можно считать, что все спектральные составляющие передаваемого сигнала под действие замираний изменяются одновременно и одинаковым образом. Во временной области это приводит только к изменению уровня сигнала и фазового сдвига его несущей. Изменений формы сигнала при

этом не происходит. Основной негативный эффект снижения помехоустойчивости передачи из-за «гладких» замираний проявляется в том, что в отдельные интервалы времени уровень принимаемого сигнала становится недопустимо малым. В цифровых системах при этом значительно возрастает вероятность ошибки, качество связи резко ухудшается вплоть до ее срыва.

Если полоса спектра сигнала больше, чем радиус частотной корреляции, то в результате замираний отдельные фрагменты спектра сигнала замирают по-разному. Это приводит к значительным искажением формы спектра принимаемого сигнала. В случае использования цифровых сигналов подобные изменения спектра ведут во временной области к изменениям формы огибающей каждого символа, в основном, выражающемся в его удлинении по времени. В случае отсутствия защитных интервалов между символами происходит наложение на каждый символ предыдущего символа (а в общем случае нескольких предыдущих символов). Это приводит к межсимвольным искажениям (межсимвольной интерференции – МСИ) и значительно ухудшает качество связи.

Известны различные модели замираний. В работе будет использоваться четырехпараметрическая модель распределения значений коэффициента передачи при «гладких» замираниях, которая включает, как частные случаи, большинство практически известных вариантов распределений (47,59,62]). В общем виде при «гладких» замираниях случайно изменяющийся комплексный коэффициент передачи может быть описан вектором на комплексной плоскости, действительная и мнимая составляющие которого имеют гауссовы распределения с различными параметрами ($m_x, m_y, \sigma_x, \sigma_y$ – математические ожидания и среднеквадратические отклонения этих распределений).

В общем виде плотность распределения модуля этого распределения имеет достаточно сложный вид:

$$\omega(U) = 2UN_x N_y \exp\left(\frac{U^2}{2\sigma_x^2}\right) \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} [K_x^i K_y^j U^{2(i+j)} / i! j! (i+j)!] {}_1F_1[(i+0,5); (i+j+1); (1/2\sigma_x^2 - 1/2\sigma_y^2)U^2],$$

$$\text{где } N_X = \frac{1}{\sigma_X \sqrt{2}} \exp\left(-\frac{m_X^2}{2\sigma_X^2}\right), N_Y = \frac{1}{\sigma_Y \sqrt{2}} \exp\left(-\frac{m_Y^2}{2\sigma_Y^2}\right), K_X = \frac{m_X^2}{4\sigma_X^4}, K_Y = \frac{m_Y^2}{4\sigma_Y^4},$$

${}_1F_1$ – вырожденная гипергеометрическая функция.

Плотность распределения фазы φ в общем случае подчиняется закону:

$$\omega(\varphi) = \frac{\sigma_X \sigma_Y \exp\left(-\frac{m_X^2}{2\sigma_X^2} - \frac{m_Y^2}{2\sigma_Y^2}\right)}{2\pi(\sigma_Y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_X^2 \sin^2 \varphi)} \{1 + k\sqrt{\pi} \exp(k^2) [1 + \Phi(\sqrt{2}k)]\},$$

$$\text{где } k = \frac{\cos \varphi m_X \sigma_Y^2 + \sin \varphi m_Y \sigma_X^2}{\sigma_X \sigma_Y \sqrt{\sigma_Y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_X^2 \sin^2 \varphi}}; \Phi - \text{ функция Крампа.}$$

Однако подавляющую часть времени плотность распределения модуля соответствует одному из частных случаев, описываемых более простыми выражениями, в частности:

- релеевское распределение (при $m_X=m_Y=0, \sigma_X=\sigma_Y=\sigma$):

$$\omega(U) = (U/\sigma^2) \exp(-U^2/2\sigma^2);$$

- обобщенно-релеевское распределение (распределение Рэлея-Райса, при $m_X \neq 0, m_Y=0, \sigma_X=\sigma_Y=\sigma$):

$$\omega(U) = (U/\sigma^2) \exp[-(U^2 + m_X^2)/2\sigma^2] I_0(m_X U/\sigma^2),$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;

- усечено-нормальное распределение (при $m_X=m_Y=\sigma_Y=0, \sigma_X=\sigma$):

$$\omega(U) = (\sqrt{2}/\sigma\sqrt{\pi}) \exp(-U^2/2\sigma^2).$$

Основную долю времени наблюдаются замирания, описываемые релеевским распределением и близкими к нему (Фаза комплексного коэффициента передачи при этом распределена равномерно в интервале: $0 \div 2\pi$). Обобщенно-релеевское распределение имеет место в случае присутствия выраженных слоистых неоднородностей в объеме переизлучения. При усечено-нормальном распределении наблюдаются наиболее глубокие замирания. Глубина замираний на трассах связи определяется, как: $N_{0,1/0,9} = 20 \lg(U_{0,9}/U_{0,1})$, где $U_{0,1}$ и $U_{0,9}$ – децили интегральной функции распределения, которые соответствуют ее уровням, равным 0,1 и 0,9.

При разнесенном приеме на приемной стороне выделяются несколько копий, по-разному пораженных замираниями. Параметры разнесения выбираются такими, чтобы замирания в разных ветвях были независимыми. При пространственном разнесении расстояние между разнесенными антеннами может составлять до десятков длин волн, При частотном разнесении каналы приема-передачи разносятся по частотной оси на расстояние, большее, чем интервал частотной корреляции. Вид распределения при разнесенном приеме, как правило, один и тот же в каждой ветви и соответствует одному из вышерассмотренных.

При частотно-селективных замираниях составляющие коэффициента передачи, удаленные на величину радиуса частотной корреляции замирают независимо, при этом широкополосный канал с определенными приближениями можно рассматривать как совокупность узкополосных каналов с примыкающими одна к другой полосами пропускания, коэффициенты передачи в которых замирают независимо и распределены по четырехпараметрическому закону.

Воздействие шума и внешних помех снижает помехоустойчивость связи вплоть до полного ее срыва. Для борьбы с этим используются различные методы повышения помехоустойчивости. Обычно предпринимается ряд мер, как технического, так и организационно-экономического порядка. Для снижения влияния внешних помех от других радиостанций могут согласовываться расписание работы, частотные планы работы и пространственная ориентация антенн. Для повышения устойчивости к шумам и близким к ним по свойствам внешним шумовым помехам применяется оптимальный радиоприем и кодирование цифровых сигналов. В отношении внешних помех других видов при обработке сигналов максимально учитываются отличия вида и параметров полезного сигнала и помех.

Оптимальный прием основан на применении согласованных фильтров с частотной характеристикой, соответствующей форме спектра элементарной посылки сигнала. В случае использования корреляционной обработки с видом сигнала согласуются напряжения опорных генераторов, подаваемые на соответствующие корреляторы. Однако в большинстве случаев этого

недостаточно, поэтому приходится вводить избыточность в передаваемые сигналы, которая реализуется в виде кодирования и в виде разнесенной передачи.

В цифровых системах передачи все виды шумов и помех приводят к ухудшению качества связи, выражающейся в наличии ошибок, а методы повышения помехоустойчивости – в противодействии этому негативному факту. Вводимая избыточность дает возможность исправлять часть ошибок. Здесь имеют значение особенности появления ошибочных символов. Если факт появления ошибки зависит от появления предыдущей ошибки, то может наблюдаться группирование ошибок, т.е. в определенные интервалы среднее количество ошибок значительно возрастает. В этом случае исправляющей способности кода может не хватать для борьбы с ними и надежность связи резко падает.

Все коды, исправляющие ошибки основаны на использовании введенной избыточности ([3,4,7,70-92]). Добавляются дополнительные символы, которые определенным образом связаны с информационными символами, которые требуется передать. После кодирования получаемая последовательность становится структурированной, приобретая дополнительные внутренние связи. Правило введения избыточных символов определяет вид кодирования. В соответствии с этим коды, исправляющие ошибки, могут быть разделены на два класса: блочные и сверточные коды. Обе системы нашли применение и зачастую используются совместно.

При блочном кодировании каждый блок информационных символов обрабатывается независимо от других. Получаемые кодовые слова не зависят друг от друга, т.е. блочное кодирование является операцией «без памяти», но внутри блока строгая зависимость имеется. Блочные коды применяются как в простых модификациях, так и достаточно сложных (недвоичные коды Рида-Соломона). На основе того, что связь между информационной частью блока и введенной избыточной проверочной частью известна, в случае обнаружения их несоответствия могут определяться положение поврежденных символов и находится их правильное значение.

Сверточные коды для исправления ошибок используют непрерывную последовательную обработку информации, причем в каждый момент используется короткие фрагменты передаваемой информационной последовательности. Сверточный кодер обладает памятью в том смысле, что символы на его выходе зависят не только от рассматриваемого очередного фрагмента информационной последовательности, но и от предыдущих символов. Для декодирования чаще всего применяется алгоритм Витерби. Это обусловлено тем, что при относительно несложных операциях в нем удастся реализовать «мягкое» декодирование, и в то же время показано, что он осуществляет обработку принятой последовательности согласно принципу максимального правдоподобия.

Скорость кодирования, понимаемая как отношение передаваемых информационных символов к общему числу символов после кодирования, в блоковых кодах регулируется достаточно просто путем введения нужного числа проверочных символов в блок. В сверточных кодах для получения возможности гибкой регуляции скорости кодирования применяется перфорация (выкалывание) части символов из сформированной кодовой последовательности. Это приводит к определенному снижению помехоустойчивости, но к увеличению скорости передачи. Применяются комбинации разных кодов и их сочетания (каскадное кодирование, турбо-кодирование). Используются виды кодирования, совмещенные с модуляцией (сигнально-кодовые конструкции).

В рамках технических средств повышения помехоустойчивости в случае, если она недостаточна, может быть применено повышение мощности передатчиков станций, хотя бы на отдельных участках. Однако эта мера применяется редко, т.к. не всегда имеется такая техническая возможность, кроме этого это может мешать другим радиосредствам и ухудшать электромагнитную обстановку.

Для борьбы с «гладкими» замираниями эффективны различные виды разнесения. Кроме рассмотренных частотного и пространственного видов может применяться угловое разнесение в случае использования достаточно

узкополосных антенн. В антенне формируется два отдельных направления приема-передачи, направленные на несколько разных областей пространства. В этом случае образуются два разных объема переизлучения, колебания уровня отраженных сигналов от них изменяются независимо.

Разнесенный прием позволяет улучшить помехоустойчивость по двум причинам. Первая заключается в том, что возрастает среднее отношение «сигнал/шум», а, следовательно, снижается вероятность ошибки. После фазирования полезные составляющие разнесенных сигналов складываются «в фазе», а шумовые составляющие – случайным образом. (В случае, например, двукратного разнесения при одинаковых уровнях полезных сигналов отношение «сигнал/шум» может увеличиться на 3 дБ). Кроме возрастания среднего уровня сигналов также снижается длительность срывов связи из-за воздействия быстрых замираний и их глубина. Срыв связи наступит, только если одновременно во всех каналах разнесения произошло замирание. Поскольку колебания коэффициента передачи в каналах происходят независимо, то вероятность одновременных замираний сразу во всех каналах существенно ниже, чем по отдельности в каждом из них. Принятая совокупность разнесенных сигналов объединяется в один сигнал с помощью различных схем комбинирования.

При использовании автовыбора из всех принятых разнесенных сигналов выбирается один по какому-либо признаку (максимальный уровень, максимальное отношение «сигнал/шум», и т.п.). При линейном сложении с одинаковыми весовыми коэффициентами складываются все принимаемые разнесенные сигналы, начальные фазы которых предварительно выравнены. Наилучшими характеристиками обладает оптимальное сложение, при котором весовые коэффициенты выбираются различными в соответствии с текущими значениями отношения «сигнал/шум» в каждом из принятых разнесенных сигналов. Техническая реализация подобного вида комбинирования сложнее, чем линейного сложения. Вид распределения уровня сигнала после комбинирования изменяется.

Разнесенный прием может использоваться и для борьбы с различными видами внешних помех нешумоподобного характера. При частотном разнесении одновременное поражение помехой всех каналов разнесения достаточно маловероятно. Отключение пораженных каналов на время воздействия помехи позволит избежать срыва связи в остальных каналах.

При угловом разнесении основная мощность разнесенных сигналов приходит из разных областей пространства. Если сигнал от источника помехи обладает достаточной интенсивностью, то сам источник находится в направлении одного из главных лепестков диаграммы направленности. Другие лепестки его не захватывают, следовательно помеха в них будет невелика и передачу информации можно производить именно по этим каналам разнесения. При пространственном разнесении может быть использован принцип компенсации помех ([4,17,57,58]). Принцип компенсации помех основан на организации вспомогательного канала приема, в котором соотношение помехи и сигнала отличается от основного канала приема. Наилучшим вариантом здесь является прием по вспомогательному каналу только помехового сигнала. При этом производится его амплитудно-фазовая регулировка по помеховой составляющей основного сигнала таким образом, чтобы он стал с ним совпадать. В результате дальнейшего вычитания убирается либо значительно снижается помеховая составляющая из основного сигнала. Принцип компенсации при использовании пространственного разнесения может быть применен даже при отсутствии специального вспомогательного канала приема. В этом случае его роль исполняет один из разнесенных каналов. Если кратность разнесения больше двух, то возникает возможность компенсировать помехи от нескольких внешних источников.

Для борьбы с межсимвольными искажениями, возникающими из-за частотно-селективных замираний, может быть предпринят ряд мер. Могут быть сформированы символы с короткими «хвостами», уровень которых после окончания длительности символа минимален и не оказывает вредного воздействия на последующие символы. Могут быть также применены фильтры, частично выравнивающие искаженную частотную характеристику канала

передачи (эквалайзеры). При этом из значения каждого принятого символа вычитается взвешенная сумма задержанных предыдущих символов, коэффициенты которой вычисляются на основе специальных тестовых сигналов, периодически передаваемых по каналу. При использовании сверточного кодирования соответствующие поправки могут вноситься при вычислении метрик переходов решетки.

Однако известные меры обеспечения необходимой помехоустойчивости связи и ее повышения в сложной помеховой обстановке зачастую не обеспечивают требуемого качества передачи информации, в том числе в разнообразных условиях Палестины. Это требует разработки новых алгоритмов обработки сигналов в системах передачи, работающих в условиях внешних и внутренних помех. Для учета особенностей работы в следующей главе будет в качестве примера произведен расчет тропосферной линии передачи с целью выявления особенностей ее функционирования и изучения возможностей улучшения качественных показателей.

1.4 Выводы

1. Произведен обзор условий работы систем связи в регионе Палестины с учетом географическо-климатических условий региона. Анализ может служить основой для выбора вида системы передачи в различных условиях.
2. Рассмотрены различные виды линий передачи и их особенности и указаны части региона, где предпочтительнее применять тот или иной вид линии передачи.
3. Выбраны модели сигналов и рассмотрены необходимые параметры помеховой обстановки, характеризующей условия работы систем передачи. Также проведен краткий обзор методов повышения помехоустойчивости передачи информации в системах связи.

2. Возможности использования систем с параллельными каналами передачи в условиях Палестины

В данной главе будет проведено рассмотрение передачи по параллельным каналам, и возможности ее реализации в перспективных загоризонтных тропосферных системах с разнесенным приемом, в качестве примера проведен анализ и расчет возможностей интервала тропосферной системы. Очерчен круг основных технических параметров, определяющих работу системы, рассмотрена методика их подробного расчета, произведен собственно расчет для двух интервалов разной длительности, проанализированы возможные меры по повышению помехоустойчивости передачи, которым посвящены дальнейшие главы.

2.1. Требования к надежности передачи информации

Качество работы линий передачи информации определяется рядом технических параметров ее аппаратуры и должна удовлетворять определенным требованиям, накладываемым на надежность передачи ([1,2,5,95]). Среди основных технических параметров необходимо выделить следующие:

- Диапазон рабочих частот или длин волн ($f_{MIN} \div f_{MAX}$ или $\lambda_{MIN} \div \lambda_{MAX}$).
- Мощность передатчика ($P_{ПРД}$).
- Коэффициент усиления, коэффициент использования и КПД антенн ($G, k_{исп}, \eta_A$).
- Потери усиления антенн (ΔG).
- Ослабление сигнала в антенно-фидерных трактах (k_Φ).
- Полоса частот тракта усиления приемника (Δf) и скорость передачи информации.
- Коэффициент шума приемного устройства (N_S).

- Расстояние между антеннами (R_0) и характер подстилающей поверхности.
- Состояние атмосферы и сезоны года, во время которого должны обеспечиваться требуемые характеристики передачи.
- Наличие средств повышения помехоустойчивости (выбор наилучшей рабочей частоты из имеющегося диапазона частот; использование методов разнесения; использование методов кодирования).

Требования, накладываемые на качество передачи информации с использованием цифровых сигналов, касаются следующих показателей:

1. Вероятность битовой или символьной ошибки, а в случае использования кодов с исправлением ошибок следует рассматривать этот показатель до исправления ошибок и после него.
2. Достоверность передачи (γ), т.е. процент времени работы линии, в течение которого вероятность ошибки не хуже определенной величины, обусловленной заданными требованиями. Достоверность определяется либо в среднем за самый плохой (в смысле прохождения сигналов) месяц работы, либо в наихудший период самого плохого месяца.

Таким образом, для обеспечения требуемых качественных характеристик связи необходимо, чтобы уровень сигнала на входе приемника $P_{ПРМ}$ был не менее требуемого для обеспечения необходимой достоверности. Как известно ([25-27,94]), уровень сигнала $P_{ПРМ}$ (в децибелах) на входе приемника равен:

$$P_{ПРМ} = P_{ПРД} - L_{СВ} + G_1 + G_2 - \Delta G - V_M - V_{ММ} - V_B, \quad (2.1)$$

где $L_{СВ}$ – множитель ослабления в свободном пространстве; G_1 и G_2 – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн; ΔG – потери усиления антенн, обусловленные особенностями распространения радиоволн по каналу передачи; $V_{ММ}$ – множитель, учитывающий ослабление сигнала в тропосфере; V_M и V_B – множители, учитывающие необходимый запас на медленные и быстрые замирания. В случае, если достоверность определяется по результатам, усредненным за месяц, то можно пользоваться единым обобщенным множителем $V_{БМ}$, определяющим запас одновременно и на медленные, и на быстрые замирания. Величины V_M и V_B определяются статистическим характером

медленных и быстрых замираний, в качестве наиболее распространенных моделей которых используются логарифмически-нормальное распределение и распределение Релея. В случае использования методов разнесения (и, в частности, метода автовыбора выбора наилучшей по коэффициенту передачи рабочей частоты из определенного набора частот) глубина быстрых замираний уменьшается, уменьшается и величина требуемого запаса на быстрые замирания.

Если загоризонтная линия передачи образована достаточно короткими интервалами, то прием сигналов возможен не только за счет механизма тропосферного распространения радиоволн, но и за счет дифракционного механизма огибания земной поверхности электромагнитными волнами. Сигнал в приемнике при этом определяется сложением этих двух составляющих. Поскольку флуктуации поля дифракционной составляющей изменяются существенно медленнее, чем флуктуации за счет быстрых замираний, то на интервалах времени, соизмеримых с периодом быстрых замираний, уровень дифракционной составляющей можно считать практически постоянным. В связи с этим наблюдающаяся глубина быстрых замираний может существенно снижаться.

Общая мощность шумов $P_{ш\sigma}$ на входе приемника определяется различными факторами. Для того чтобы обеспечивалась требуемая достоверность передачи, необходимо, чтобы в течение заданного процента времени вероятность ошибки не превышала заданных норм. Требование означает, что текущий сигнала не должен опускаться ниже значения, на определенную величину большего, чем уровень шумов на входе приемника. Эта величина определяется следующими факторами:

1. Используемым методом модуляции. Метод модуляции определит предельное значение отношения «сигнал/шум», падение ниже которого приведет к превышению допустимой вероятности битовой ошибки (Минимальное превышение уровня сигнала над уровнем шумов, равное q_{MIN}).

2. Эффективностью используемого метода кодирования. В зависимости от применяемого метода кодирования и мощности используемого кода

(исправляющей способности кода) часть ошибок исправляется, и средняя вероятность битовой ошибки снижается. Поэтому предельно допустимое отношение «сигнал/шум» q_{MIN} , при котором выполняются нормы на качество связи, также снижается.

Таким образом, чтобы соблюдались нормы на качество передачи, необходимо выполнение условия:

$$P_{ПРД} - L_{СВ} + G_1 + G_2 - \Delta G - V_{ММ} - V_M - V_B \geq P_{ШГ} + q_{MIN} .$$

При заданных значениях достоверности и вероятности ошибки с учетом применяемого метода модуляции можно объединить определение V_B и $P_{ШГ}$ и указать тот запас на замирания $V_{БЗ}$, при котором допустимая вероятность ошибки не будет превышена в проценте времени, равном γ . Тогда условие имеет вид:

$$P_{ПРД} - L_{СВ} + G_1 + G_2 - \Delta G - V_M - V_{ММ} \geq V_{БЗ} + q_{MIN} .$$

Каждое из слагаемых этой суммы имеет свои особенности. Методики их расчета также в значительной мере различны. В последующих разделах описаны методики расчета данных показателей. Часть методик сопровождается в качестве примера подстановкой некоторых значений параметров.

2.2. Методика расчета параметров загоризонтной системы с параллельными каналами передачи на примере тропосферной системы

В данном разделе будут рассмотрены пункты методики расчета технических параметров загоризонтной системы передачи по параллельным каналам в соответствии, которые составляют слагаемые формулы (2.1) и определяют помехоустойчивость системы.

2.2.1. Расчет ослабления в свободном пространстве

Ослабление в свободном пространстве (без учета поглощения радиоволн в среде распространения) определяется расстоянием между станциями интервала (R_0) и длиной волны на рабочей частоте (λ). При работе в диапазоне частот ослабление будет иметь различные значения на разных частотах. Его величина L_{CB} определяется формулой ([25, 42, 45,94,95]):

$$L_{CB} = 20 \lg \left(\frac{4\pi R_0}{\lambda} \right). \quad (2.2)$$

При расчетах можно использовать графики на рисунке 2.1. В качестве примера в таблице 2.1. приведены значения (в дБ) ослабления для ряда частот диапазона С (3,4-5,25 ГГц; 5,75-7,075 ГГц) для двух значений расстояния R_0 .

Таблица 2.1. Ослабление в свободном пространстве

$f, [\text{ГГц}]$	3,4	4,0	5,0	5,25	5,75	6,0	7,025
$R_0=100$ км	143,0	144,5	146,6	146,8	147,6	148,0	149,4
$R_0=200$ км	149,1	150,5	152,4	152,9	153,2	154,0	155,4

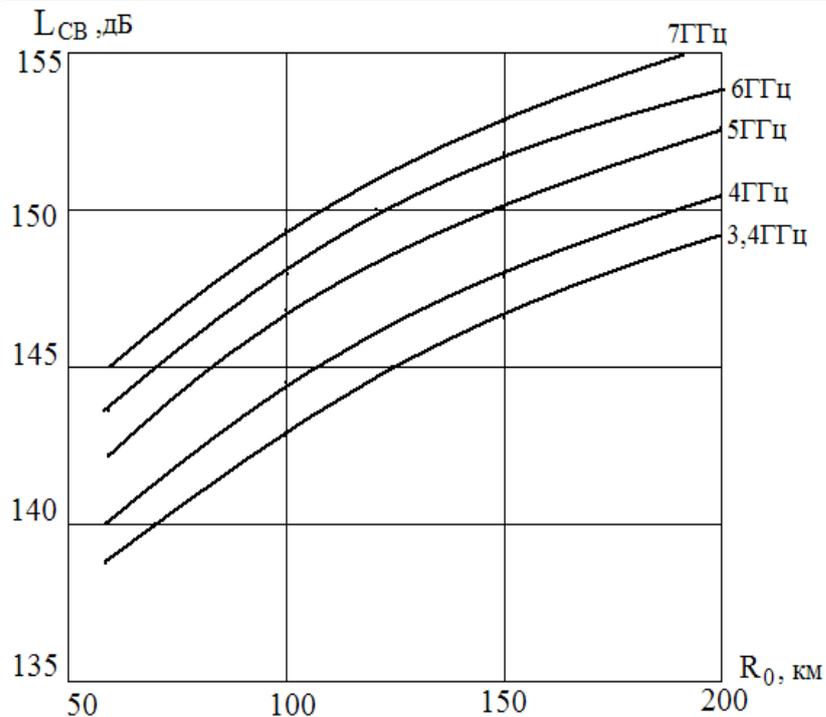


Рисунок 2.1 - Ослабление в свободном пространстве

2.2.2. Расчет коэффициентов усиления антенн, потерь усиления и множителя ослабления в тропосфере

При расчете эффективности антенных систем первоначально производится расчет коэффициентов усиления антенн, затем учитываются потери усиления, обусловленные особенностями тропосферного распространения радиоволн. Уровень принимаемого сигнала определяется количеством неоднородностей в объеме переизлучения. Для узконаправленных антенн их количество, участвующее в переизлучении, снижается. В результате коэффициент усиления антенн растет медленнее, чем их размер, что учитывается через величину потерь излучения ([43,44]). В тропосферных системах применяются, как правило, зеркальные антенны. При этом расчет коэффициента усиления каждой антенны производится по формуле ([94-96]):

$$G = 4\pi k_{ИСП} \eta_A \frac{S}{\lambda^2},$$

где $k_{ИСП}$ – коэффициент использования антенны; η_A – КПД антенны; S – площадь зеркала антенны. Потери усиления ΔG оцениваются на основе суммарного коэффициента усиления обеих антенн G_1+G_2 и с учетом рабочего диапазона частот. Оценки потерь носят статистический характер, различные технические источники информации дают близкие оценки. Согласно [25,26] потери усиления оценены в таблице 2.2:

Таблица 2.2. Потери усиления антенн

G_1+G_2 , дБ	60	70	80	90
ΔG , дБ	0	-4	-7	-10

В качестве примера произведем расчет для диаметра антенн 1,8 м, на крайних частотах рассматриваемого диапазона 3,4 ГГц и 7,075 ГГц и для типовых значений параметров $\eta=0,9$; $k_{ИСП}=0,5$. Полученные значения:

- коэффициент усиления на частоте 3,4 ГГц – $G=32,7$ дБ;

- коэффициент усиления на частоте 7,025 ГГц – $G=39,0$ дБ.

Оценка: $G1+G2=65,4$ дБ ; $\Delta G=-3$ дБ;

$G1+G2=78$ дБ ; $\Delta G=-7$ дБ.

Прохождение сигналов через тропосферу сопровождается также дополнительным ослаблением сигналов. Одним из факторов является длина волны используемых сигналов. Считается, что причиной уменьшения множителя ослабления при увеличении длины трассы является увеличение угла рассеяния при переотражении, что эквивалентно уменьшению коэффициента отражения, а также смещением вверх объема переизлучения, где интенсивность неоднородностей выражена слабее. Другие факторы обусловлены особенностями рельефа подстилающей поверхности и учитываются тем, что вместо истинного расстояния (R_0) между передатчиком и приемником берется эквивалентное расстояние ($R_{\text{Э}}$).

Рассчитаем эквивалентное расстояние между антеннами в соответствии с ([25,26,94-96]) по формуле для «стандартной» тропосферы:

$$R_{\text{Э}}=R_0+a_{\text{Э}}(\Delta_1+\Delta_2)=R+2a_{\text{Э}}\Delta,$$

где $\Delta=\Delta_1=\Delta_2$ – углы закрытия в конечных пунктах трассы (в радианах); $a_{\text{Э}}$ – эквивалентный радиус Земли ($a_{\text{Э}}=8500$ км); R_0 – истинное расстояние между антеннами. Для сферической подстилающей поверхности в отсутствии препятствий (равнинная поверхность пустынь и полупустынь Палестины): $\Delta = -h/R_{\text{ПР}} - 5,9R_{\text{ПР}}$ [км], где $R_{\text{ПР}}=\sqrt{(2a_{\text{Э}}h)}$, h – высоты антенн. Эквивалентное расстояние можно также получить из графиков на рисунке 2.2. ([24,25,94-96]).

Кроме постоянного по времени ослабления на уровень сигнала действуют также замирания, и множитель ослабления в тропосфере ($V_{\text{ММ}}$) определяет медианный уровень медленных замираний. Множитель ослабления имеет статистический характер. Исходя из многочисленных экспериментальных данных для определения множителя ослабления предлагаются графики, а также эмпирические формулы для его определения.

Формула для расчет множителя ослабления [24,25,94-96]):

$$V_{MM}, [\text{дБ}] = - (74 - 10 \lg \lambda, [\text{см}] + 0,05 R_{\text{Э}}, [\text{км}]).$$

На основе экспериментальных исследований в ([25]) предлагаются графики для оценки величины множителя ослабления (приведены на рисунке 2.3.)

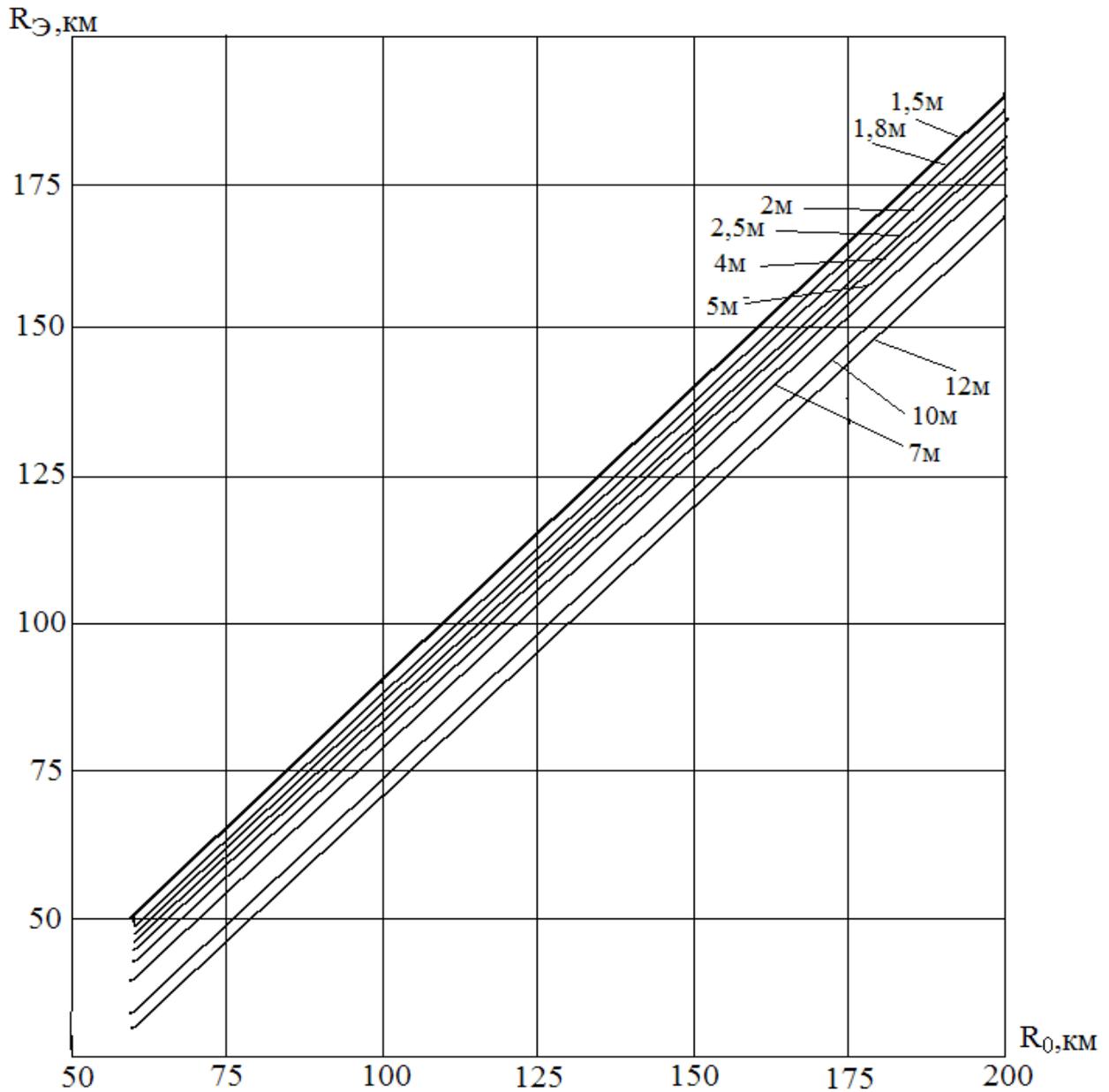


Рисунок 2.2 - Графики эквивалентного расстояния

Цифрами на графике отмечены кривые, соответствующие различным частотам: 1 – 100 МГц; 2 – 400 МГц; 3 – 1000 МГц; 4 – 4000 МГц; 5 – 7000 МГц.

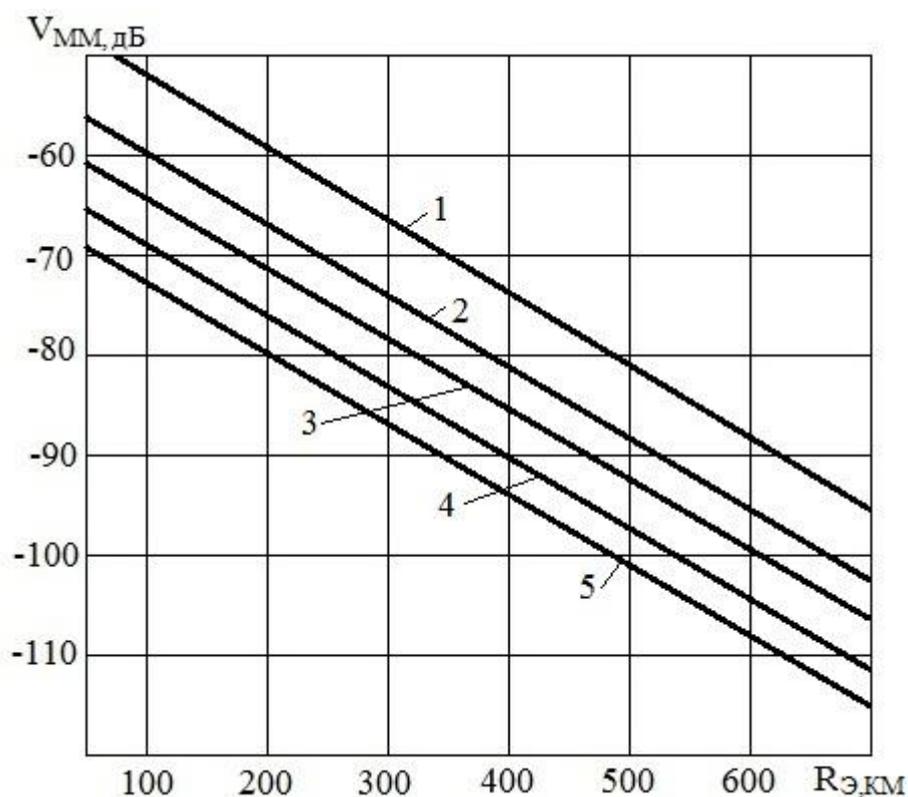


Рисунок 2.3 – Графики множителя ослабления

2.2.4. Расчет глубины быстрых и медленных замираний

Поскольку действие замираний проявляется в том, что уровень принимаемого сигнала непрерывно колеблется, то, чем выше требования на достоверность передачи, тем больший запас на замирания необходимо предусматривать. Его можно определить на основе модели распределения замираний, предложенной на основе экспериментальных наблюдений ([2,16,45,47]). Общеизвестной моделью медленных замираний в настоящее время является модель, описываемая логарифмически-нормальным распределением уровней сигнала, усредненных за определенный интервал времени (порядка нескольких минут). Модель быстрых замираний описывается распределением Релея и определяет распределение мгновенных уровней сигнала на интервале времени, в течение которого уровень медленных замираний можно считать постоянным.

Запас на быстрые замирания (V_B) отсчитывается от медианы быстрых замираний. Сама же медиана, являясь параметром распределения быстрых замираний, испытывает медленные замирания. Поэтому запас на медленные замирания (V_M) отсчитывается от медианы медленных замираний (V_{MM}). Для определения запаса используются графики ([25,26]), приведенные на рисунке 2.4. Сплошной линией обозначен график, описывающий распределение быстрых замираний.

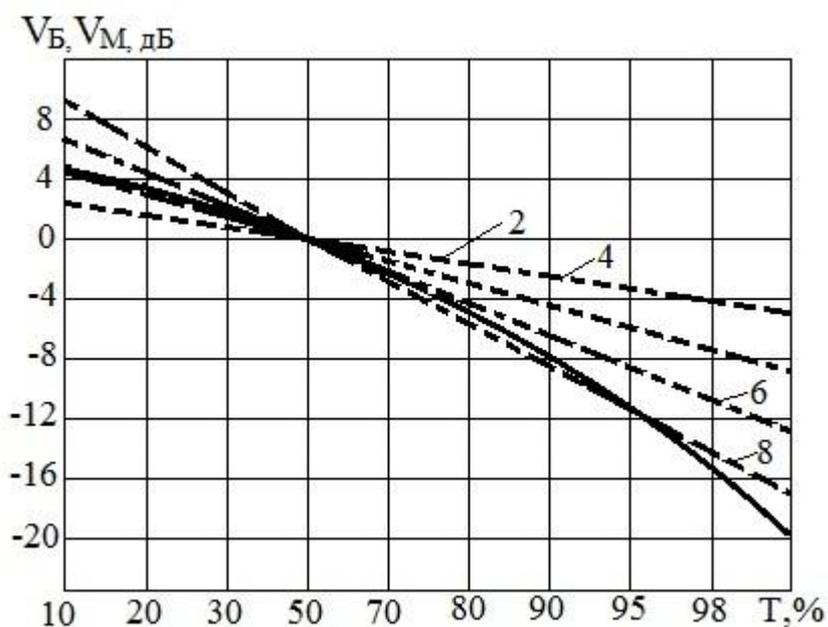


Рисунок 2.4 – Определение запаса на медленные замирания

Прерывистой линией обозначены графики, описывающие распределение медленных замираний для различных значений стандартного отклонения медленных замираний. Цифрами при этих графиках указаны значения стандартного отклонения в децибелах, относящиеся к каждому графику. Вдоль вертикальной оси рисунка отложены значения запаса V_M, V_B на замирания, отсчитываемые от соответствующего медианного значения. Вдоль горизонтальной оси отложен процент времени $T\%$, в течение которого значение данной величины (мгновенного значения уровня сигнала для быстрых замираний и текущего значения медианы быстрых замираний для медленных замираний) превышает уровень, определяемый данным значением запаса на замирания. Процент времени определяет достоверность передачи.

Для определения величины стандартного отклонения (σ_M) распределения медленных замираний используются графики, приведенные на рисунке 2.5. Исходными данными для использования этих графиков служат суммарное усиление антенн и величина эквивалентного расстояния между передатчиком и приемником, которые были определены в предыдущих разделах. Определенное по графикам рисунка 2.5 значение стандартного отклонения распределения быстрых замираний используется для выбора нужного графика на рисунке 2.4.

Если задан процент времени, в течение которого мгновенные значения уровня принимаемого сигнала должны быть выше некоторого минимального, определяемого шумовыми свойствами приемника и используемым видом модуляции, то с помощью сплошного графика на рисунке 2.2.4 определяется минимальный уровень медианы быстрых замираний, при котором обеспечивается заданная достоверность (т.е. превышение в децибелах над уровнем шумов).

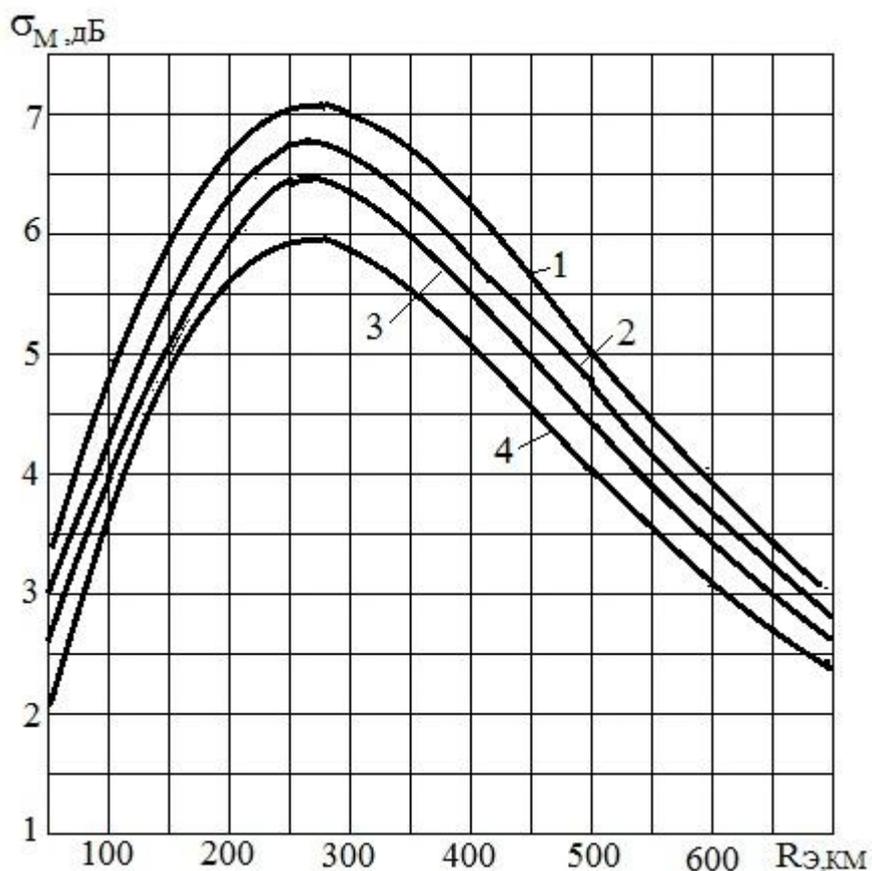


Рисунок 2.5. – Значения стандартного отклонения

Условно считается, что стационарность распределения быстрых замираний наблюдается на интервале, равном пяти минутам. На разных пятиминутных

интервалах значения медианы быстрых замираний будут различны. Если задан процент времени, в течение которого заданная достоверность (при быстрых замираниях) должна наблюдаться в течение достаточно длительного времени, например в течение наихудшего месяца, то с помощью одного из прерывистых графиков на рисунке 2.2.4 определяется запас на медленные замирания. Он укажет, насколько ранее определенный уровень медианы быстрых замираний должен отличаться от множителя ослабления в тропосфере (V_{MM}), т.е. от медианы медленных замираний.

2.2.5. Расчет уровня шумов на входе приемника и минимально допустимого отношения «сигнал/шум»

Шумовая составляющая на входе приемника складывается из нескольких компонент. Шумовая температура антенны определяется естественными природными источниками шума. Для остронаправленных антенн, ориентированных на участки неба без мощных дискретных источников космического излучения, шумовая температура антенны определяется по формуле ([25,26,94-96]):

$$T_A = \eta_A T_\Sigma + (1 - \eta_A) T_0, \quad 2.2.$$

где η_A – КПД антенны; T_Σ – температура характеризует восприятие антенной внешних излучений; T_0 – температура окружающей среды. Рассмотрим работу в нормальных условиях ($T_0=290$ К°). Принимаем $\eta_A=0,9$. Значение температуры T_Σ выбирается из графиков приведенных на рисунке 2.6. для разных значений θ ширины диаграммы направленности и частот рабочего диапазона. Цифрами обозначены графики, соответствующие следующей ширине диаграммы направленности: 1 – значение, близкое к 0° ; 2 – 5° ; 3 – 10° ; 4 – 30° ; 5 – 90° .

Для остронаправленных антенн ($\theta=1^\circ$) и крайних частот рассматриваемого диапазона, равных $f=3$ ГГц и $f=7$ ГГц, получаем:

- при $\theta=1^\circ, f=7$ ГГц, $T_\Sigma=100$ К°;
- при $\theta=1^\circ, f=3$ ГГц, $T_\Sigma=95$ К°.

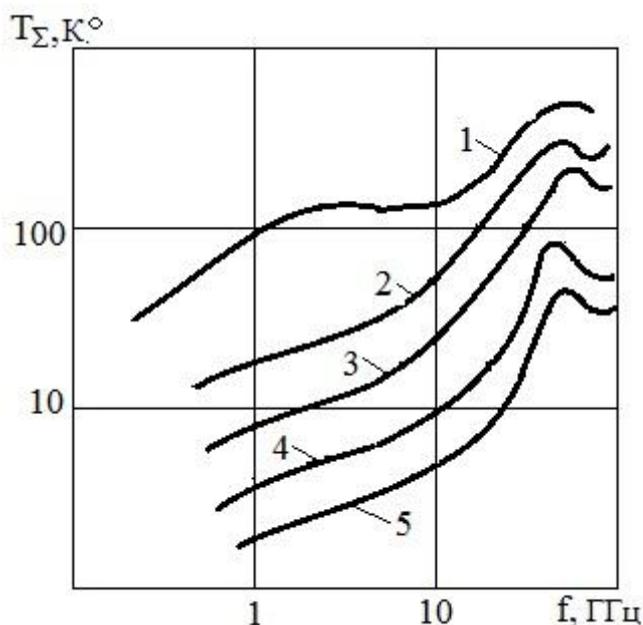


Рисунок 2.6 – Температура восприятия антенной внешних излучений

Тогда шумовая температура антенны равна:

- при $f=7$ ГГц, $T_A=115$ К°;
- при $f=3$ ГГц, $T_A=119$ К°.

Относительная шумовая температура определяется по формуле $t_A = T_A/T_0$ ([94-96]) и составляет: при $f=7$ ГГц, $t_A=0,397$; при $f=3$ ГГц, $t_A=0,41$.

Эффективная шумовая полоса равна $\Delta f_{\text{эфф}}=1,57\Delta f_{\text{п}}$, где $\Delta f_{\text{п}}$ – полоса пропускания тракта на уровне 0,7. Произведем расчет для значений полосы пропускания 460 кГц, 625 кГц и 920 кГц.

Результаты расчета:

- при $\Delta f_{\text{п}} = 460$ кГц $\Delta f_{\text{эфф}}=722$ кГц;
- при $\Delta f_{\text{п}} = 625$ кГц $\Delta f_{\text{эфф}}=981$ кГц;
- при $\Delta f_{\text{п}} = 920$ кГц $\Delta f_{\text{эфф}}=1444$ кГц.

Шумы, передаваемые из антенны на вход фидера определяются формулой:

$$P_{\text{ША}} = kt_A T_0 \Delta f_{\text{эфф}},$$

где $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/Кельвин – постоянная Больцмана.

Шумы антенны, прошедшие через фидер на вход приемника: $P_{шА,пр} = P_{шА} k_{\phi}$, где k_{ϕ} – коэффициент передачи фидера (согласно рекомендациям [25,26,94-96] можно принять $k_{\phi} = 0,9$). Шумы, генерируемые в фидере и поступающие на вход антенны:

$$P_{шФ} = kT_0 \Delta f_{\text{ЭФФ}} (1 - k_{\phi}).$$

Шумы, генерируемые в приемнике, и пересчитанные на его вход: $P_{ш,пр} = kT_0 \Delta f_{\text{ЭФФ}} (N_S - 1)$, где N_S – коэффициент шума входного малошумящего усилителя совместно с входной цепью.

Таким образом, общая мощность шумов определится формулой:

$$P_{ш\Sigma} = P_{шА,пр} + P_{шФ} + P_{ш,пр} = kT_0 \Delta f_{\text{ЭФФ}} [k_{\phi}(t_A - 1) + N_S].$$

Для различных сочетаний рассматриваемых параметров результаты расчетов будут составлять:

- $\Delta f_{\Pi} = 460$ кГц, $N = 2$ дБ, $P_{ш\Sigma} = 3,0 \cdot 10^{-15}$ Вт = $-145,3$ дБВт;
- $\Delta f_{\Pi} = 460$ кГц, $N = 2,5$ дБ, $P_{ш\Sigma} = 3,6 \cdot 10^{-15}$ Вт = $-144,4$ дБВт;
- $\Delta f_{\Pi} = 625$ кГц, $N = 2$ дБ, $P_{ш\Sigma} = 4,1 \cdot 10^{-15}$ Вт = $-143,9$ дБВт;
- $\Delta f_{\Pi} = 625$ кГц, $N = 2,5$ дБ, $P_{ш\Sigma} = 4,9 \cdot 10^{-15}$ Вт = $-143,1$ дБВт;
- $\Delta f_{\Pi} = 920$ кГц, $N = 2$ дБ, $P_{ш\Sigma} = 6,0 \cdot 10^{-15}$ Вт = $-142,2$ дБВт;
- $\Delta f_{\Pi} = 920$ кГц, $N = 2,5$ дБ, $P_{ш\Sigma} = 7,2 \cdot 10^{-15}$ Вт = $-141,4$ дБВт.

Минимально допустимое отношение «сигнал/шум» (q_{MIN}) зависит кроме шумовых свойств приемника также и от используемого метода модуляции. Оно должно быть на определенную величину больше, чем мощность шумов на входе приемника чтобы обеспечивалась определенная величина битовой ошибки. Для модуляции BPSK ([3,4]) соответствующая зависимость приведена на рисунке 2.7.

2.2.6. Расчет запаса на быстрые замирания

Расчет запаса на быстрые замирания совмещается с учетом минимального отношения «сигнал/шум», необходимого для обеспечения с необходимой достоверностью требуемой вероятности битовой ошибки. При этом возможно

учесть повышение достоверности передачи, возникающее при использовании метода выбора наилучшей рабочей частоты из нескольких возможных, и при использовании кодирования.

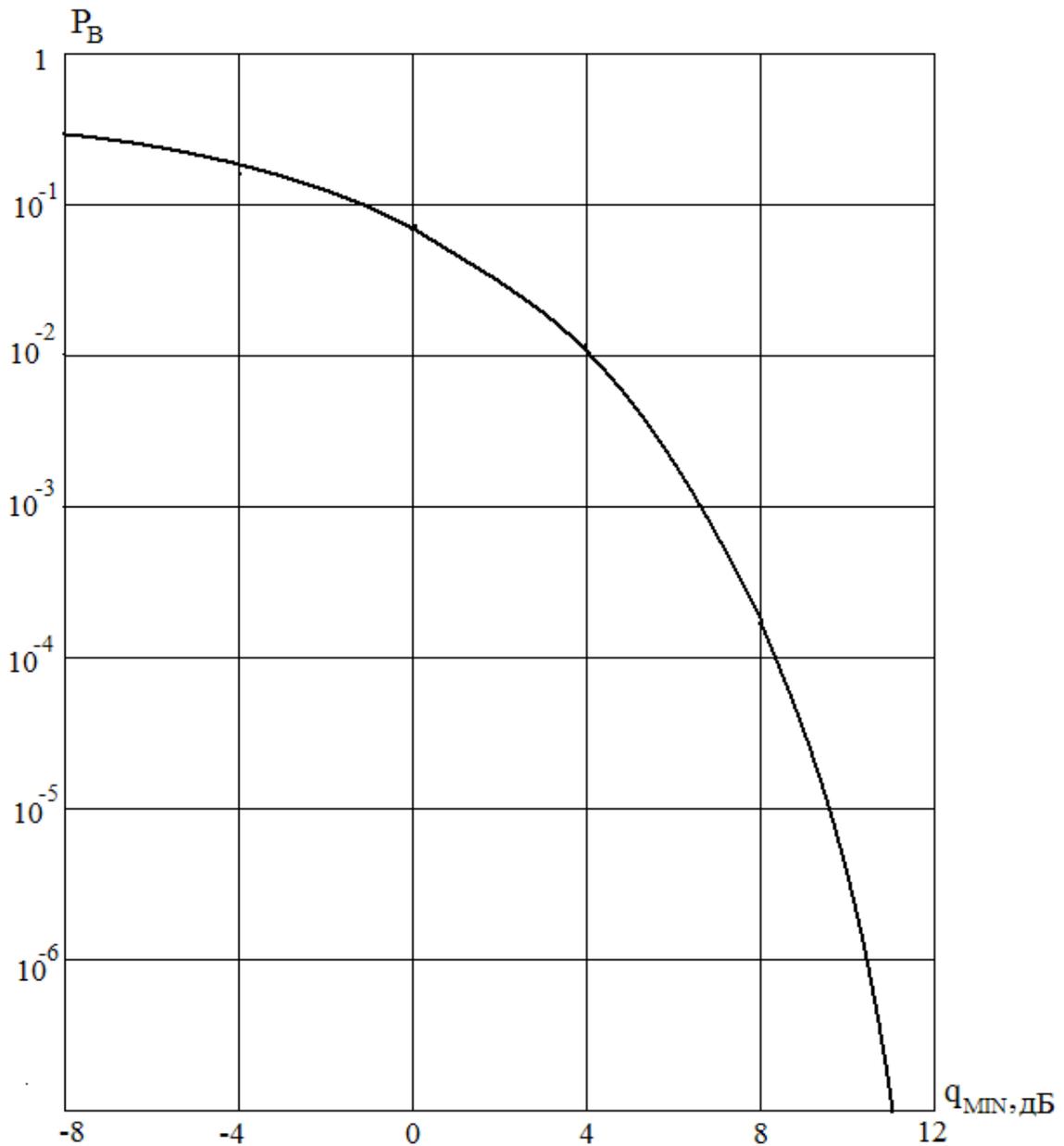


Рисунок 2.7 – Зависимость вероятности ошибки от отношения «сигнал/шум»

Величина необходимого запаса на быстрые замирания определяется требованиями на требуемый уровень качества передачи информации и на достоверность передачи (количество процентов времени, в течение которого качество передачи информации будет не хуже требуемого). В аналоговых

системах передачи информации требуемый уровень качества задается в форме минимально допустимого отношения «сигнал/шум».

В цифровых системах передачи информации основным способом определения уровня качества служит вероятность битовой ошибки (P_B). В связи с тем, что в результате замираний уровень сигнала на входе приемника непрерывно меняется, то меняется и вероятность ошибки. В связи с этим процент времени, в течение которого вероятность ошибки будет не выше заданной требованиями на качество передачи, будет определяться распределением мгновенных значений замирающего сигнала и зависимостью вероятности ошибки от мгновенного отношения «сигнал/шум» на входе приемника.

Основной моделью, определяющей распределение величины сигнала при быстрых замираниях, является модель, описываемая распределением Релея. При расчете трасс загоризонтной связи удобнее в качестве параметра релейевского распределения использовать не дисперсию, а квадрат медианного значения V_M быстрых замираний. Это обусловлено тем, что медиана быстрых замираний определяется мгновенным значением медленных замираний, запас на которые определяется на одном из этапов расчета. В этом случае плотность релейевского распределения текущих уровней U принимаемого сигнала имеет вид:

$$\omega(U) = \frac{1,38U}{V_M} \exp\left(-0,69 \frac{U^2}{V_M^2}\right).$$

Интегральное распределение, определяющее вероятность того, что текущий уровень сигнала будет превышать заданное значение U_t , будет иметь вид:

$$P\{U > U_t\} = 1 - \exp\left(-0,69 \frac{U_t^2}{V_M^2}\right) = \gamma[\%], \quad (2.3)$$

γ – достоверность (процент времени, в течение которого качество сигнала выше уровня, задаваемого нормами). Зависимость текущего значения вероятности битовой ошибки от текущего отношения «сигнал/шум» определяется используемым видом модуляции сигнала. Для метода BPSK эта зависимость определяется формулой:

$$P_B = \frac{1}{\sqrt{2\pi} q} \int_0^{\infty} \exp(-x^2 / 2) dx, \quad (2.4)$$

где q – текущее отношение «сигнал/шум».

Формула (2.3) показывает распределение отношения «сигнал/шум» и определяемую им достоверность передачи, формула (2.4) показывает вероятность битовой ошибки в зависимости от отношения «сигнал/шум». Совместно они определяют достоверность при заданном уровне битовой ошибки, либо же уровень битовой ошибки при заданной достоверности передачи. Однако прямое аналитическое выражение, связывающее величины P_B и γ , возможно получить только в виде бесконечного ряда, неудобного для практических расчетов. Для проведения расчетов получена номограмма, представленная на рисунке 2.8.

Номограмма построена следующим образом. На нижней горизонтальной оси отложены значения достоверности γ в процентах времени. По верхней горизонтальной оси отложены значения битовой ошибки. Сплошные линии образуют семейство графиков, каждый из которых соответствует конкретному значению отношения медианного значения уровня сигнала к среднеквадратическому значению шума в приемнике, т.е. запас на замирания $V_{БЗ}$ для быстрых замираний. (Приведены графики для запаса на замирания, равного 0дБ, 5дБ, 10дБ, 15дБ, 20дБ, 25дБ, 30дБ, 35дБ.) График, определяющий релейское распределение, обозначен штриховой линией и буквами «Р.Р.». Номограмма позволяет определить значение любой из трех величин на основе задания значений двух других величин. Три величины: достоверность передачи информации γ ; битовая ошибка P_B ; требуемый запас на замирания $V_{БЗ}$. В зависимости от того, какие величины являются исходными, требуется следующий порядок построений. (Упрощенно порядок построений приведен на рисунках 2.9, 2.10, 2.11.). Далее рассмотрим различные наборы исходных величин.

1. Исходными являются достоверность и запас на замирания. (График на рисунке 2.9.) В этом случае от значения достоверности γ , отложенного на нижней горизонтальной оси, следует двигаться вертикально вверх до пересечения с графиком, обозначенным «Р.Р.». Далее от точки пересечения следует двигаться в

горизонтальном направлении до пересечения со сплошным графиком, соответствующим заданному значению $V_{БЗ}$. (Движение – вправо или влево в зависимости от того, с какой стороны будет расположено пересечение.) Далее от этой точки пересечения следует вновь двигаться вертикально вверх до пересечения с верхней горизонтальной осью. Пересечение с ней укажет искомое значение битовой ошибки P_B .

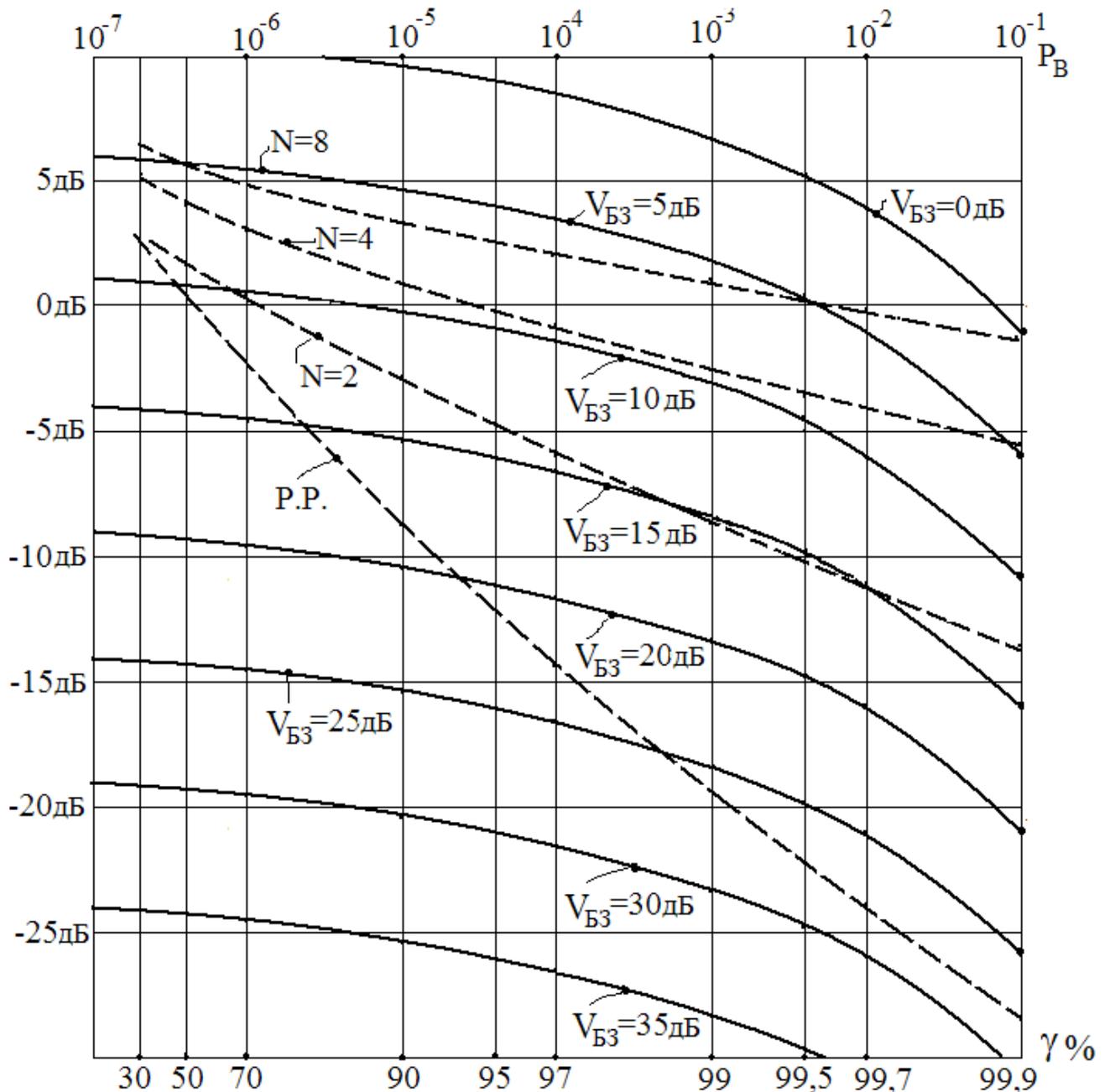


Рисунок 2.8 – Номограмма для расчета вероятности ошибки и достоверности передачи

Например, если заданы величины $\gamma = 90\%$ и $V_{БЗ} = 15$ дБ, то выполнением описанных действий определяется значение $P_B = 6 \cdot 10^{-3}$. Это означает, что при таком запасе на быстрые замирания величина битовой ошибки будет меньше значения $6 \cdot 10^{-3}$ в 90% времени.

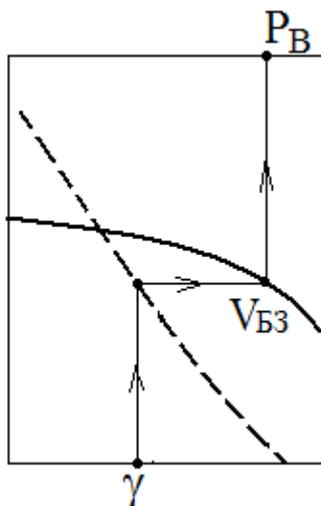


Рисунок 2.9

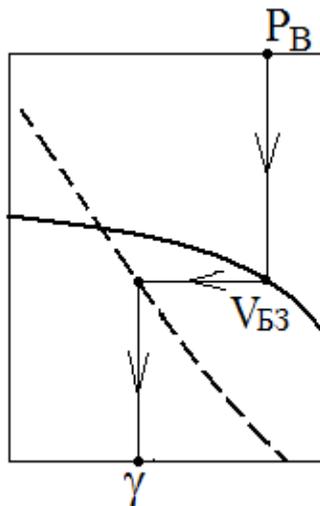


Рисунок 2.10

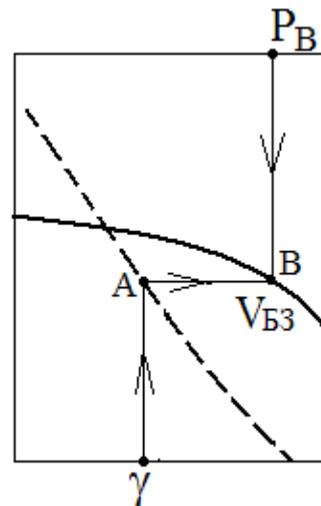


Рисунок 2.11

2. Заданы запас на замирания и требуемая величина битовой ошибки. (График на рисунке 2.10.) Тогда от значения битовой ошибки на верхнем горизонтальном графике следует двигаться вертикально вниз до пересечения со сплошной линией, соответствующей заданному запасу на замирания. От него в горизонтальном направлении следует двигаться до графика, обозначенного «Р.Р.». И от этой точки пересечения следует вновь двигаться вертикально вниз до пересечения с нижней горизонтальной осью. Пересечение укажет искомое значение достоверности. Например, если заданы величины $P_B = 10^{-4}$ и $V_{БЗ} = 25$ дБ, то после выполнения описанных действий, находится величина $\gamma = 98\%$. Это означает, что при таком запасе на замирания в течение 98% времени будет наблюдаться вероятность ошибки, меньшая, чем 10^{-4} .

3. Заданы вероятность битовой ошибки и значение требуемой достоверности. (График на рисунке 2.11.) Тогда от значения достоверности, отложенного на нижней горизонтальной оси, следует двигаться вертикально вверх до пересечения с графиком, обозначенным «Р.Р.». От этой точки пересечения (точка А) следует провести горизонтальную линию, пересекающую

все поле номограммы от левого края до правого. Кроме этого, от значения битовой ошибки, отложенного на верхней горизонтальной оси, следует двигаться вертикально вниз до пересечения с проложенной от точки А горизонтальной линией. Пересечение образуется в точке В. Если через эту точку проходит один из графиков, соответствующих какому-то значению $V_{БЗ}$, то искомое значение запаса на замирания определится этим графиком.

Если точка В находится между двумя сплошными графиками, то следует определить предварительное значение V_1 , соответствующее верхнему графику. Далее используется свойство номограммы, заключающееся в том, что с ростом $V_{БЗ}$ соответствующие графики смещаются равномерно и линейно вниз. Поэтому необходимо определить, насколько нужно сместить верхний из сплошных графиков до совпадения с точкой В, либо определить расстояние по вертикали от точки В до ближайшего верхнего графика. (Для перевода величины вертикального геометрического смещения в децибелы на левой вертикальной оси диаграммы отложена шкала в децибелах). Величину необходимого смещения (в децибелах) следует прибавить к предварительному значению V_1 запаса на замирания. Например заданы величины $P_B = 10^{-5}$ и $\gamma = 99\%$, то производя описанные действия, определяется, что полученная точка В находится между сплошными графиками, соответствующими запасам на замирания, равным 25 дБ и 30 дБ. По величине расстояния до верхнего графика определяем, что к предварительному значению запаса необходимо прибавить 4 дБ. Следовательно, искомое значение запаса на замирания равно 29 дБ.

Номограмму можно использовать для определения соотношений между рассматриваемыми параметрами в системах, использующих метод выбора одной из наилучших частот для текущей передачи сигналов. Для этого на ней находятся графики, нанесенные штриховыми линиями и обозначенные « $N=2$ »; « $N=4$ » и « $N=8$ ». Их можно использовать, когда в системе связи есть режимы работы с выбором наилучшей из двух рабочих частот ($N=2$); выбором наилучшей из четырех частот ($N=4$) и наилучшей из восьми частот ($N=8$).

Работа в этих режимах значительно повышает помехоустойчивость и снижает вероятность ошибки. Поэтому, если будет установлено (с помощью вышеописанных построений), что достигнуть требуемых качественных показателей в системе передачи без выбора наилучшей частоты не удастся, то можно определить, какая кратность выбора требуется для их достижения. Для этого все вышеописанные построения повторяются, но вместо графика, обозначенного «Р.Р.» аналогично используются графики « $N=2$ », « $N=4$ » или « $N=8$ ». Например, если заданы вероятность битовой ошибки, равная $P_B=10^{-5}$ и запас на замирания, равный 10 дБ, то без применения метода выбора наилучшей частоты в подобных условиях работы возможно обеспечить достоверность не лучше 52%. С выбором лучшей из двух частот достоверность повышается до 72%. При использовании выбора из четырех частот значение достоверности равно 95%, а при использовании для работы лучшей из восьми частот достоверность обеспечивается около 99,7%.

2.2.7. Учет совместного распределения быстрых и медленных замираний

В случае, если требования на достоверность передачи заданы в целом для наихудшего месяца в году, то при расчетах нужно руководствоваться тем, что статистические свойства модели замираний усложняются. Если рассматривается средняя за месяц достоверность, то необходимо учесть, что процесс на длительных интервалах времени является нестационарным, случайный характер носят быстрые замирания, но и параметр распределения быстрых замираний (медиана распределения) также является случайным и распределен по своему закону.

Таким образом, общее распределение мгновенных уровней принимаемого сигнала на больших интервалах времени является объединением логарифмически-нормального распределения и распределения Релея. В

аналитическом виде соответствующая зависимость с помощью конечного числа элементарных функций не записывается и может быть получена путем численного моделирования. Параметром этого обобщенного распределения величины $V_{\text{БМ}}$ служит величина стандартного отклонения σ_M . Графики распределения приведены на рисунке 2.12.

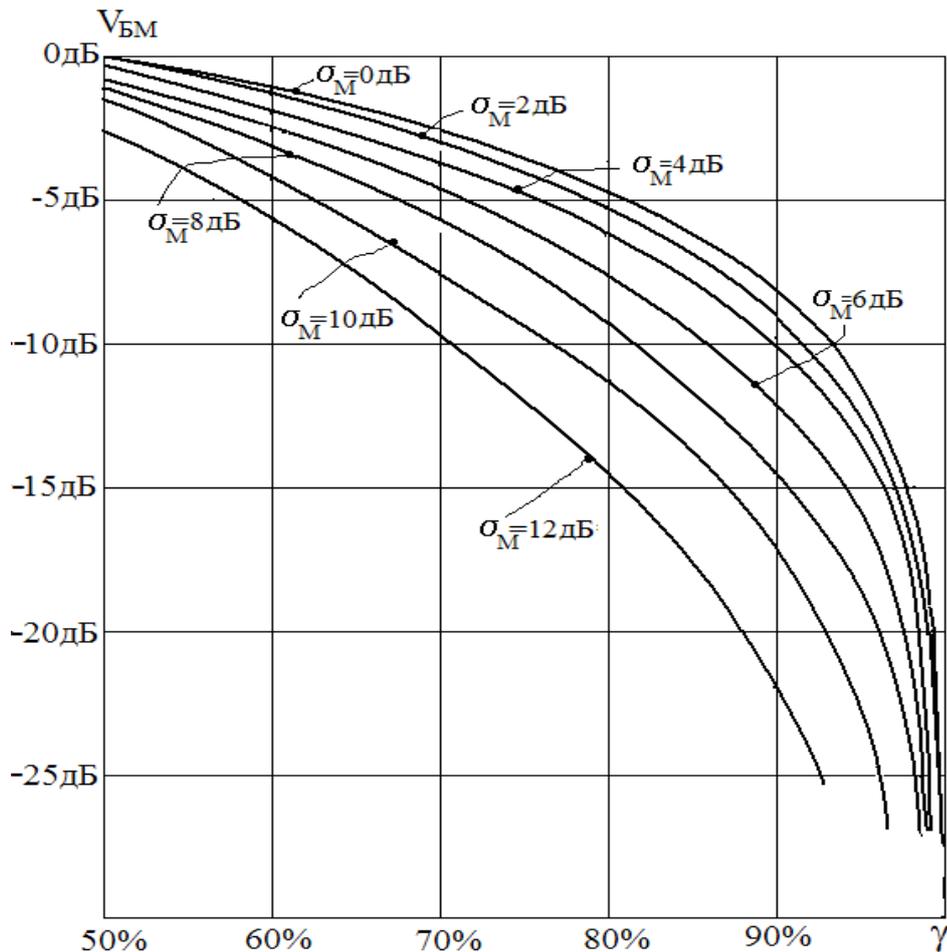


Рисунок 2.12 – Распределение глубины быстрых замираний

В большинстве расчетов используются значения достоверности γ , близкие к 100%. В этом случае можно использовать графики для начального участка этих зависимостей, приведенные на рис. 2.13.

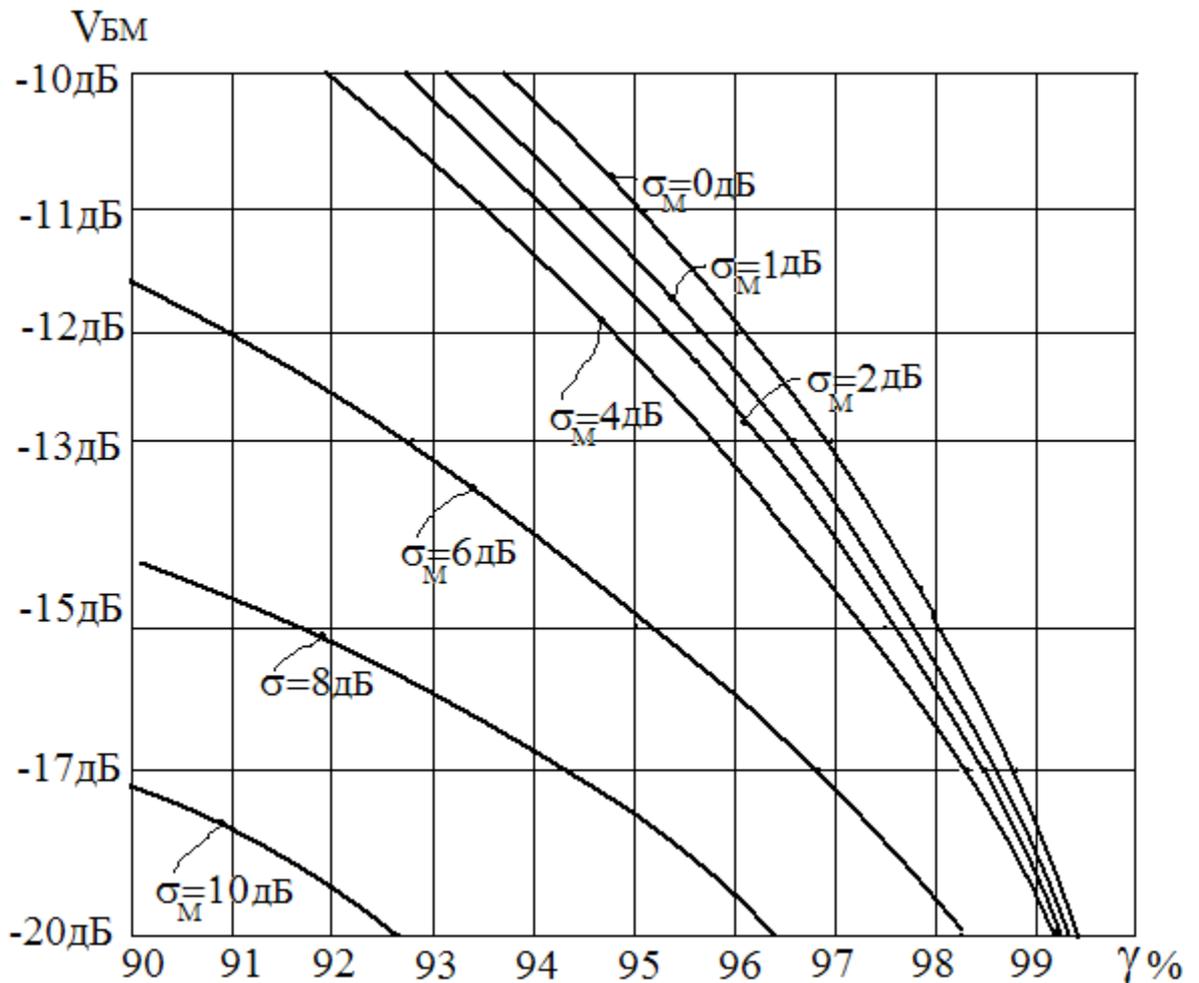


Рисунок 2.13- Начальный участок распределения $V_{БМ}$

2.2.8. Учет влияния дифракционной составляющей на распространение радиосигналов

Согласно электромагнитной теории часть энергии радиосигнала будет за счет дифракции огибать препятствие, которым в данный момент является сферическая земная поверхность. Эта составляющая не подвергается замираниям. В приемнике она складывается с составляющей, прошедшей через тропосферу и, если имеет заметный уровень, уменьшает общий уровень замираний. При расчетах следует рассматривать долю сигнала, прошедшего за счет этого механизма распространения, и его уровень по сравнению с уровнем за счет тропосферного механизма.

Расчет производится ([25,26,94-96]) в несколько этапов с использованием вспомогательных переменных и коэффициентов.

1. Определение вспомогательного коэффициента μ (производится по формуле:).

$$\mu = \sqrt[12]{\frac{8\pi^2}{a_3\lambda^2}} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{h_1 h_2}}{\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}}} = \sqrt[12]{\frac{8\pi^2}{a_3\lambda^2}} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{h}}{2}},$$

где $h_1=h_2=h$ – высота приемной и передающей антенн; a_3 – эквивалентный радиус Земли, равный 8500км. Результаты расчета значения μ для крайних частот выбранного диапазона и нескольких возможных значений высоты антенн сведены в таблицу 2.3.

Таблица 2.3. Значения вспомогательного коэффициента μ

h,[м]	1,5	1,8	2,0	2,5	5,0	7,0	10,0	12,0
f								
3,4ГГц	0,66	0,68	0,70	0,75	0,89	0,97	1,06	1,16
7,025ГГц	0,74	0,76	0,78	0,84	1,0	1,1	1,2	1,3

2. Определение функции $p(g)$.

Определение производится по формуле:

$$p(g) = \frac{H + \Delta H(g) - \delta H(g)}{H_0}.$$

Составляющие этой формулы определяются из выражений:

$$H_0 = \sqrt{\frac{R_0 \lambda k(1-k)}{3}} = \sqrt{\frac{R_0 \lambda}{12}}, \text{ т.к. в этих формулах для гладких сферических}$$

поверхностей коэффициент $k=1/2$; R_0 – геометрическое расстояние между

антеннами. $\Delta H(g) = -\frac{R_0^2}{4} g k(1-k) = -\frac{R_0^2 g}{4}$; для стандартной тропосферы

коэффициент $g = -810^{-8}$ 1/м.

$$H = \frac{R_0^2}{8a_{\text{Э}}} - h.$$

$$\delta H = \left(\frac{R_0}{2\sqrt{2a_{\text{Э}}}} - \sqrt{h} \right)^2.$$

3. Результаты расчетов:

- Определение составляющей H_0 для нескольких возможных значений расстояния между антеннами. (Таблица 2.4.)

Таблица 2.4. Значения составляющей H_0

R_0 , [км]	80	100	150	200
$f=3,4$ ГГц	24,3	27,1	33,2	38,4
$f=7,025$ ГГц	16,8	18,7	23,0	26,6

- Определение составляющей H (Таблица 2.5.)

Таблица 2.5. Значения составляющей H

h , [м]								
	1,5	1,8	2,0	2,5	5,0	7,0	10,0	12,0
R_0 , [км]								
80	92,5	92,2	92,0	91,5	89,0	87,0	84,0	82,0
100	145,5	145,2	145,0	144,5	142,0	140,0	137,0	135,0
150	329,5	329,2	329,0	328,5	326,0	324,0	321,0	319,0
200	586,5	586,2	586,0	585,5	583,0	581,0	578,0	576,0

- Определение составляющей ΔH . (Таблица 2.6.)

Таблица 2.6. Значения составляющей ΔH

R_0 , [км]	80	100	150	200
ΔH , [м]	32	50	112	200

- Определение составляющей δH . (Таблица 2.7.)

Таблица 2.7. Значения составляющей δH

$h, [м]$ $R_0, [км]$	1,5	1,8	2,0	2,5	5,0	10,0	12,0
80	71,9	69,7	68,2	65,9	56,3	42,3	38,4
100	118,4	115,8	113,6	110,7	98,0	79,2	74,0
150	288	284	281	276	256	225	216
200	528	523	518	512	484	441	428

- Определение $p(g)$. Верхняя часть ячейки соответствует частоте 3,4 ГГц, нижняя часть ячейки соответствует частоте 7,025 ГГц (Таблица 2.8.)

Таблица 2.8. Значения величины $p(g)$

$h, [м]$ $R_0, [км]$	1,5	1,8	2,0	2,5	5,0	10	12
80	2,2	2,3	2,3	2,4	2,7	3,07	3,15
	3,17	3,31	3,31	3,46	3,89	4,42	4,54
100	2,9	2,94	3,0	3,1	3,5	4,0	4,1
	4,17	4,23	4,32	4,46	5,04	5,76	5,95
150	4,6	4,8	4,9	5,0	5,5	6,3	6,5
	6,62	6,96	7,06	7,2	7,92	9,07	9,36
200	6,6	6,7	6,9	7,0	7,7	8,6	8,9
	9,50	9,65	9,94	10,1	11,1	12,5	12,8

Далее с использованием нужного графика на рисунке 2.14 определяется затухание V_D при дифракционном распространении с использованием функции $p(g)$ и коэффициента μ . На этом рисунке номера графиков соответствуют различной величине μ . Соответствие номеров графиков и значений величины μ приведено в таблице 2.9.

Таблица 2.9. Соответствие номеров графиков и значения μ

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
μ	100	10	5,0	3,0	2,0	1,5	1,2	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,1

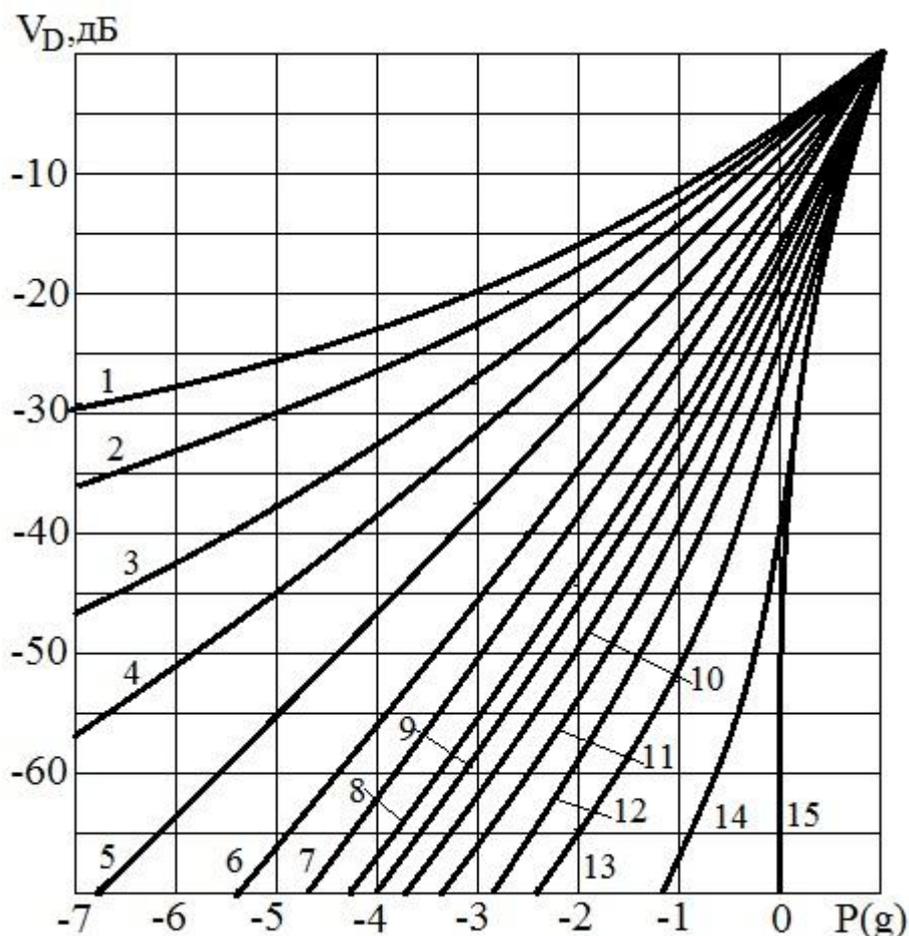


Рисунок 2.14 – Затухание при дифракционном распространении

Установлено, что уровень дифракционной составляющей зависит от физических характеристик приземного слоя тропосферы и меняется достаточно медленно, поэтому в пределах стационарности быстрых замираний его можно считать постоянным. Общий уровень мощности принимаемого сигнала в этих временных интервалах складывается из суммы постоянной дифракционной составляющей и переменной тропосферной составляющей. В результате колебания этого суммарного уровня из-за замираний тропосферной составляющей будут существенно ниже, чем в отсутствии дифракции. На рисунке 2.15 приведены графики, показывающие зависимости глубины замираний δ в присутствии дифракционной составляющей от глубины замираний при ее

отсутствии при различных соотношениях β между медианной мощностью тропосферной составляющей и мощностью дифракционной составляющей.

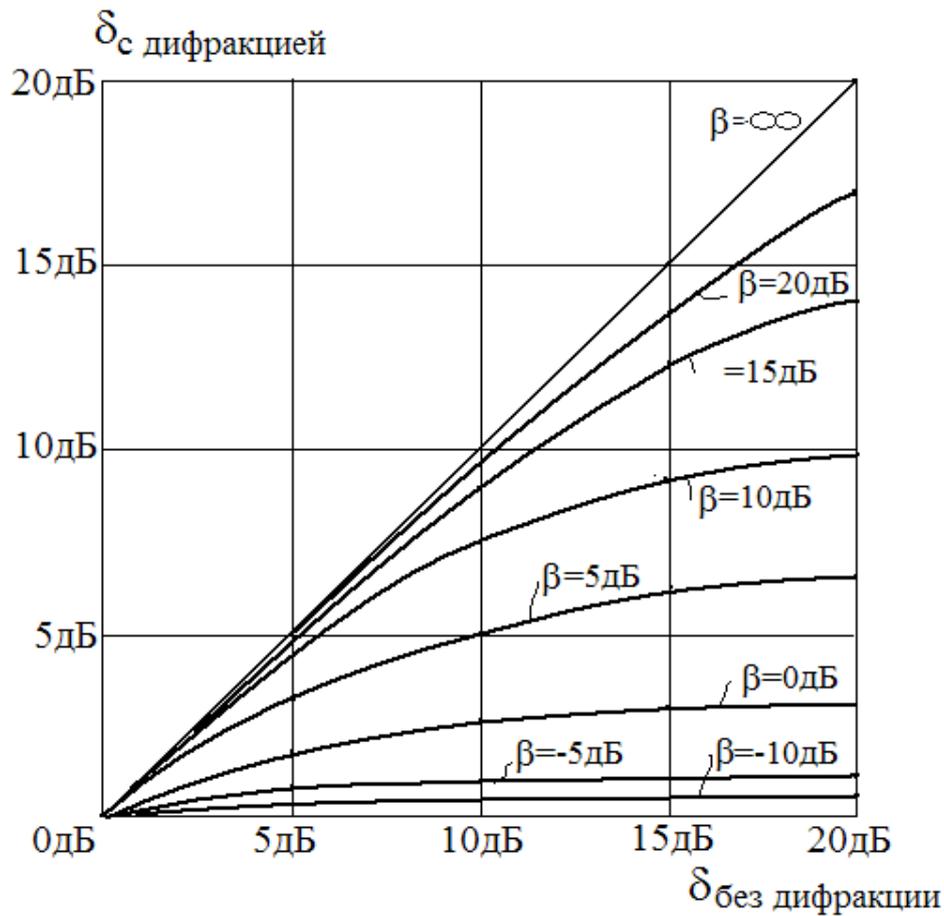


Рисунок 2.15 – Глубина замираний в присутствии и отсутствии дифракции

Рассмотренная методика расчета будет использована в следующем разделе для определения помехоустойчивости трассы с выбранными параметрами.

2.3. Необходимость повышения помехоустойчивости загоризонтных систем передачи информации

В данном параграфе анализируются расчетные данные по помехоустойчивости систем передачи в соответствии с рассмотренной методикой и рассматриваются условия применения методов повышения помехоустойчивости.

Для подобного рассмотрения первоначально определим уровень сигнала на входе приемника без учета быстрых и медленных замираний и сравним его с уровнем шума, далее с учетом требований на вероятность ошибки оценим необходимость и возможности различных методов повышения помехоустойчивости. В качестве ориентира примем ранее использованные достаточно типовые параметры системы передачи: диапазон частот 3,4÷7,025 ГГц; мощность передатчика 150 Вт; диаметр антенны 1,8 м; высота поднятия антенны 5м; два варианта расстояния между станциями – 100 км и 200 км. В таблице 2.10 приведены некоторые результаты, полученные с помощью описанной в предыдущем параграфе методики расчетов.

Таблица 2.10. Параметры канала передачи

Частота, рассто-яние	$P_{\text{прд}}$, дБВт	$L_{\text{св}}$, дБ	G_1 , G_2 , дБ	ΔG , дБ	$R_{\text{э}}$, км	$V_{\text{мм}}$, дБ	$\sigma_{\text{м}}$, дБ	$P_{\text{вх}}$, дБВт
100 км, 3,4 ГГц	21,8	143,0	32,7	3	82,5	69,5	4,5	-128,3
100 км, 7 ГГц	21,8	149,4	39,0	7	82,5	72,7	4,5	-129,3
200 км, 3,4 ГГц	21,8	149,1	32,7	3	182,5	74,5	7,4	-139,4
200 км, 7 ГГц	21,8	155,4	39,0	7	182,5	77,5	7,4	-140,1

Шумовые характеристики приемника определим для параметров: значение полосы пропускания $\Delta f_{\text{п}} = 625$ и значение коэффициента шума приемника $N_{\text{с}}=2,5$ дБ. При этих данных уровень шума $P_{\text{шш}} = -143,1$ дБВт. При этой величине превышение уровня сигнала на входе приемника над уровнем шума составляет для различных условий: 3,4 ГГц, 100 км – 14,8 дБ; 7 ГГц, 100 км – 13,8 дБ; 3,4 ГГц, 200 км – 3,7 дБ; 7 ГГц, 200 км – 2 дБ. В эту величину должны входить запасы на быстрые и медленные замирания и превышение, необходимое для обеспечения нужной вероятности ошибки. Очевидно, что без дополнительных мер повышения помехоустойчивости эти условия не выполняются, так как для обеспечения вероятности битовой ошибки не хуже 10^{-5} при использовании BPSK необходимо, чтобы отношение «сигнал/шум на входе приемника было не хуже $q_{\text{MIN}} = 9,5$ дБ.

Необходимый запас на замирания в зависимости от требуемой достоверности будет составлять различную величину. В частности, на расстоянии 100 км по быстрым замираниям: при достоверности $\gamma=95\%$ он составит $V_{БЗ}=12$ дБ, при достоверности $\gamma=99\%$ $V_{БЗ}=19$ дБ; по медленным замираниям: при достоверности $\gamma=95\%$ $V_M=7$ дБ, при достоверности $\gamma=99\%$ $V_M=9,5$ дБ. На расстоянии 200 км по быстрым замираниям: при достоверности $\gamma=95\%$ $V_{БЗ}=12$ дБ, при достоверности $\gamma=99\%$ $V_{БЗ}=19$ дБ; по медленным замираниям: при достоверности $\gamma=95\%$ $V_M=11$ дБ, при достоверности $\gamma=99\%$ $V_M=15,9$ дБ.

Оценим использование одного из методов кодирования (сверточный код (133,171) при «мягкой» демодуляции – код NASA). При использовании этого кода вероятность битовой ошибки, равная 10^{-5} имеет место при отношении «сигнал/шум» на входе приемника, равном 4,1 дБ. Это соответствует вероятности битовой ошибки без применения кодирования, равной 10^{-2} . С учетом уровня шума приемника минимально допустимый уровень сигнала на входе приемника при этом должен быть не менее $P_{MIN} = -139,0$ дБВт. Таким образом, если на входе вероятность битовой ошибки всего 10^{-2} , то после декодирования она снижается до величины 10^{-5} . Следовательно, запас на замирания достаточно определять из условия обеспечения битовой ошибки на входе демодулятора, равной 10^{-2} .

Рассмотрим возможности выбора наилучшей из частот диапазона. Медленные замирания происходят одновременно на всех частотах, поэтому этот метод снижает необходимый запас только на быстрые замирания, а запас на медленные замирания остается таким же, и анализ требуется проводить на основе величины:

$$P_{ВХ} = P_{ПРД} - L_{СВ} + G_1 + G_2 - \Delta G - V_{ММ} - V_M.$$

Эта величина меняется при расстоянии 100 км от $-134,4$ дБВт на частоте 3,4 ГГц и достоверности 95% до $-137,9$ дБВт на частоте 7 ГГц при достоверности 99%. Из графика 2.2.8 следует, что данного запаса на быстрые замирания достаточно для обеспечения достоверности передачи по быстрым замираниям, такой же, как и по медленным, (т.е. не хуже 95%) на частоте 3,4 ГГц, если использовать выбор наилучшей из четырех рабочих частот. На частоте 7 ГГц

этого недостаточно, необходимо использовать выбор наилучшей из восьми частот. Наличие дифракционной составляющей распространения радиосигналов может несколько улучшить условия распространения, в частности, на расстоянии 100 км глубина быстрых замираний может уменьшиться на 5-10 дБ. На расстоянии 200 км эта составляющая заметного влияния не оказывает. Однако используемая оценка этой составляющей имеет приближенный характер, так как использует упрощенную сферическую модель подстилающей поверхности.

На расстоянии 200 км требуемый запас на замирания велик, и станция с рассматриваемыми техническими характеристиками приемлемую достоверность передачи информации обеспечить не может. Во всем диапазоне частот достоверность передачи не превышает 80%, что по современным требованиям недопустимо и требует применения дополнительных мер по ее повышению. Рассмотренная в качестве примера система передачи с указанными техническими параметрами имеет очевидные ограничения по длине допустимых интервалов между станциями и длина эта зависит от того, какие пути повышения помехоустойчивости будут использованы. Рассмотренный частный пример демонстрирует, какие из технических параметров необходимо менять, чтобы повысить помехоустойчивость, увеличить длину интервалов и уменьшить общее количество станций в линии в целом. Рассмотрим возможности их изменения.

1. Увеличение мощности передатчиков. Этот путь прямо увеличивает мощность принимаемых сигналов и улучшает показатели помехоустойчивости. Однако при этом возрастают как габариты и стоимость непосредственно как устройств радиопередачи, так и вспомогательного оборудования (устройств электропитания, средств соблюдения техники безопасности, и т.д.).

2. Снижение скорости передачи сигналов, что приводит к уменьшению полосы тракта усиления и снижению уровня шума. Этот путь противоречит тенденциям развития систем передачи, требования на скоростные показатели которых постоянно возрастают.

3. Увеличение коэффициента усиления антенн. Этот путь требует увеличения размеров антенн, что значительно усложняет оборудование,

уменьшает его мобильность и увеличивает стоимость. Кроме этого, увеличение размеров антенн приводит к росту потерь их усиления.

4. Применение новых методов обработки сигналов, использующих уже имеющиеся технические возможности наряду с известными методами, и не требующих существенного усложнения конструкции. Этот путь представляется достаточно перспективным.

Таким образом, анализ показателей системы передачи информации по параллельным каналам показал, что применение методов, дополнительно повышающих помехоустойчивость передачи, дает возможность улучшить технико-эксплуатационные возможности системы. Рассмотрению подобных методов будут посвящены последующие разделы.

2.4. Выводы

1. Для использования загоризонтных тропосферных линий передачи информации с применением параллельных каналов передачи в условиях Палестины необходимо проанализировать их технические возможности.

2. Для анализа технических возможностей тропосферных систем рассмотрена подробная методика их расчета. Пример расчета одного интервала линии передачи для типовых условий работы показал достижимые параметры качества передачи.

3. Для улучшения технических показателей (снижения вероятности ошибки и увеличения достоверности передачи) необходимо использовать дополнительные методы повышения помехоустойчивости передачи.

3. Адаптивное сверточное кодирование при передаче цифровых сигналов

В данном разделе обоснован выбор метода структурной перестройки передающей стороны и рассмотрены особенности реализации перестраиваемого сверточного кодера. Для реализации регулируемой скорости передачи информационных символов используются устройства буферизации. Рассмотрены вопросы выбора необходимых для этого параметров блоков памяти. Предложены алгоритмы организации и передачи сигналов по параллельным каналам с адаптацией к условиям распространения сигналов.

3.1. Выбор метода регулировки скорости передачи сигналов

При использовании цифровых сигналов при передаче информации одним из основных показателей качества работы линии передачи является вероятность ошибки. В нестационарных каналах показатель непрерывно меняется, так как меняется уровень принимаемого сигнала и отношение «сигнал/шум», от которого показатель зависит. Изменения носят случайный характер, поэтому нормы на качество передачи информации имеют вероятностную форму. В практической реализации при проектировании систем мощность передатчиков рассчитывается с определенным запасом ([12,13]). В результате в среднем качество передачи информации бывает существенно выше требуемого уровня, и только малое время будет ниже его, т.е. ресурс системы по уровню сигнала в основном недоиспользуется. В то же время ресурс по выделенной полосе частот используется полностью и обеспечивается определяемая им максимальная скорость передачи.

Поскольку избыток ресурса по уровню сигнала сопровождается лишними значительными технико-экономическими затратами, то имеется тенденция

применять различные возможности для более полного использования этого ресурса. Такие возможности возникают в двухсторонних системах передачи, где по каналу обратной связи передается информация о текущем состоянии прямого канала передачи. При этом эффективен подход, при котором на основе этой информации передатчик адаптирует свою структуру и характеристики, и нормативное качество передачи достигается при меньшем избытке ресурса по уровню сигнала.

Вероятность ошибки кроме мощности передачи определяется также и набором других показателей, таких, как энергия сигнала, приходящаяся на передаваемый символ, вид модуляции, метод кодирования и др. Не все из этих показателей можно использовать для адаптации. Энергия сигнала, приходящаяся на один символ, определяется при фиксированной мощности передатчика скоростью передачи, а она зависит от полосы тракта передачи. Поскольку система, как правило, использует весь выделенный частотный ресурс, т.е., всю выделенную полосу, то сокращение длительности символов и их энергии при хороших условиях передачи недопустимо из-за расширения спектра сигналов. Увеличение длительности символов и их энергии приведет к неоправданному недоиспользованию выделенной полосы частот, являющейся весьма дорогостоящим ресурсом системы.

Более эффективными являются изменения других показателей системы передачи. В различных видах модуляции и многоуровневого кодирования один передаваемый символ переносит различное количество бит информации ([3,4,7]). При адаптации с изменением этого количества меняется и скорость передачи информации обратно пропорционально помехоустойчивости. В хороших условиях передачи при большом уровне принимаемых сигналов можно увеличить эту скорость, так как предельная норма на вероятность ошибки все равно будет выполняться. При ухудшении условий передачи на основе информации, передаваемой по обратному каналу, скорость будет уменьшена, но показатель качества передачи не упадет ниже нормы.

Для адаптации возможно изменение параметров кодирования или модуляции. Изменения по времени уровня сигналов вызывают соответствующие изменения вероятности ошибки P_B . Два возможных варианта характера изменения P_B показаны на рисунках 3.1 и 3.2. В одном из них наблюдаются относительно короткие по времени участки возрастания величины ошибки, в другом варианте – снижения этой величины. В первом варианте удобнее использовать адаптацию с использованием кодирования, поскольку их доля их общей длительности относительно невелика. Во втором варианте – использование адаптацию параметров многоуровневой модуляции.

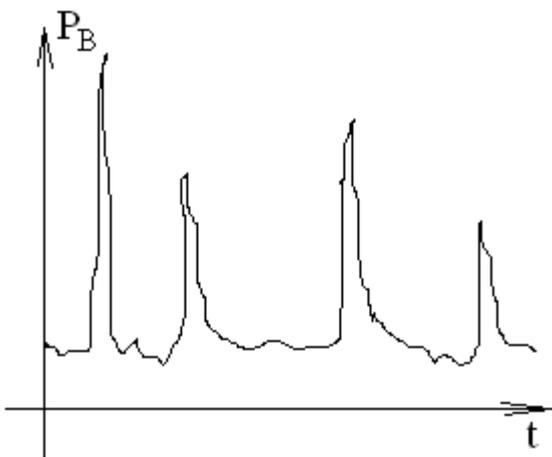


Рисунок 3.1.

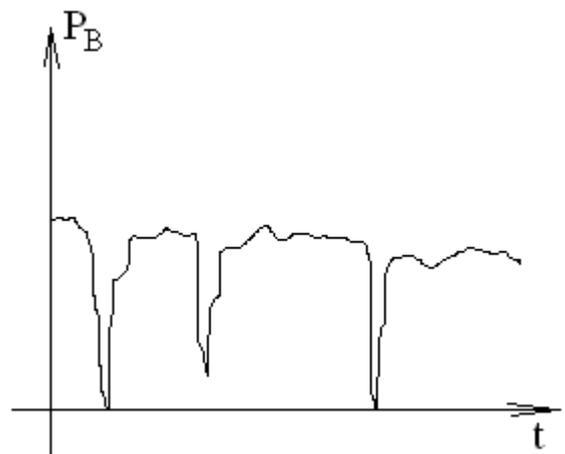


Рисунок 3.2.

Определим, какой из путей изменения параметров имеет смысл использовать. Известно, что статистика замираний подавляющую часть времени может быть удовлетворительно описана релеевским законом распределения уровней замирающих сигналов. При этом, если обозначить через σ_M параметр релеевского распределения, то его медианный и средний уровни будут равны, соответственно: $x_M=1,17\sigma_M$ и $x_{CP}=1,25\sigma_M$. Величины децилей по уровням 0,1 и 0,9 будут равны, соответственно, $x_{0,1}=0,41\sigma_M$ и $x_{0,9}=\sigma_M$. Таким образом дециль $x_{0,1}$ меньше медианного уровня на 9,1дБ, а дециль $x_{0,9}$ больше медианного уровня на 2,2дБ.

Таким образом, если, например, при некотором соотношении медианного уровня сигнала и среднеквадратического уровня шума вероятность ошибки (пропорциональная количеству появляющихся ошибок в определенном интервале

времени) равна 10^{-4} , то в худшие 10% времени она будет порядка 10^{-1} , т.е. значительно выше медианной, а в лучшие 10% времени она будет порядка 10^{-8} , т.е. в абсолютном выражении разница с медианной незначительна. В случае, если при медианном уровне сигнала величина ошибки будет меньше, чем 10^{-4} , то различия в вероятности ошибок на уровнях данных децилей будет еще заметнее.

Следовательно, изменение по времени уровней принимаемых сигналов, имеющих релейское распределение, в практических условиях обладает ярко выраженным характером, изображенном на графике рисунка 3.1. Таким образом, при организации адаптивного управления скоростью передачи информации при релейских замираниях выгоднее регулировать вероятность ошибок с использованием методов помехоустойчивого кодирования с адаптивно изменяемыми параметрами.

Для адаптации системы к изменяющимся условиям в работе будет использовано сверточное кодирование, так как при этом параметры кодирования можно менять достаточно оперативно. В следующем параграфе будут рассмотрены алгоритмы адаптивной структурной перестройки сверточных кодеров и обеспечиваемые ими шаг и диапазон перестройки степени кодирования. Таким образом, при использовании в нестационарных каналах передачи возможно использовать регулировку скорости передачи сигналов, что позволяет ослабить требования на необходимый запас по энергопотенциалу станции передачи. В каналах с релейскими замираниями выгодно применение методов помехоустойчивого кодирования с оперативно изменяемой структурой и параметрами кодирующих блоков.

3.2. Возможности регулировки скорости передачи данных

Сверточный кодер представляет собой дискретный автомат с конечным числом состояний ([3,4,7]). Как и любое кодирующее устройство, он имеет память

для накопления определенного числа входных информационных символов и некоторую комбинационную логическую схему для преобразования информационной последовательности $S_{ВХ}(t)$ в выходную кодовую последовательность $S_{К}(t)$. Скорости кодирования, равные $R_K=1/n$, где $n=2;3;\dots$, реализуются достаточно просто с использованием одного сдвигового регистра (СР), имеющего K разрядов, на последовательный вход которого поступает последовательность $S_{ВХ}(t)$ (рисунок 3.2.1). С параллельных выходов сигналы подаются на n комбинационных логических схем (ЛС1÷ЛС n), и с помощью многоканального коммутатора (МК) выходы логических схем поочередно подключаются к выходу кодера, формируя последовательность $S_{К}(t)$. За время одного информационного символа на выходе кодера образуется K кодовых символов.

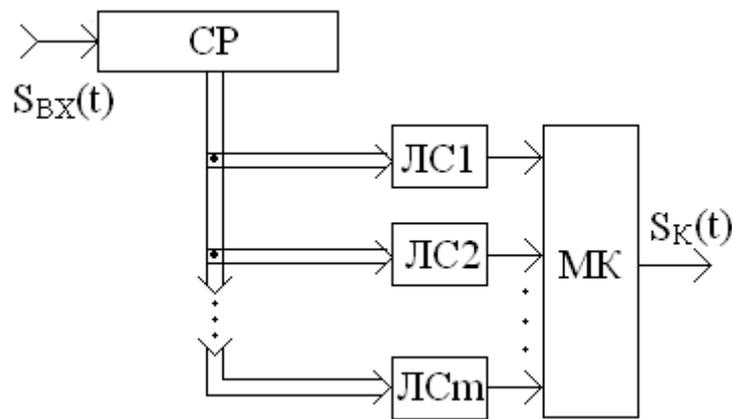


Рисунок 3.2.1 – Схема кодера для скоростей $R_K=1/n$

Кодирование со скоростями $R_K=m/n$ (m – целое) может осуществляться двумя путями. Один из них заключается в использовании m сдвиговых регистров (СР1÷СР m , рисунок 3.2). С помощью многоканального коммутатора МК1 символы входной последовательности $S_{ВХ}(t)$ поочередно распределяются по последовательным входам сдвиговых регистров. Их параллельных выходы подключены ко входам n логических схем (ЛС1÷ЛС n) и с помощью последовательного подключения их выходных сигналов к выходу кодера формируется последовательность $S_{К}(t)$. Таким образом, на каждые m информационных символов приходится n кодовых символов.

Алгоритм обработки по схеме на рисунок 3.2., может быть реализован и схемой на рисунок 3.1, если использовать один сдвиговый регистр с mn ячейками памяти, а входные символы подавать не по одному, а сразу группой из m символов.

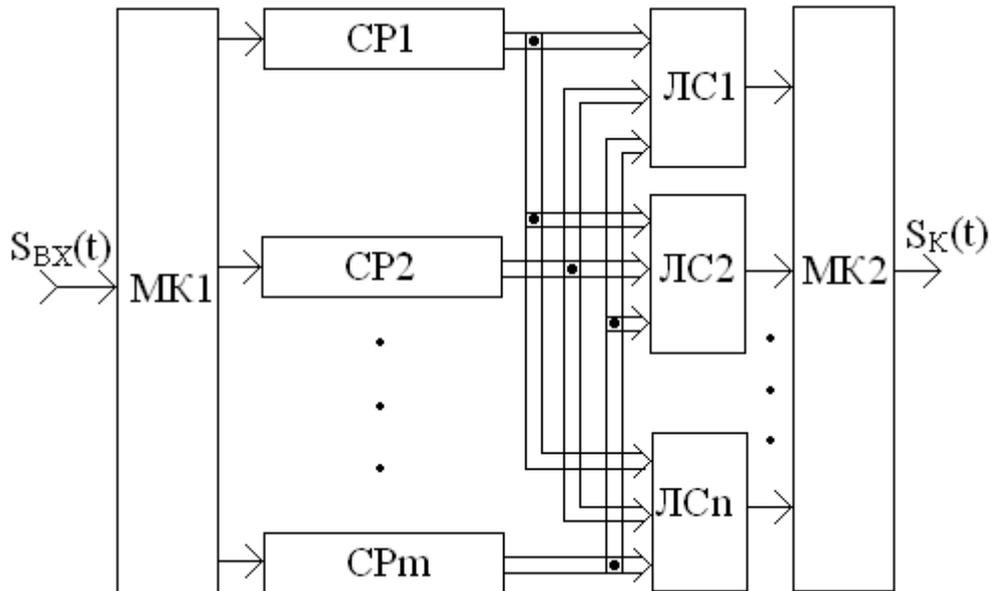


Рисунок 3.2 – Схема кодера для скоростей $R_K = m/n$

Другой путь получения кодовых скоростей, равных m/n , заключается в перфорации (выкалывании) символов на выходе кодера. Например, если из кодовой последовательности со скоростью $1/2$ вычеркивать один из четырех последовательных символов, это приведет к тому, что на каждые последовательно идущие два информационных символа будет приходиться по три кодовых символа, т.е. скорость кодирования станет равной $2/3$.

Логические схемы всех видов кодеров представляют собой сумматоры по модулю 2. Вид кодера полностью определяется тем, к каким разрядам сдвигового регистра подключены входы каждого сумматора. Для кодов со скоростью $R_K = 1/n$ связи i -того сумматора с k -той ячейкой сумматора обычно описывается путем задания порождающего полинома (кодового генератора):

$$G^{(i)}(D) = g_0^{(i)} + g_1^{(i)}D + g_2^{(i)}D^2 + \dots + g_v^{(i)}D^v.$$

Значение каждого из коэффициентов g равно единице, если связь i -того сумматора с k -той ячейкой существует, и равно нулю, если такой связи нет. Таким образом, полиномы $G(i)$ представляют собой двоичные числа, в случае их

большого размера используется запись тех же чисел в восьмеричной системе счисления. Все коэффициенты $G(i)$ для удобства объединяют в один вектор \mathbf{G} . Для кодеров по схеме на рисунке 3.2 соответствующие векторы для каждого из регистров также объединяют в виде вектор-столбцов в общую матрицу \mathbf{G} размера $m \times n$. Значения элементов подобной матрицы \mathbf{G} полностью определяют вид применяемого кода. Для перфорированных кодов элементы матрицы \mathbf{G} , соответствующие выколотым символам, заменяются на условное обозначение «X», где знак X указывает положение вычеркнутого символа.

Помехоустойчивость кодера каждого типа кроме кодовой скорости зависит также от вида матрицы \mathbf{G} . В соответствии с данными ([1,3,7]) при «мягком» декодировании сверточных кодов их сравнительная эффективность может быть представлена диаграммами на рисунках 3.3 и 3.4.

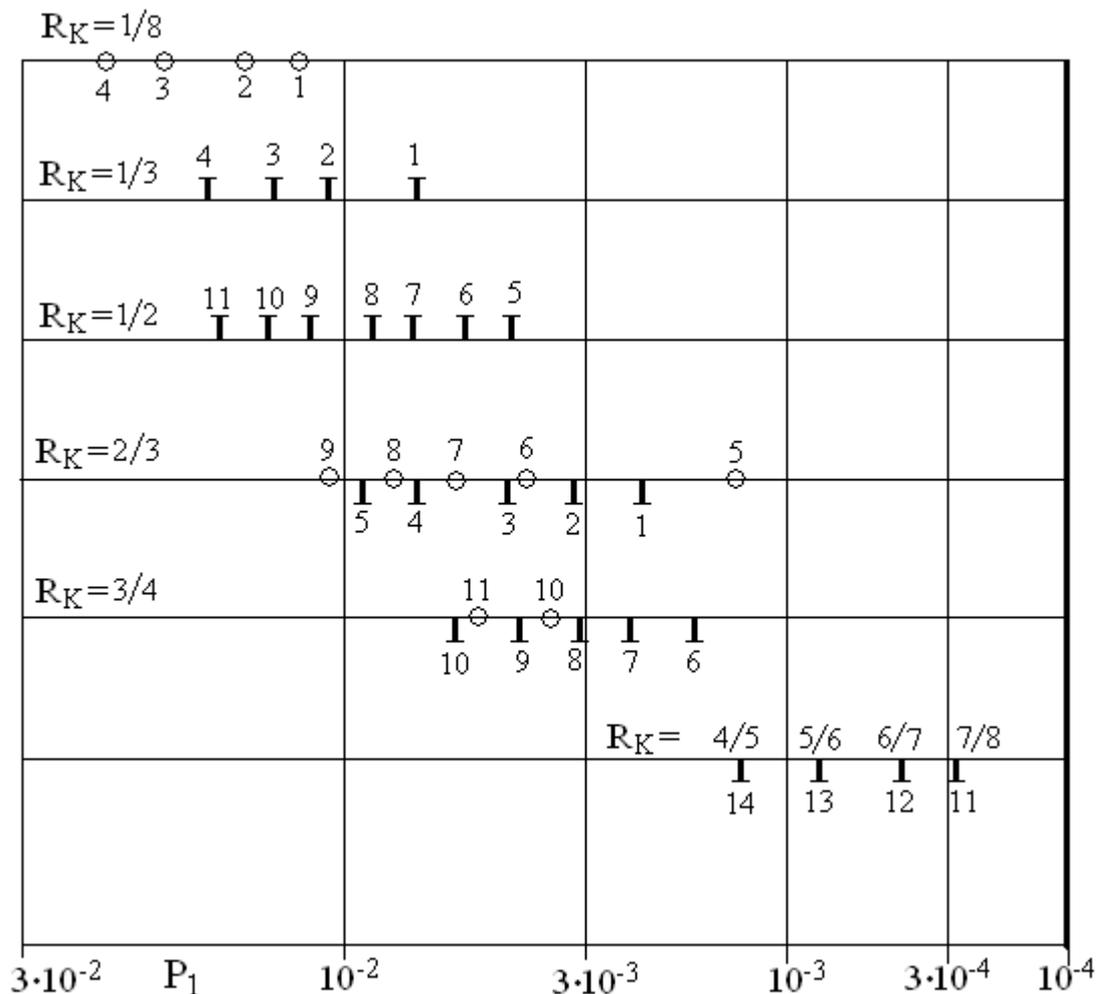


Рисунок 3.3 – Эффективность кодирования для вероятности 10^{-4}

Диаграммы построены следующим образом. По оси абсцисс отложена вероятность ошибки одного символа P_1 при использовании модуляции BPSK без кодирования. Отметки на горизонтальных линиях указывают, какой тип и параметры кодов нужно использовать, чтобы уменьшить эту вероятность до уровня 10^{-4} (рисунок 3.3) и до 10^{-5} (рисунок 3.4). Отметки разделены на три группы, каждая группа обозначена своим значком. «Черта вверх» означает использование структуры кодера с одним входом, как показано на рисунке 3.1 с отсутствием перфорации. «Кружок» означает использование структуры с несколькими входами, как показано на рисунке 3.2 и с отсутствием перфорации. «Черта вниз» обозначает перфорированные коды.

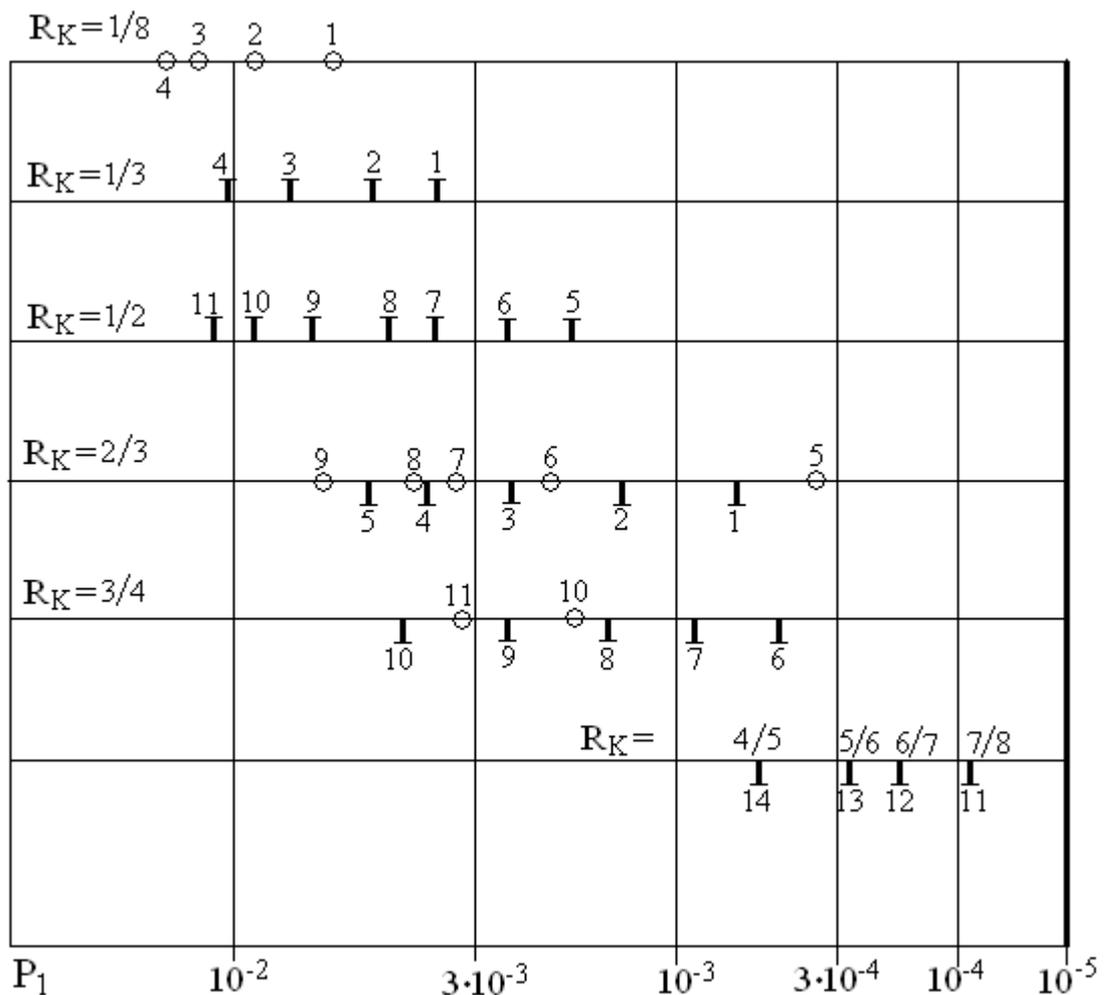


Рисунок 3.4 – Эффективность кодирования для вероятности 10^{-5}

Варианты кодов с одинаковой скоростью могут быть построены по различной структуре и обладают несколько различной помехоустойчивостью. Напротив отметок проставлены номера, а в таблицах 3.1 – 3.3 указано какие

структуры им соответствуют. В таблице 3.1 приведены коды по первой группе, в таблице 3.2 – по второй группе, в таблице 3.3 – по третьей группе. Приведены коды, для которых не возникает катастрофического размножения ошибок. Рисунки иллюстрируют факт, что, изменяя структуру комбинационных логических схем на рисунках 3.1, 3.2 возможно изменить регулировать исправляющую способность кода и скорость кодирования в достаточно широких пределах и при необходимости, с мелким шагом перестройки.

Однако мелкий шаг перестройки не всегда эффективен, так как может потребовать частого изменения структуры кодера в передатчике и алгоритма декодирования на приемной стороне. В то же время перестройка кодера в небольшое число возможных состояний (в крайнем случае, в два состояния) также наряду с упрощением структуры и управления может обеспечить выигрыш в энергопотенциале без существенного снижения скорости передачи информации.

Таблица 3.1. Коды по первой группе

№	Код	K
1	(13, 15, 17)	4
2	(25,33,37)	5
3	(47, 53, 75)	6
4	(133, 145, 175)	7
5	(5, 7)	3
6	(13, 15)	4
7	(25, 37)	5
8	(23,35)	5
9	(61, 73)	6
10	(133, 171)	7
11	(247, 371)	8

Таблица 3.2. Коды по второй группе

№	Код	K
---	-----	-----

1	$\begin{pmatrix} 25,27,33,35 \\ 37,25,33,37 \end{pmatrix}$	5
2	$\begin{pmatrix} 45,55,57,65 \\ 67,73,77,47 \end{pmatrix}$	6
3	$\begin{pmatrix} 155,127,131,135 \\ 157,173,175,123 \end{pmatrix}$	7
4	$\begin{pmatrix} 231,251,273,327 \\ 337,353,375,345 \end{pmatrix}$	8
5	$G(2,2/3)$	3
6	$G(3,2/3)$	4
7	$G(4,2/3)$	5
8	$G(5,2/3)$	6
9	$G(6,2/3)$	7
10	$G(3,3/4)$	5
11	$G(5,3/4)$	6

Таблица 3.3. – Коды по третьей группе

№	Код	K
1	$\begin{pmatrix} 7,7 \\ 5, X \end{pmatrix}$	3
2	$\begin{pmatrix} 15,15 \\ 13, X \end{pmatrix}$	4
3	$\begin{pmatrix} 37,37 \\ 25, X \end{pmatrix}$	5
4	$\begin{pmatrix} 65, X \\ 57,57 \end{pmatrix}$	6
5	$\begin{pmatrix} 171, X \\ 133,133 \end{pmatrix}$	7
6	$\begin{pmatrix} 33, X, X \\ 31,31,31 \end{pmatrix}$	5

7	$\begin{pmatrix} 35,35,35 \\ 23, X, X \end{pmatrix}$	5
8	$\begin{pmatrix} 37,37,37 \\ 25, X, X \end{pmatrix}$	5
9	$\begin{pmatrix} 61, X, X \\ 53,53,53 \end{pmatrix}$	6
10	$\begin{pmatrix} 171X,171 \\ 133,133, X \end{pmatrix}$	7
11	$\begin{pmatrix} 133,133,133,133 \\ 171, X, X, X \end{pmatrix}$	7
12	$\begin{pmatrix} 133,133, X,133, X \\ 171, X,171, X,171 \end{pmatrix}$	7
13	$\begin{pmatrix} 133,133,133, X,133, X \\ 171, X, X,171, X,171 \end{pmatrix}$	7
14	$\begin{pmatrix} 133,133,133,133, X,133, X \\ 171, X, X, X,171, X,171 \end{pmatrix}$	7

Сказанное иллюстрируется графиком, приведенными на рисунке 3.5 для модуляции BPSK. На рисунке 3.5 представлена номограмма, позволяющая оценить выигрыш от применения адаптации. Номограмма объединяет несколько зависимостей. На основе релейской функции распределения строится зависимость между значением ρ_B уровня сигнала на входе приемника относительно медианного уровня ρ_M релейского распределения и процентом времени $T\%$, в течение которого текущий уровень будет больше, чем ρ_B .

Задаваясь отношением медианного уровня ρ_M и среднеквадратичного уровня шума на входе приемника, а также текущим уровнем сигнала, можно найти текущее отношение «сигнал/шум» на входе демодулятора и декодера. Далее, на основе зависимостей ([3,4]) вероятности ошибки от отношения «сигнал/шум» используемого вида модуляции и различных параметров кода определяется текущая величина вероятности ошибки P_K . Таким образом, номограмма объединяет зависимость уровня сигнала, требования на процент

времени срывов связи и допустимую вероятность ошибки с параметрами используемого кода, а, следовательно, и скорости кодирования.

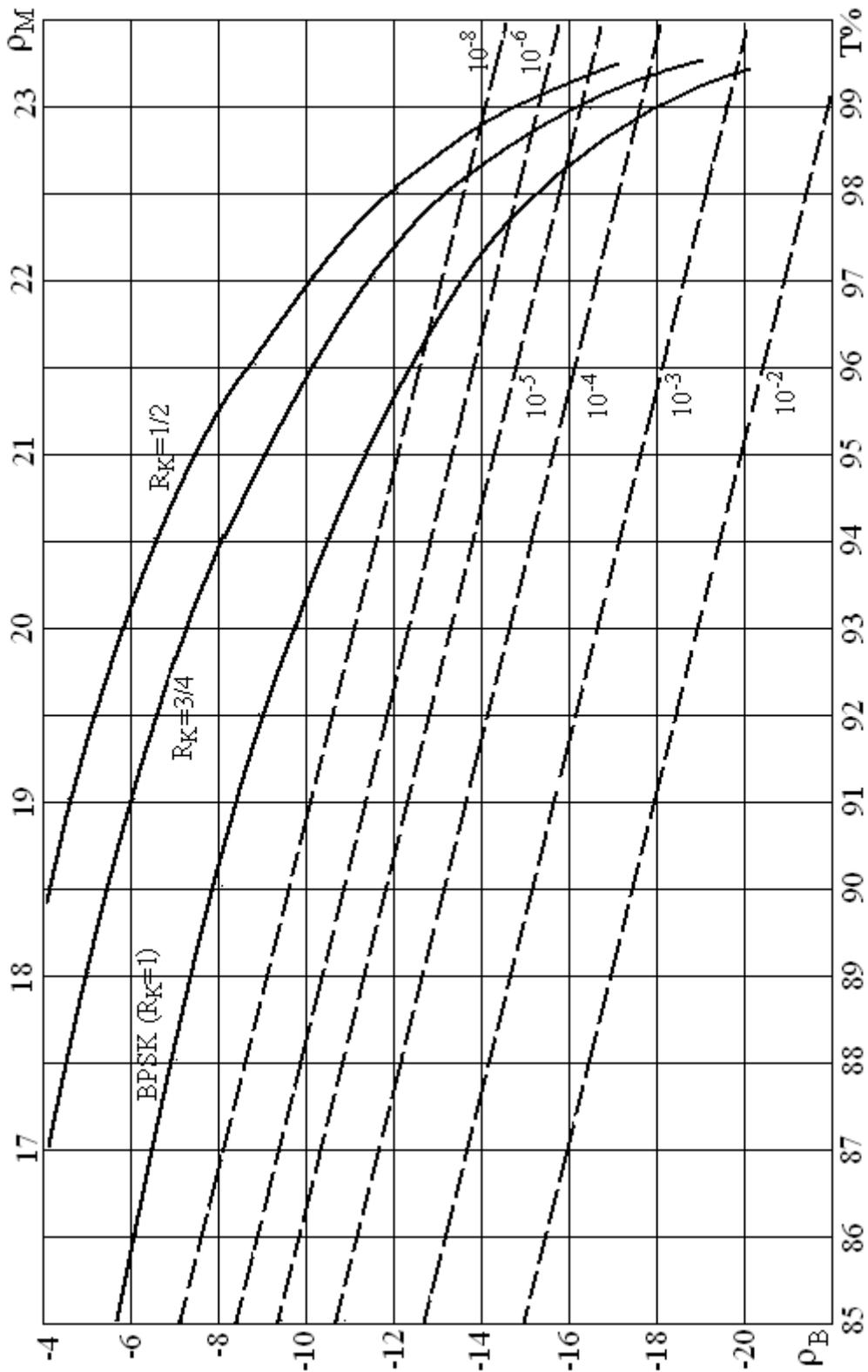


Рисунок 3.5 - Номограмма для определения выигрыша от адаптации

Параметры сигналов на рисунке 3.5 выбраны в пределах значений, в которых, как правило, задаются технические нормы на качество передачи сигналов. По нижней горизонтальной оси отложен процент времени $T\%$, в пределах которого качество связи (вероятность битовой ошибки после применения кодирования) будет не хуже, чем величина P_K .

По верхней горизонтальной оси отложено в децибелах значение отношения ρ_M медианной величины сигнала на входе приемника к среднеквадратическому значению шума. Медианная величина сигнала определяется известной мощностью передатчика и усредненными свойствами трассы распространения, которые могут быть рассчитаны или измерены заранее. Этот показатель является главным для оценки необходимого энергопотенциала, который необходимо обеспечить для нейтрализации замираний, и который указывает на требуемый запас ресурса по уровню сигнала. По левой вертикальной оси отложен в децибелах уровень сигнала ρ_B относительно медианного.

Сплошные кривые соответствуют различной скорости кодирования R_K (нижняя кривая соответствует случаю отсутствия кодирования, скорость кодирования для общности принимается равной единице). Прерывистые прямые линии соответствуют различной величине вероятности ошибки P_K .

Диаграмма на рисунке 3.6 показывает, как можно пользоваться номограммой. Если исходить из заданного допустимого процента времени срыва связи T_1 , когда вероятность ошибки может быть хуже, чем заданное значение P_K , то нужно отложить величину T_1 на нижней горизонтальной оси (точка А), затем двигаться от нее вертикально вверх до пересечения с кривой, соответствующей выбранной схеме кодера и обеспечивающей нужную скорость кодирования (в данном случае R_{K2} , точка В). Далее необходимо двигаться по горизонтали к прямой, соответствующей требуемому значению P_K (в данном случае – P_{K3} , точка С). После этого из точки С требуется перемещаться вертикально вверх до пересечения с верхней горизонтальной осью в точке D. Полученное в этой точке значение ρ_1 укажет требуемый уровень сигнала по отношению к уровню шумов.

На рисунках 3.2.7 и 3.2.8 иллюстрированы две стратегии реализации метода. Первая стратегия (рисунок 3.2.7) заключается в следующем. Задавая исходное значение процента времени T_1 , величины вероятности ошибки P_K и скорости кодирования R_{K1} , получаем требуемую величину ρ_1 .

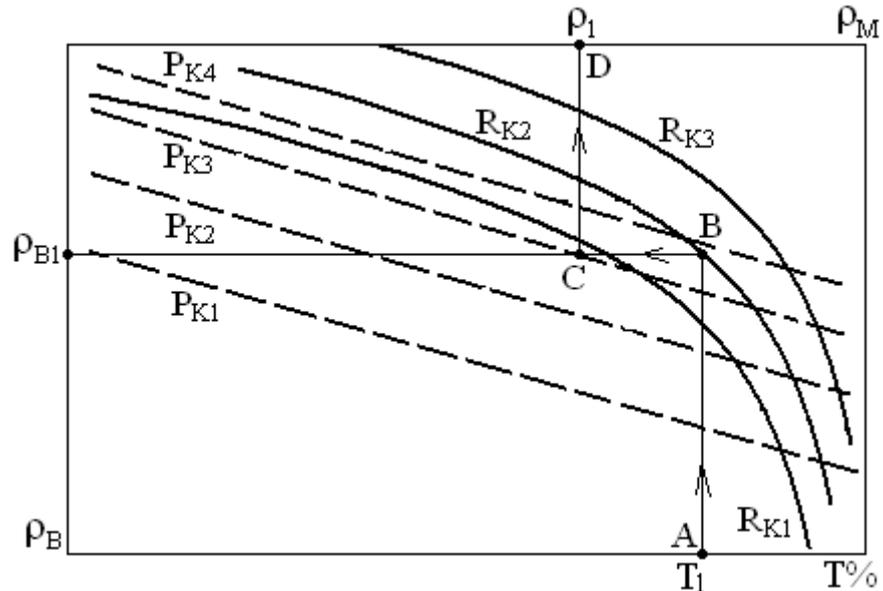


Рисунок 3.6 – Правило использования номограммы 3.5

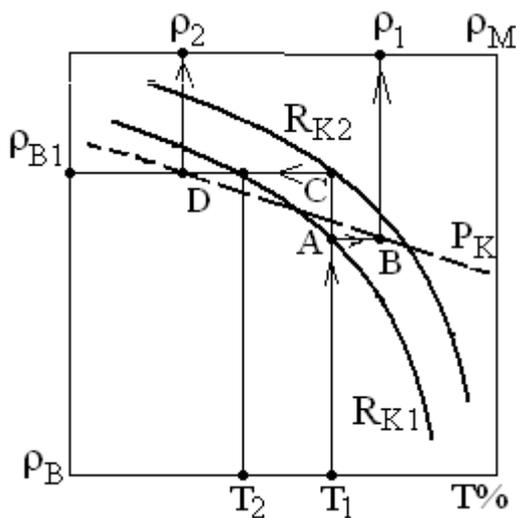


Рисунок 3.7.

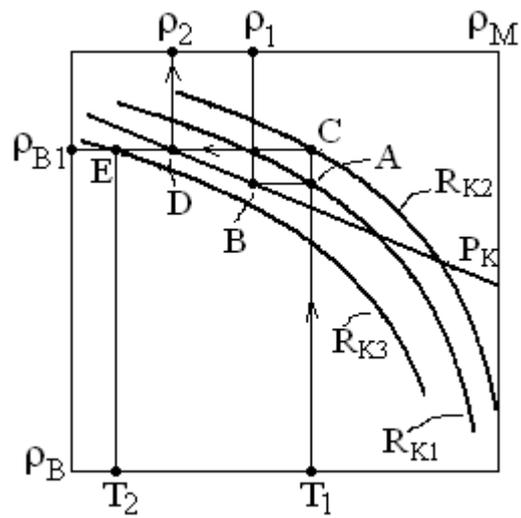


Рисунок 3.8.

В сравнение с этим применим адаптацию и перейдем на пониженную скорость передачи. Из точки А переместимся вверх до графика R_{K2} , $R_{K2} < R_{K1}$. Пересечение с графиком R_{K2} происходит в точке С. Горизонтальное смещение из нее влево до линии P_K (в точке D) даст другое значение ρ_2 , $\rho_2 < \rho_1$. Выполненная

процедура означает, что система может работать с меньшим запасом по мощности передатчика, определяемым величиной ρ_2 , а в течение времени плохого качества работы будет его компенсировать переключением на другую скорость кодирования R_{K2} . Переключение производится, когда уровень входного сигнала падает ниже величины ρ_{B1} . Это соответствует другому проценту времени T_2 . При данной стратегии средняя скорость передачи несколько снижается, однако ее изменение произойдет всего в $\frac{R_{K1}T_2 + R_{K2}(1-T_2)}{R_{K1}}$ раз. В зависимости от выбранной R_{K2} эта величина может варьироваться и быть достаточно близкой к единице. По второй стратегии уменьшение скорости передачи информации во время замираний уровня принимаемого сигнала компенсируется ее увеличением в моменты, когда уровень принимаемых сигналов высокий. Этот случай иллюстрируется рисунком 3.8.

В этом случае построения на номограмме выглядят следующим образом. T_1 – исходный заданный допустимый процент времени срыва связи. От него таким же способом нужно подняться вверх до точки кривой, соответствующей используемой скорости R_{K1} (точка А), потом сместиться по горизонтали до линии, заданной соответствующим значением P_K , до точки В. Перемещение вверх укажет на запас ρ_1 по уровню сигнала, необходимый для обеспечения заданных требований без применения адаптации. Для его снижения из точки А перемещаемся вверх до кривой с меньшим значением скорости R_{K2} , (точка С). Смещаясь от нее по горизонтали до прямой, соответствующей тому же значению вероятности срыва связи P_K (точка D), и вверх, получаем желаемое сниженное требуемое значение ρ_2 запаса по уровню. Средняя скорость передачи при этом, как описывалось в предыдущей стратегии, снижается. Переключение на более низкую скорость передачи необходимо производить, когда уровень входного сигнала будет ниже, чем ρ_{B1} .

Однако, как правило, большую часть времени система работает при уровнях сигнала, при которых вероятность ошибки существенно меньше требуемой P_K . Поэтому для компенсации снижения средней скорости можно на интервалах

времени, когда уровень сигнала высокий, переходить на повышенную скорость передачи. Для этого из точки D вновь перемещаемся по горизонтали влево до кривой, соответствующей выбранной повышенной скорости передачи R_{K3} (точка E). Ее положение укажет процент времени T_2 работы на повышенной скорости передачи. Уровень входного сигнала ρ_{B1} , при котором нужно переключаться на повышенную скорость и обратно, остается тем же. Величина средней скорости передачи при этом будет равна $R_{KCP} = R_{K3}T_2 + R_{K2}(1-T_2)$. Необходимо отметить, что в конкретных условиях зависимости от значений выбранных повышенной R_{K3} и пониженной R_{K2} скоростей величина R_{KCP} может оказаться как ниже, так и выше исходной величины R_{K1} , т.е. наряду с выигрышем по энергопотенциалу может наблюдаться и выигрыш по скорости передачи. Вторая стратегия эффективнее первой, но поскольку интервалы времени, когда система работает с разными скоростями, достаточно большие, это потребует большого объема буферной памяти, и будет сопровождаться значительными задержками в передаче сигнала.

Рассмотрим примеры расчета по первой стратегии с использованием номограммы. Пусть требуется передача информации с вероятностью ошибки не хуже 10^{-6} в 98% времени работы системы, и при обычном режиме работы кодирование не используется. Прodelывая описанные построения, получаем, что необходимое соотношение между медианным уровнем сигнала и уровнем шума в приемнике должно быть 23,1 дБ. Теперь выберем величину T_3 также равную 98% и скорость кодирования, равную $\frac{3}{4}$. Для такого же процента времени срыва связи необходимый уровень ρ_M составит уже только 20,9 дБ. А при скорости $R_K = \frac{1}{2}$ он будет равным 19,6 дБ. Переключение на пониженную скорость передачи информации необходимо будет производить, когда уровень входного сигнала ρ_{B1} упадет ниже, соответственно, 13,1 и 12,0 дБ. В режиме без кодирования система будет работать в среднем 96,6% времени, средняя скорость R_{KCP} составит 0,991 от скорости при работе без адаптации. В таблице 3.4. приведены результаты сходных построений для других исходных параметров.

Таблица 3.4 – Значения параметров помехоустойчивости

$T_1, \%$	P_K	$\rho_1, \text{дБ}$	R_K	$\rho_2, \text{дБ}$	$\rho_{В1}, \text{дБ}$	$T_2, \%$	$R_{КСР}$
98	10^{-6}	23,1	3/4	20,9	13,1	96,6	0,991
			1/2	19,7	12,0	95,6	0,978
	10^{-4}	20,7	3/4	18,7	13,1	96,6	0,991
			1/2	17,3	12,0	95,6	0,978
97	10^{-6}	21,3	3/4	19,2	11,7	95,2	0,988
			1/2	17,7	10,0	93,4	0,95
	10^{-4}	18,9	3/4	16,9	11,7	95,2	0,988
			1/2	15,5	10,0	93,	0,966

Таким образом, при относительно небольшом снижении скорости передачи можно достигнуть выигрыш в энергопотенциале на 2,5–3,5 дБ и выше. В следующем параграфе будут рассмотрены вопросы построения буферной памяти для работы на переменной скорости передачи и необходимые параметры соответствующих блоков.

3.3. Буферизация данных при переменной скорости передачи информации

Рассмотренные в предыдущем параграфе методы передачи с переменной скоростью могут потребовать дополнительного оборудования и на передающей, и на приемной сторонах.

Действительно, источник информации, как правило, генерирует последовательность информационных символов, следующих с постоянной скоростью $V_{и}$ и постоянной длительностью $T_C=1/V_{и}$ одного символа. Поскольку условия передачи по нестационарному каналу непрерывно изменяются, то для компенсации изменения вероятности ошибки будет изменяться и скорость

кодирования R_K . Поскольку на каждый переданный информационный символ должно приходиться $1/R_K$ кодированных символов, а длительность информационных символов постоянна, то при этом либо необходимо изменять длительность передаваемых кодированных символов, либо применять буферную память значительного объема, чтобы компенсировать переменное соотношение информационных и кодированных символов в единицу времени.

Однако применение переменной длительности символов приводит к тому, что ширина спектра сигнала в разные интервалы времени также будет меняться пропорционально изменению R_K . Даже при небольших изменениях параметров кодирования, например, при переходе от $R_K=1$ к $R_K=3/4$ ширина полосы спектра будет изменяться на 33%. Поскольку значение $1-T_1$, где T_1 – доля времени работы со скоростью $R_K=1$, близко к единице, это означает, что большую часть времени частотный ресурс системы передачи будет существенно недоиспользоваться.

Более экономичным в смысле использования ресурсов системы является передача кодированных символов с постоянной скоростью V_K и длительностью символов $T_K=1/V_K$. Однако это потребует использования памяти значительного объема, где должны накапливаться информационные символы, ждущие кодирования и передачи на интервалах времени, когда осуществляется кодирование, а скорость запроса символов из памяти меньше скорости их поступления. На интервалах времени без кодирования скорость запроса символов из памяти больше скорости их поступления, и накопленный запас расходуется. Кроме дополнительного оборудования это будет сопровождаться дополнительными задержками в передаче информации.

Рассмотрим работу системы передачи, реализующий данный метод. Укрупненная структурная схема приведена на рисунке 3.8. В состав схемы входит и передающая, и приемная части. Предполагается, что на противоположном конце интервала передачи работает аналогичная станция. Оценка уровня сигнала в канале передачи от противоположной станции до данной станции производится измерителем уровня пришедшего сигнала (ИУ). Информация об этом передается на противоположную станцию по передающему оборудованию служебного

канала СК1. Кроме того, с помощью СК1 на противоположную станцию передается информация о том, на какой скорости R_K в текущий момент работает данная станция.

Приемное оборудование служебного канала СК2 принимает информацию с противоположной станции о том на какой скорости R_K в текущий момент работает ее кодер (К), а также об условиях передачи сигналов в канале от данной станции до передающей. Эта информация поступает на блок управления БУ1, который выбирает нужную в данный момент скорость кодирования, и в соответствии с этим управляет работой передающей части.

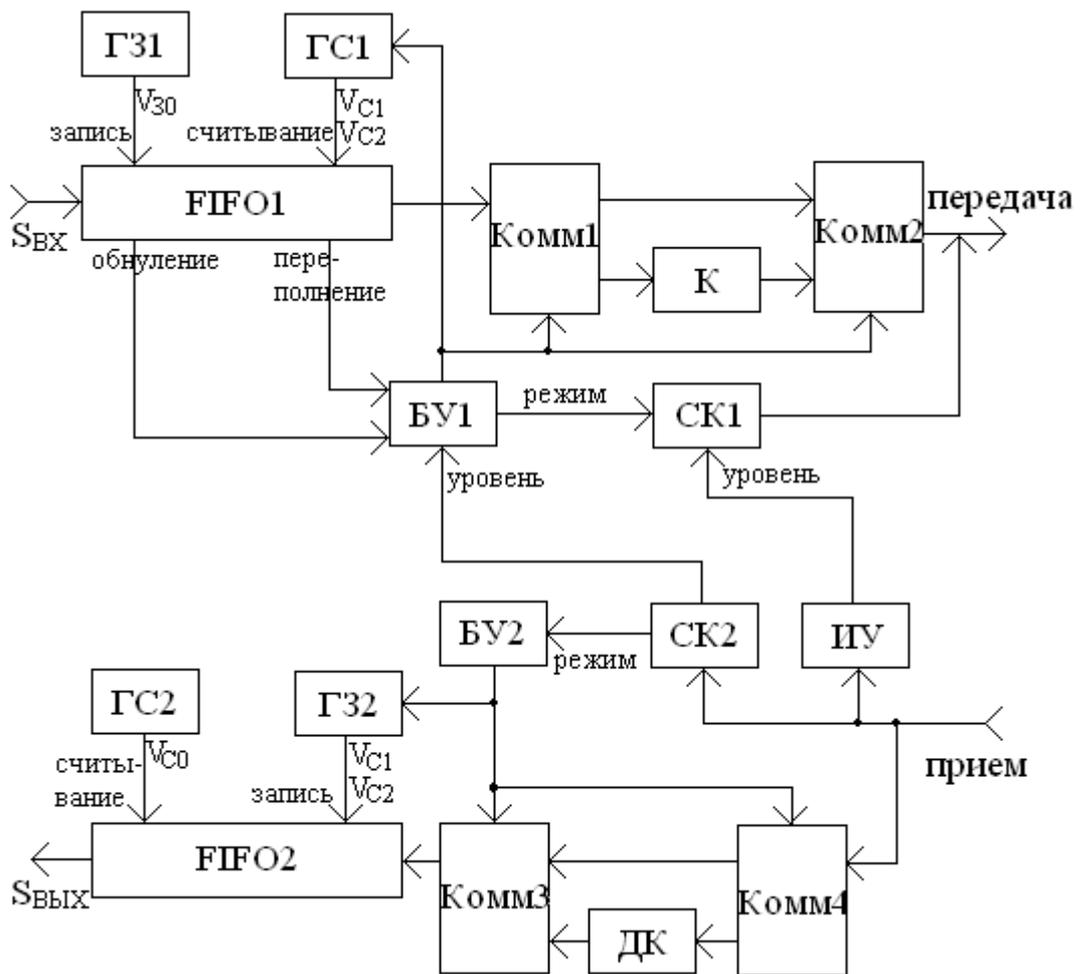


Рисунок 3.8 – Структурная схема системы передачи

Информационные символы входной последовательности $S_{ВХ}$ поступают на вход буферной памяти с постоянной скоростью $V_{И}$. Буферная память (FIFO1) может быть реализована на основе блоков типа FIFO (first input - first output – «первый вошел - первый вышел»). Подобные блоки построены на основе ячеек

памяти, объединенных по кольцевой структуре. Каждый поступающий символ записывается в ячейку со следующим адресом по отношению к адресу ячейки, куда был записан предыдущий символ. Следующим адресом у последней ячейки считается адрес первой ячейки блока. Запись производится с частотой записи $V_{30}=V_{И}$, эта частота в передающей части постоянна и вырабатывается генератором записи ГЗ1. Считывание производится также последовательно от ячейки к ячейке с частотой считывания, которая в разные моменты времени может быть как меньше, так и больше частоты записи. Если частота записи долгое время превышает частоту считывания, то память FIFO полностью заполняется, о факте переполнения вырабатывается индикаторный сигнал. Если частота считывания долгое время превышает частоту записи, то память блока FIFO полностью опустошается, о чем также вырабатывается индикаторный сигнал.

Схема на рисунке 3.8 может работать в двух режимах передачи: на скорости $R_{K1}=1$ и на скорости $R_{K2}<1$. Им соответствуют две скорости считывания V_{C1} и V_{C2} , $V_{C1}<V_{C2}$, вырабатываемые генератором считывания ГС1. Переключение на нужную скорость управляется сигналом БУ1. Этот же сигнал управляет работой коммутаторов Комм.1 и Комм.2. При работе на скорости R_{K1} оба коммутатора переключаются таким образом, чтобы выходной сигнал FIFO1 проходил напрямую на передачу. При работе на скорости R_{K2} оба коммутатора переключаются таким образом, что сигнал с выхода FIFO1 проходит через кодер, а затем поступает на передачу.

Поскольку замирания сигнала – это случайный процесс, то при любом объеме памяти FIFO1 возможны ситуации переполнения его памяти, когда время замирания сигнала слишком затянулось, либо полного опустошения памяти, когда хорошие условия работы длятся неожиданно долго. В первом случае системе приходится временно переходить на бóльшую скорость кодирования R_{K1} , пока замирание не закончилось. В другом случае система переходит на работу с повышенной помехоустойчивостью и пониженной скоростью R_{K2} , хотя в этом и нет необходимости. Решение об этом на основе индикаторных сигналов FIFO1 принимается также блоком БУ1.

В приемной части системы происходят обратные процессы. Если передающая часть противоположной станции работает со скоростью R_{K1} , то в приемной части данной станции принимаемые символы с помощью коммутаторов Комм.3 и Комм.4 направляются непосредственно на вход ее блока FIFO2. Если же передающая часть противоположной станции работает со скоростью R_{K2} , то принятые символы сначала декодируются в декодере (ДК), а затем поступают на вход FIFO2. Переключением между этими режимами производится блоком управления БУ2 на основе сигнала блока СК2, сообщающего с какой скоростью в данный момент работает передающая часть противоположной станции.

В блоке FIFO2 уже считывание происходит с постоянной скоростью $V_{C0}=V_{И}$, а запись с двумя скоростями – V_{31} и V_{32} . Сигналы для этого вырабатываются генератором считывания ГС2 и генератором записи ГЗ2, работа последнего также управляется блоком БУ2. Объем памяти FIFO2 предусматривается бóльшим, чем объем памяти FIFO1, в связи с чем переполнения и обнуления в нем не возникает. На выходе блока FIFO2 вырабатывается информационный сигнал $S_{ВЫХ}$ со скоростью $V_{И}$. Общая структура систем, использующих не две, а бóльшее число скоростей кодирования, остается схожей с рассмотренной структурой. Все коммутаторы становятся многоканальными, генераторы ГС1 и ГЗ2 должны вырабатывать сигналы уже не двух, а нескольких скоростей.

Первоначально рассмотрим пример определения необходимых параметров блока FIFO1 для случая работы на двух скоростях кодирования $R_{K1}=1$ (кодирование отсутствует) и $R_{K2}=3/4$, потом перейдем к общему случаю. (Для блока FIFO2 требования будут аналогичными.) Информационные и кодированные символы имеют постоянные длительности T_C и T_K соответственно. За большое время T_0 будет подано на передачу $V_{И}T_0$ информационных символов и передано $V_K T_0$ кодированных символов. С учетом долей обоих режимов и соответствующих им скоростей передачи можно записать: $V_{И}T_0 = V_K T_1 T_0 + 3V_K(1-T_1)T_0/4$. Отсюда средняя скорость передачи должна быть равна:

$$V_K = 4V_{И}/(3+T_1). \quad (3.1.)$$

В случае, если скорость считывания будет несколько отличаться от V_K , то произойдет определенный «перекос» в вероятности наступления каждого из них. Если скорость считывания будет больше V_K , то гораздо чаще будет наблюдаться обнуление памяти, чем ее переполнение, а если скорость считывания будет несколько меньше, то картина будет обратной. Потери от того и другого события носят качественно различный характер. На время ликвидации переполнения помехоустойчивость будет хуже планируемой, а на время ликвидации обнуления передача информации будет вестись с излишним качеством, лучшим, чем ограничивается нормами, т.е. излишек ресурса не будет реализован. Это дает возможность в зависимости от степени важности того или иного вида потерь дополнительно варьировать величину скорости считывания. Для обеспечения средней скорости считывания символов при неравномерной скорости записи требуется иметь достаточно большую аккумулялирующую память. Большой объем уменьшает вероятность переполнения памяти и вероятность ее обнуления, однако при этом может вносить недопустимую задержку при обработке. Для выбора объема памяти определим вероятности обоих этих событий.

Рассмотрим достаточно большой интервал времени, когда в полной мере проявляются статистические зависимости. Пусть за это время на FIFO1 поступило N_{Π} информационных символов, а поступило на передачу N_T кодированных символов. Если кодирования не было (режим 1), то за это же время N_T символов и было считано. Но $N_T > N_{\Pi}$, поэтому из всех N_T считываемых символов N_{Π} символов не вызвало изменения числа символов в памяти, а на величину $N_T - N_{\Pi}$ число символов в памяти уменьшилось. Поскольку моменты записи символов в память и считывания из нее взаимно независимы, то вероятность того, что очередной считываемый символ не вызовет изменения числа символов в памяти, равна $p_{10} = N_{\Pi} / N_T = V_{\Pi} / V_K = (3 + T_1) / 4$. А вероятность того, что очередной символ уменьшит число символов в памяти на единицу, равна $p_{1-} = 1 - p_{10} = (1 - T_1) / 4$.

В случае, когда кодирование производится (режим 2), за такой же интервал времени при переданных N_T кодированных символах из памяти было извлечено только $3N_T / 4$ символов, а записано было те же N_{Π} символов. Значит можно

считать, что вероятность того, что при каждом переданном символе число символов в памяти увеличится на единицу, равна $p_{2+}=(N_{\Pi}-3N_T/4)N_T=T_1/4$, а вероятность того, что их число не изменится, равна $p_{20}=1-T_1/4$.

Доля режима 1 в общем балансе времени составляет T_1 , а режима 2 составляет $(1-T_1)$, поэтому общие вероятности уменьшения, увеличения и сохранения числа записанных в памяти символов с каждым переданным кодированным символом, равны, соответственно:

$$\begin{aligned} p_- &= p_{1-}T_1 + p_{2-}(1-T_1) = \frac{T_1(1-T_1)}{4}, \\ p_+ &= p_{1+}T_1 + p_{2+}(1-T_1) = \frac{T_1(1-T_1)}{4}, \\ p_0 &= p_{10}T_1 + p_{20}(1-T_1) = 1 - \frac{T_1(1-T_1)}{2}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Пусть число ячеек памяти FIFO1 равно N . Для работы в установившемся режиме найдем вероятности p_n того, что из N ячеек памяти будет занято n ячеек. Для этого используем теорию матриц ([112]). Пусть на l -м такте работы, отсчитываемом по количеству выходных символов, набор $\{p_n^{(l)}\}$ описывает совокупность вероятностей того, что занято n ячеек памяти, $n=1 \div N$. Его можно описать в виде вектора $\mathbf{p}^{(l)}$, где n – номера элементов вектора. В следующем такте с номером $l+1$ элементы вектора определяются определенными переходными вероятностями, зависящими от T_1 . По сути, последовательность этих векторов – это простая марковская цепь с матрицей переходных вероятностей $\boldsymbol{\pi}$. Поскольку при каждом шаге количество занятых ячеек может либо остаться прежним, либо измениться на единицу, т.е. вероятность $p_i^{(l+1)}$ на l -том шаге зависит только от вероятностей $p_i^{(l)}$, $p_{i-1}^{(l)}$ и $p_{i+1}^{(l)}$, то все элементы матрицы, кроме $\pi_{i,i}$, $\pi_{i,i+1}$ и $\pi_{i,i-1}$, будут равны нулю. При этом все элементы $\pi_{i,i}$ равны между собой. Также равны между собой элементы $\pi_{i,i+1}$ и элементы $\pi_{i,i-1}$.

Таким образом, вектор $\mathbf{p}^{(l+1)}$ на шаге $l+1$ можно определить, умножая вектор $\mathbf{p}^{(l)}$ предыдущего шага на матрицу $\boldsymbol{\pi}$, $\mathbf{p}^{(l+1)} = \boldsymbol{\pi} \mathbf{p}^{(l)} = \boldsymbol{\pi}^l \mathbf{p}^{(0)}$, где $\mathbf{p}^{(0)}$ – исходный вектор. Вектор \mathbf{p} на l -том шаге определяется l -той степенью матрицы $\boldsymbol{\pi}$. Из теории матриц ([112]) следует, что при достаточно больших l при каждом

последующем произведении соотношение элементов вектора $\mathbf{p}^{(l)}$ перестает меняться. Этот вектор станет равным собственному вектору матрицы $\boldsymbol{\pi}$, соответствующему ее максимальному собственному числу. Отсюда следует, что после истечения определенного времени с начала работы распределение p_n вероятностей приобретает стационарный вид и в дальнейшем не меняется.

Для анализа вероятности переполнения или опустошения памяти необходимо рассмотреть два крайних элемента p_1 и p_N вектора \mathbf{p} . Для их определения применим следующий косвенный метод.

Обозначим величину элементов переходной матрицы через $\pi_{i,i} = \pi_0 = p_0$, $\pi_{i,i+1} = \pi_- = p_-$ и $\pi_{i,i-1} = \pi_+ = p_+$. Рассмотрим некоторую промежуточную вероятность $p_i^{(l+1)}$, $i \neq 1, i \neq N$. Она определится через вероятности на предыдущем шаге, как

$$p_i^{(l+1)} = \pi_0 p_i^{(l)} + \pi_- p_{i+1}^{(l)} + \pi_+ p_{i-1}^{(l)}. \quad (3.3)$$

Однако можно заметить, что в установившемся состоянии $p_i^{(l+1)} = p_i^{(l)}$. Учтем то, что $\pi_0 = 1 - \pi_- - \pi_+$ и для удобства перенумеруем индексы, $k = i + 1$. Тогда после преобразования формулы (3.3) получим для всех элементов вектора, кроме первого и последнего:

$$p_{k-2} = (\pi_- + \pi_+) p_{k-1} / \pi_+ - \pi_- p_k / \pi_+.$$

Для первого и последнего элементов вектора аналогичные выражения имеют вид:

$$\begin{aligned} p_1^{(l+1)} &= (\pi_0 + \pi_+) p_1^{(l)} + \pi_- p_2^{(l)}, \\ p_2 &= \pi_+ p_1 / \pi_-, \\ p_N^{(l+1)} &= (\pi_0 + \pi_-) p_N^{(l)} + \pi_+ p_{N-1}^{(l)}, \\ p_{N-1} &= \pi_- p_N / \pi_+. \end{aligned}$$

Если $\pi_- = \pi_+$, то в установившемся режиме $p_1 = p_2 = p_3 = \dots = p_N$. Распределение вероятностей – равномерное, вероятность обнуления памяти равна вероятности ее переполнения и равна $1/N$.

Если $\pi_- \neq \pi_+$, то распределение уже равномерным не будет. Это возможно, если скорость считывания отличается от определяемой выражением (3.1). Действительно, пусть при тех же условиях считывание производится на скорости:

$$V_{K2} = V_{И} \left(\frac{4}{3+T_1} + \gamma \right),$$

где γ – некоторая добавка. Тогда, проделывая аналогичные преобразования, можно получить:

$$p_- = \pi_- = T_1 \frac{1-T_1 + \gamma(3+T_1)}{4 - \gamma(3+T_1)},$$

$$p_+ = \frac{(1-T_1)T_1}{4 - \gamma(3+T_1)}.$$

Если $\gamma > 0$, то $p_- > p_+$, если $\gamma < 0$, то $p_- < p_+$. Обозначим $q = \pi_- / \pi_+$. Тогда

$$p_{N-1} = qp_N,$$

$$p_{N-2} = (1+q)p_{N-1} - qp_N = q^2 p_N,$$

$$p_{N-3} = (1+q)p_{N-2} - qp_{N-1} = q^3 p_N,$$

и так далее. Последовательный ряд значений вероятности представляет собой геометрическую прогрессию. Ее сумма равна $p_N(1-q^N)/(1-q)$. Таким образом, вероятность обнуления и вероятность переполнения памяти будут равны, соответственно:

$$p_1 = q^{N-1}(1-q)/(1-q^N),$$

$$p_N = (1-q)/(1-q^N).$$

Полученные результаты показывают, что даже при небольшом отличии скорости считывания от средней, вероятности обнуления и переполнения памяти могут сильно различаться. В зависимости от соотношения значимости потерь от одного или другого результата можно варьировать скорость передачи символов, устанавливая ее несколько отличающейся от средней. При незначительном увеличении вероятности одного результата можно сильно выиграть в другом. Поскольку очевидно, что ухудшение помехоустойчивости ниже нормы значительно более нежелательно, чем ее улучшение, то можно порекомендовать выбор величины $\gamma > 0$. Кроме того, увеличение объема аккумулирующей памяти также позволяет значительно уменьшить вероятность сбоев обоих видов.

Теперь рассмотрим скорости кодирования R_{K1} и R_{K2} в общем виде. Пусть работа на первой из них производится долю общего времени, равную T_1 , на второй скорости долю времени T_2 , $T_1 + T_2 = 1$. Тогда из аналогичного соотношения

$T_0 V_K (T_1 R_{K1} + T_2 R_{K2}) = V_H T_0$, связывающего количество информационных и кодированных символов, получаем:

$$V_K = \frac{V_H}{T_1 R_{K1} + T_2 R_{K2}}.$$

После аналогичных преобразований получаем промежуточные значения вероятностей, одинаковых по величине, но разных по знаку:

$$P_a = [R_{K1}(T_1 - 1) + R_{K2}T_2]T_1,$$

$$P_b = [R_{K1}T_1 + R_{K2}(1 - T_2)]T_2.$$

Если $P_a < 0$, $P_b > 0$, то $p_- = |P_a|$, $p_+ = P_b$. Если $P_a > 0$, $P_b < 0$, то $p_- = |P_b|$, $p_+ = P_a$.

Полученные выражения необходимо использовать вместо (3.2), дальнейшие рассуждения аналогичны.

Рассмотрим ситуацию, когда применяется M различных скоростей кодирования, R_{K1} , R_{K2} , ..., R_{KM} , используемых в течение долей общего времени, соответственно, T_1 , T_2 , ..., T_M , при этом $T_1 + T_2 + \dots + T_M = 1$.

Скорость считывания должна быть равна:

$$V_K = \frac{V_H}{\sum_{i=1}^M R_{Ki} T_i}.$$

Промежуточные вероятности определяются выражениями:

$$P_j = \sum_{i=1}^M R_{Ki} T_i - R_{Kj} T_j.$$

Вероятности уменьшения и увеличения числа символов в памяти на единицу с каждым кодированным символом будут равны, соответственно:

$$p_- = \left| \sum P_j^{(-)} \right|,$$

$$p_+ = \sum P_j^{(+)},$$

где в первую сумму включены отрицательные значения P_j , во вторую сумму включены положительные значения P_j . Полученные выражения также используются вместо выражений (3.2.).

Рассмотренный вариант расчета следует применять в ситуациях, когда имеется только общая информация о статистических свойствах канала передачи.

Если же известны некоторые дополнительные сведения, то расчеты можно уточнить. В частности, для этого необходимо знание функции распределения вероятной длительности падения принимаемого сигнала ниже определенного уровня $F_B(\tau)$, т.е. знание того, какую долю от суммарного времени выбросов вниз от определенного уровня, будут составлять те выбросы, у которых длительность больше некоторой величины τ .

Предположим, что объем памяти FIFO равен Q ячеек и увеличение скорости заполнения началось, когда в среднем память заполнена наполовину. Тогда оставшаяся половина станет заполняться со скоростью $V_K - V_{И}$, и заполнится за интервал времени, равный $T_Q = Q/2(V_K - V_{И})$. Приравниванием $T_Q = \tau$ определяется доля T_{Q1} суммарного времени выбросов, когда память будет переполняться.

В режиме с кодовой скоростью R_{K2} система работает $(1 - T_2)$ общего времени функционирования. Значит, из этого времени в течение доли T_{Q1} она будет вновь переходить в режим работы со скоростью R_{K1} , т.е. в режим более низкой помехоустойчивости. Таким образом, общая доля времени работы с плохим качеством (вероятностью ошибки ниже заданного РК) составит не $1 - T_1$, а $1 - T_1 + T_{Q1}(1 - T_2)$. Однако эта небольшая добавка может быть скомпенсирована небольшой добавкой $\Delta\rho$ к уровню ρ_2 . Обеспечив эту добавку, нетрудно с помощью номограммы на рисунке 3.5. перейти к новому значению доли времени работы с нужным качеством и определить значение T_{Q1} , а с помощью функции $F_B(\tau)$ и знания значений V_K и $V_{И}$ определить требуемый объем памяти FIFO.

Таким образом, выбирая необходимый объем памяти FIFO и скорость считывания, можно обеспечить эффективное функционирование системы передачи информации при адаптивном изменении скорости кодирования, но постоянных скоростях как записи, так и считывания символов.

3.4. Адаптация сверточного кодирования в многоканальных линиях передачи

В настоящее время системы передачи информации зачастую используют выбор канала из совокупности нескольких возможных. Наибольшее распространение данный метод получил в системах, где возможно организовать работу на любой частоте из совокупности разрешенных ([3-8]), как вариант частотного разнесения. Кроме того, описаны ([22,23,101,103]) принципы применения пространственного разнесения, когда с учетом знания сравнительных свойств каналов вся мощность передающей системы переключается в наилучший в данный момент канал.

Однако в случае использования одного частотного канала ресурс системы передач недоиспользуется, причем в самом «узком» месте – ширине общей полосы тракта передачи и скорости передачи информации. Использование метода дополнительного адаптивного сверточного кодирования позволяет значительно расширить возможности системы в этом направлении.

Выбор наилучшего канала передачи можно осуществлять, если система связи является двухсторонней, то есть передача сигналов ведется в обоих направлениях. Когда имеется возможность выбора наилучшей несущей частоты в определенном диапазоне, то по каналу обратной связи указываются участки частотного диапазона с наилучшим коэффициентом передачи, и передача производится именно на одном из этих участков. Однако при наличии нескольких возможных каналов передачи использование только одного лучшего из них оставляет без использования другие каналы, полосы передач которых также входят в частотный диапазон, выделенный системе передачи. При этом коэффициент передачи в неиспользуемых каналах может лишь не намного отличаться от наилучшего канала.

Естественно, при передаче через эти каналы величина ошибки будет несколько выше, чем по наилучшему каналу. Однако, используя методику,

изложенную в предыдущих разделах, можно скорость передачи в них при этом несколько снизить при одновременном повышении помехоустойчивости, которое компенсирует ухудшение свойств каналов. Таким образом, вероятность ошибки выравнивается по всем используемым каналам передачи и может во всех каналах удовлетворять требуемым нормам. Общая пропускная же способность при этом возрастает в $\left(\sum_{j=1}^m R_{Kj}\right) / R_{K1}$ раз, где R_{Kj} – скорость кодирования в j -том канале (R_{K1} – скорость кодирования в наилучшем канале); m – количество используемых лучших каналов для передачи.

Повышение пропускной способности можно использовать двумя путями. Один из них состоит в непосредственном повышении скорости информации. Другой заключается в том, что цифровые сигналы обычно предварительно кодируются различными методами (не связанными с описываемым адаптивным кодированием, например, блоковыми кодами, и др.). Если появилась возможность дополнительно повысить объем передаваемой информации, ее можно использовать для изменения параметров этих предварительных методов кодирования с целью повышения качества передачи или ослабления требований на другие технические параметры системы передачи. Несмотря на то, что используются лучшие каналы из имеющихся, из-за нестационарных свойств среды распространения их коэффициенты передачи также флуктуируют по времени. Следовательно, как уже рассматривалось, при постоянной длительности входных информационных и выходных кодовых символов требуется применять в каждом из используемых каналов буферную аккумулирующую память, причем управление всеми блоками такой памяти необходимо осуществлять совместно.

Укрупненная структурная схема такой системы многоканальной передачи представлена на рисунке 3.9 (передающая часть) и на рисунке 3.10 (приемная часть). Передающая часть содержит m однотипных модулей, состоящих из блока памяти (FIFO $_i$), генератора записи (ГЗ), генератора считывания (ГС $_i$), кодера (К $_i$) и модулятора (М $_i$). Поток входных информационных символов $S_{ВХ}$ с помощью мультиплексора (MUX) разделяется на m потоков $S_{ВХ1} \div S_{ВХm}$. Каждый из этих

потоков записывается в свой блок $FIFO_i$, откуда затем подается на вход сверточного кодера K_i , где подвергается кодированию со скоростью R_{K_i} . После этого поток кодированных символов модулирует в модуляторе M_i соответствующую поднесущую (одну из возможных частот из доступного набора $f_1 \div f_M$). После этого каждый из модулированных сигналов излучается по своему каналу передачи либо с помощью своего передатчика (ПРД) как показано на рисунке), либо все эти сигналы суммируются и излучаются общим широкополосным передатчиком.

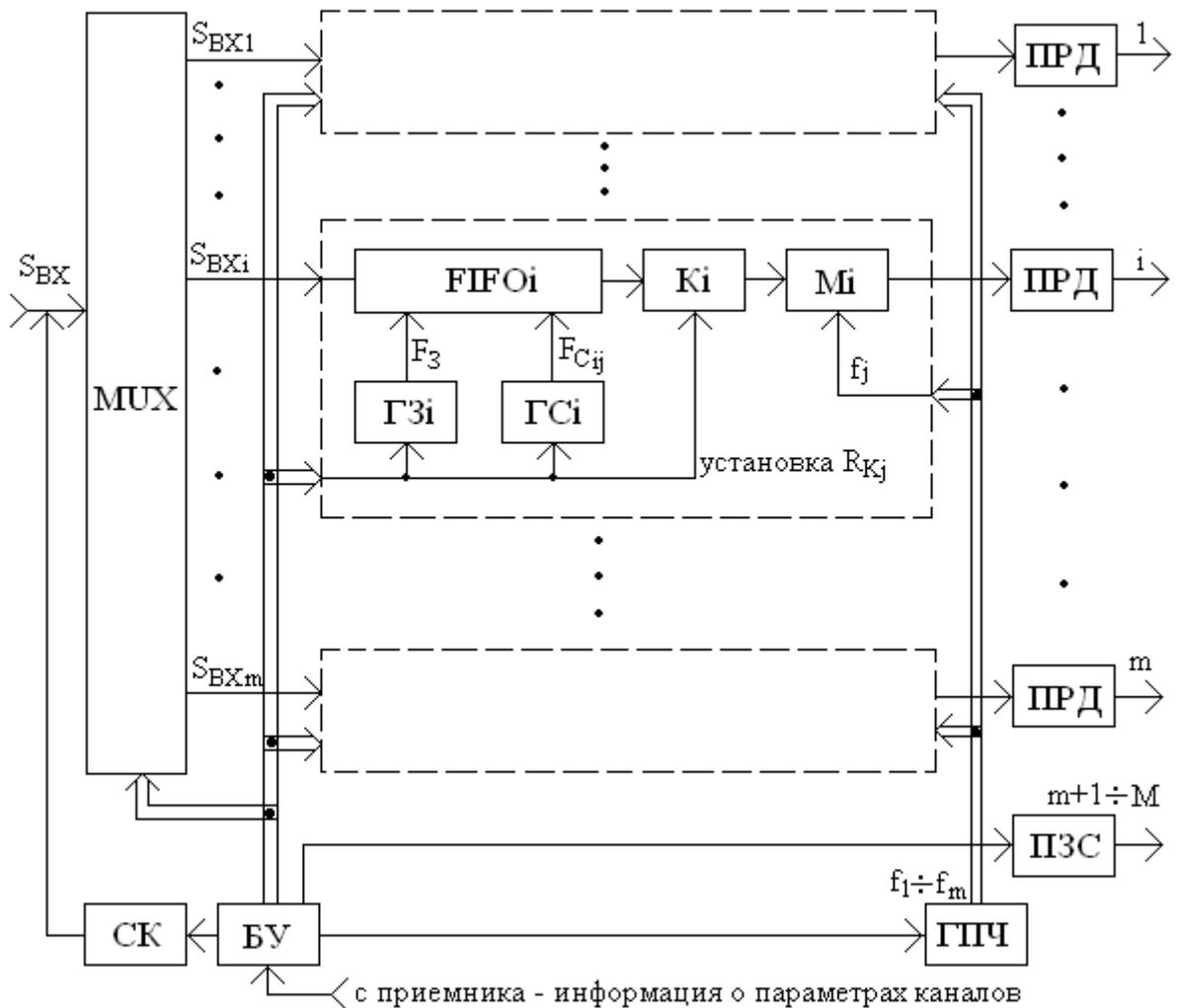


Рисунок 3.9 – Передающая часть многоканальной системы передачи

В каждом из организуемых параллельных каналов информационные символы передаются со своей скоростью, поэтому мультиплексор из общего потока последовательно выделяет каждому модулю различные порции символов, пропорциональные скорости R_{K_i} , с которой этот модуль работает. Поэтому

генераторы записи каждого модуля вырабатывают одну и ту же частоту записи F_3 , но подают записывающие сигналы только в те интервалы времени, когда с выхода мультиплексора информационные символы поступают на данный модуль.

В отличие от генераторов записи, генераторы считывания каждого модуля работают с различными скоростями F_{ij} , которые отличаются в разных модулях номера $i=1 \div m$, и меняются по времени в зависимости от того, с какой кодовой скоростью R_{kj} должен в текущий момент работать кодер каждого модуля. Генератор поднесущих частот (ГПЧ) вырабатывает весь набор частот $f_1 \div f_M$, на которых разрешено работать системе передачи. При этом на каждый из модуляторов подается одна из выбранных для него поднесущих. Распределением поднесущих по модуляторам управляет блок управления (БУ). БУ также решает, с какой скоростью должен кодировать кодер каждого блока и, соответственно, считывать символы из памяти его генератор считывания, и управляет ими. Также он определяет, сколько информационных символов из их входного потока $S_{ВХ}$ должен направить мультиплексор на каждый из модулей, и синхронизирует с этим включение соответствующих генераторов записи. Решение о том, какие частотные каналы следует использовать в данный момент и с какой скоростью кодирования в каждом из них должны передаваться сигналы, принимается на основе информации о свойствах каждого канала, поступающей из приемной части данной станции.

Противоположная станция измеряет уровни сигналов во всех возможных частотных каналах и передает эту информацию на данную станцию. Ранжирование свойств частотных каналов, которые используются в данный момент, производится непосредственным измерением уровней принятых по ним сигналов. Для того, чтобы анализировать свойства $M-m$ частотных каналов, которые в данный момент не используются для передачи информации, в передающей части используется специальный передатчик зондирующих сигналов (ПЗС). Он излучает сигналы малой мощности, но, поскольку они не переносят информационных символов, а свойства среды распространения меняются достаточно медленно, путем накопления можно оценивать коэффициенты

передачи каждого канала с необходимой точностью. О том, какие каналы будут использоваться и с какой кодовой скоростью работать, БУ информирует противоположную станцию по служебному каналу (СК).

Работа блоков FIFO имеет определенные особенности по сравнению с рассмотренной ранее одноканальной системой. Хотя генераторы записи всех модулей работают с одинаковой частотой, но длительность интервалов записи различается, т.е. различается и средняя скорость записи. Она пропорциональна той кодовой скорости R_{kj} , с которой должен работать данный частотный канал. Так как передача по каждому частотному каналу происходит постоянно и одинаковой кодовой скоростью, то и средняя скорость считывания также пропорциональна этой кодовой скорости, поэтому объем памяти блоков может быть уменьшен.

В приемной части (рисунок 3.10) на выходах каждого из приемников (ПРМ) также стоят однотипные модули, состоящие из демодулятора (ДМ), декодера (ДК), блока памяти (FIFO_i), генератора записи (ГЗ_i) и генератора считывания (ГС_i). Каждый модуль осуществляет набор операций, противоположный тому, который совершается в соответствующем модуле передающей части. Генератор опорных частот (ГОЧ) вырабатывает набор всех поднесущих частот, на которых может работать система передачи. Из них выбираются те, которые используются в текущий момент, и подключаются к соответствующим демодуляторам. Декодеры всех модулей производят декодирование принятых кодовых последовательностей с необходимыми скоростями. Демультимплексор (DEM) поочередно запрашивает из блоков FIFO_i очередные порции декодированных символов и на выходе составляет непрерывную последовательность информационных символов $S_{\text{ВЫХ}}$, соответствующих передаваемой $S_{\text{ВХ}}$.

Для согласования скоростей получения символов блоками памяти и скоростей их считывания и подачи на демультимплексор, частоты сигналов, вырабатываемых генераторами записи и считывания каждого модуля, регулируются с помощью блока управления (БУ), который также управляет работой ГОЧ, ДК и DEM. Из выходного сигнала $S_{\text{ВЫХ}}$ аппаратурой служебного

канала (СК) извлекается информация, передаваемая противоположной станцией о том, какие частотные каналы используются и с какой кодовой скоростью. Кроме того, устройство оценки свойств каналов (УОСК) анализирует уровень сигналов во всех каналах, выделенных системе передачи, и передает эту информацию на противоположную станцию.

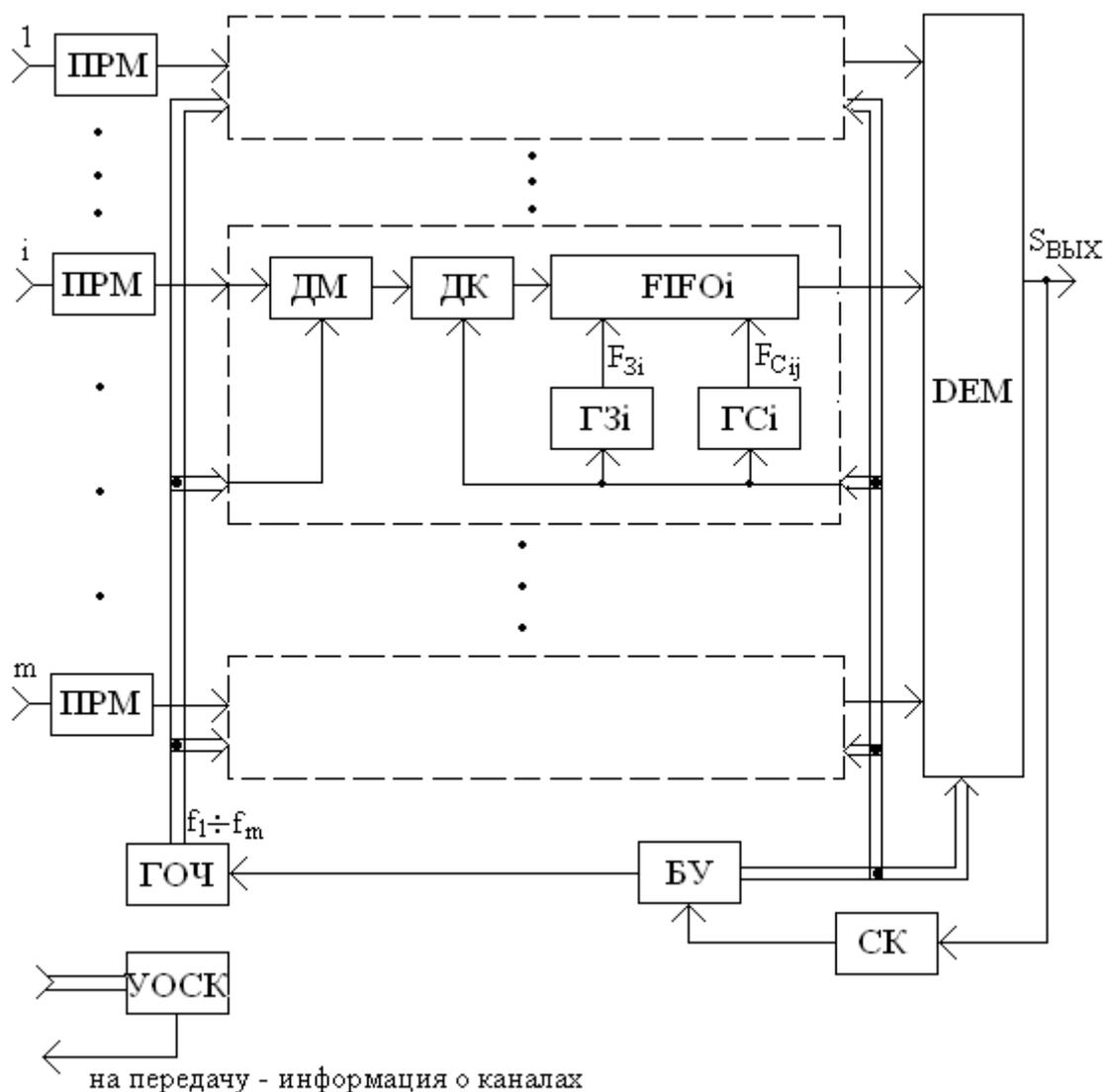


Рисунок 3.10 – Приемная часть многоканальной системы передачи

Параллельные каналы передачи могут быть организованы различными способами и работать в различных условиях. С помощью компьютерных экспериментов были промоделированы достаточно типовые условия работы системы, когда в каждом частотном канале происходят случайные замирания уровня сигнала, описываемые релеевской моделью.

На рисунках 3.11-3.18 представлены графики, где для различного общего числа каналов M и нескольких лучших каналов m показана степень улучшения показателей канала в результате выбора по уровню. Рисунки 3.11 и 3.12 соответствуют случаю, когда из десяти каналов выбираются пять лучших. На обоих рисунках графики построены в системе координат, в которой вдоль вертикальной оси отложен уровень ρ сигнала в децибелах относительно медианного уровня одиночного релейского канала с теми же статистическими параметрами.

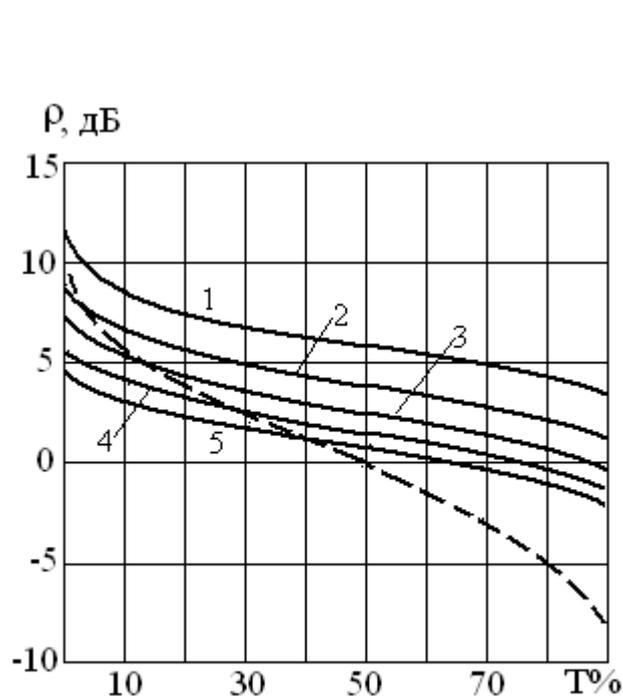


Рисунок 3.11

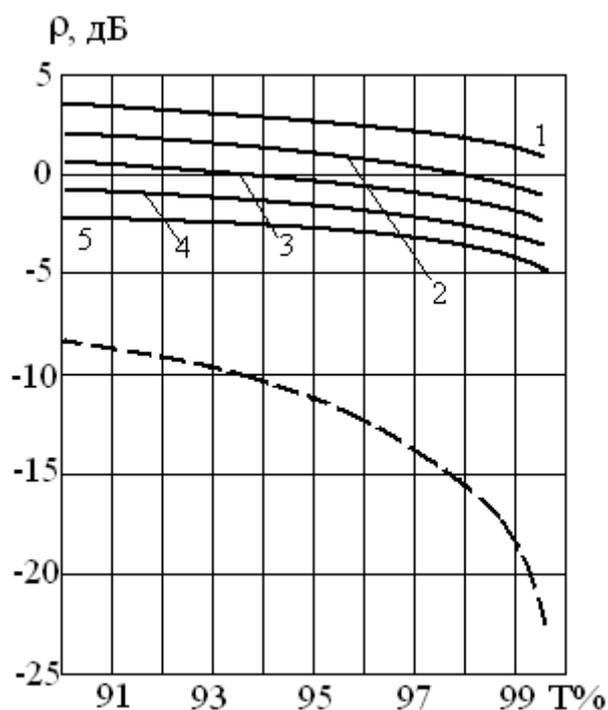


Рисунок 3.12

Вдоль горизонтальной оси отложены проценты времени, в течение которых уровень сигнала будет не ниже этого уровня ρ . На рисунке 3.4.4. приведены графики в области процентов времени, близких к 100% (область, которой обычно определяются соответствующие требования на достоверность передачи информации). Нумерация графиков обозначает: 1 — наилучший канал; 2 — канал, следующий в ранжированном списке следующим после наилучшего; 3 — канал, следующим после второго, и т.д. Прерывистый график соответствует зависимости одиночного релейского канала и приведен в целях сравнения.

На рисунках 3.13 и 3.14 приведены графики зависимостей, построенные по такому же принципу, что и на рисунках 3.11 и 3.12 для общего числа каналов, из которых может быть произведен выбор наилучших, равного $M=50$. Графики пронумерованы аналогично. На графиках рисунков 3.15-3.18 можно определить, насколько отличаются показатели соседних по качеству каналов при росте общего числа каналов, из которых осуществляется выбор лучших.

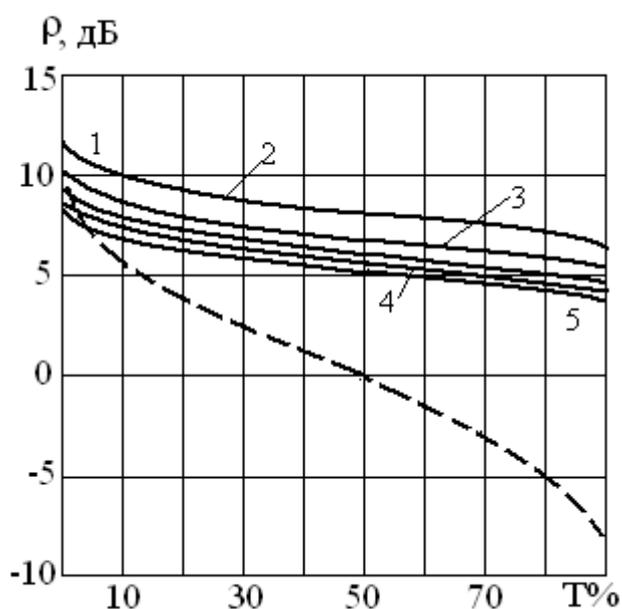


Рисунок 3.13

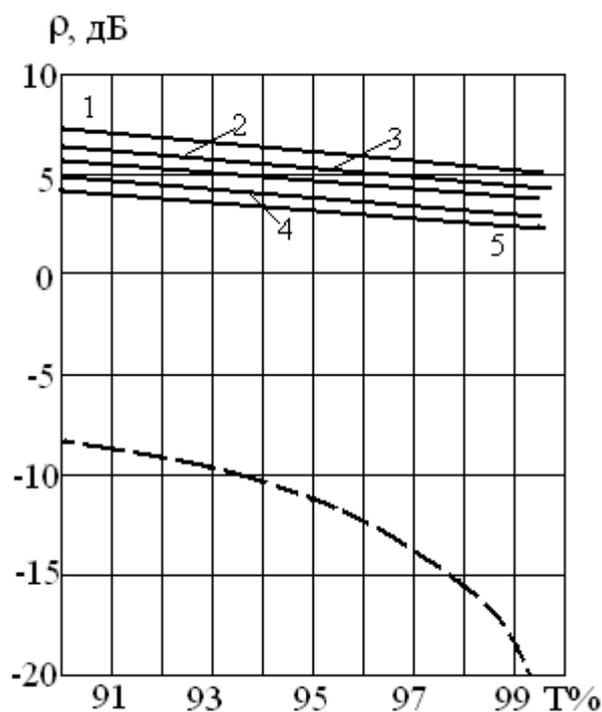


Рисунок 3.14

Графики построены следующим образом. По вертикальной оси отложен уровень лучших каналов в децибелах по отношению к медианному уровню одиночного релейского канала. Выше этого уровня сигнал наблюдается в 95% (рисунки 3.15 и 3.17) и в 98% (рисунки 3.16 и 3.18) времени работы. Цифры рядом с графиками на всех рисунках указывают, какому общему количеству каналов, из которых производится выбор, данный график соответствует.

Цифры n по горизонтальной оси указывают номер данного канала в ранжированном списке каналов. ($n=1$ — наилучший канал, $n=2$ — следующий по убыванию качества канал, и т.п.). Следует отметить, что графики по своей природе не являются непрерывными. Жирными точками отмеченные значения

уровня, а соединяющие их тонкие линии проложены для удобства прослеживания тенденции изменения параметров, а также, чтобы отнести нужные жирные точки к соответствующему значению M .

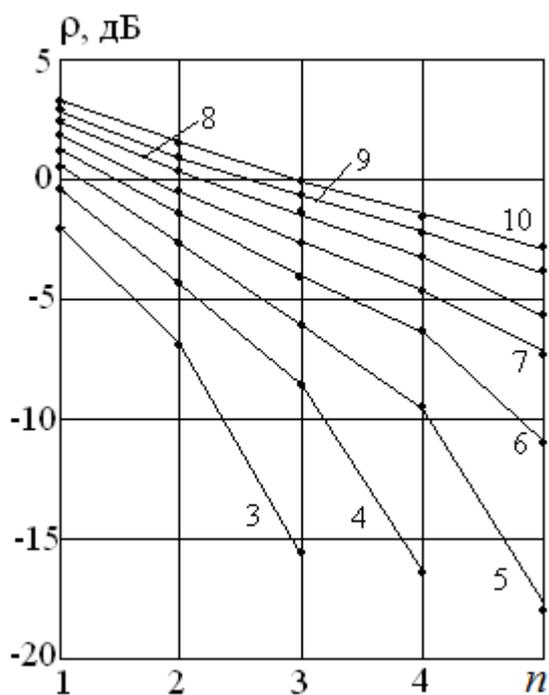


Рисунок 3.15

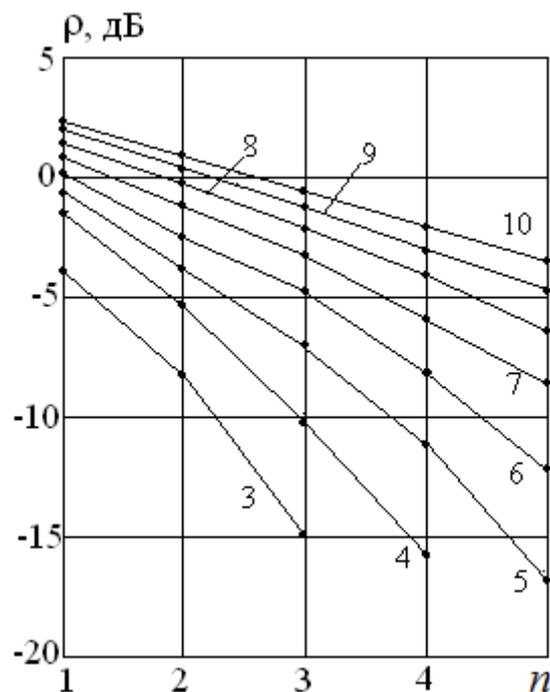


Рисунок 3.16

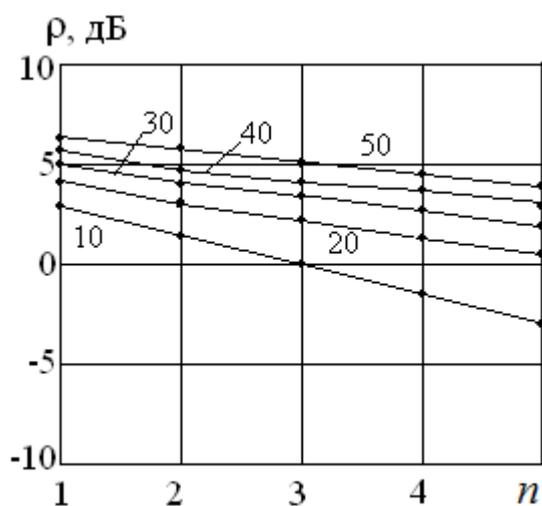


Рисунок 3.17

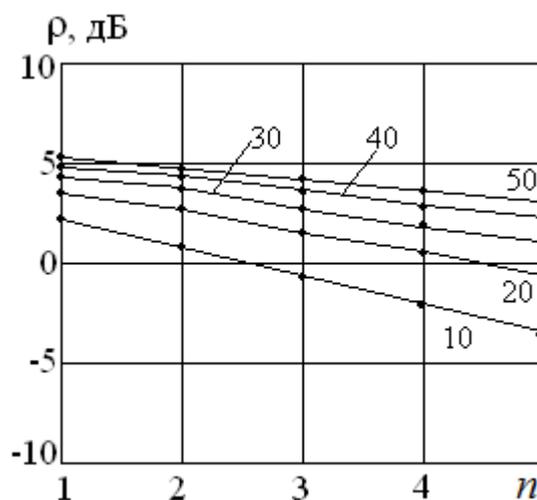


Рисунок 3.18

Из анализа графиков можно сделать выводы, что выбор лучших каналов позволяет значительно увеличить помехоустойчивость, особенно при малых уровнях сигналов. Разница в показателях наилучшего канала и следующих за ним

в ранжированном списке каналов составляет не очень значительную величину, причем эта разница быстро убывает с ростом общего числа каналов и практически незаметна при их большом количестве. Такая небольшая разница с успехом может быть скомпенсирована небольшим снижением скорости кодирования, что предоставит системе передачи информации значительное число дополнительных каналов с удовлетворительными параметрами и даст возможность увеличить общую скорость передачи информации или снизить требования на технические показатели системы.

3.5. Выводы

1. В двухсторонних системах передачи информации, работающих в нестационарных каналах, возможно улучшение их технических показателей путем более эффективного использования избыточности ресурса системы, заключающегося в запасе энергopotенциала для компенсации изменений передающих свойств среды распространения.
2. Показано, как реализация избыточности ресурса осуществляется с помощью адаптивного управления скоростью сверточного кодирования на основе информации о текущих свойствах канала передачи сигналов.
3. Исследовано использование буферной памяти в связи с переменной скоростью передачи информации и определены ее необходимые параметры.
4. Предложено и исследовано применение адаптивного сверточного кодирования в многоканальных системах передачи информации по каналам с переменными параметрами.

4. Применение обратной связи для повышения помехоустойчивости передачи сигналов в системах с разнесением

В данном разделе будут рассмотрены возможности повышения помехоустойчивости передачи в системах с разнесением и обратной связью, в том числе при воздействии помех от внешних источников излучения. При воздействии помех можно производить двойную регулировку амплитудно-фазовых соотношений сигналов и на передаче, и на приеме с целью минимизировать уровень помех и максимизировать отношение полезного сигнала к шуму.

4.1. Алгоритм инвертирования передаваемых разнесенных сигналов

Алгоритм позволяет повысить помехоустойчивость при использовании пространственного разнесения на передаче и на приеме и не требует существенной перестройки структуры системы передачи информации. Для его использования в принципе необязательно реализовывать измерение пространственной матрицы коэффициентов передачи, достаточно проводить на приемной стороне текущий анализ уровней специальных сигналов-маркеров. Канал обратной связи от приемника к передатчику используется только для управления переключением передачи в разные режимы.

Сущность метода заключается в следующем [107,109,111]. Первоначально рассмотрим систему с BPSK, двукратное разнесение на передаче и входной сигнал одного из приемников. Сигналы излучаются синфазно каждой из антенн обычно с нулевым относительным фазовым сдвигом. Каждый из них приходит на приемную антенну по своей траектории, где испытывает воздействие замираний. Будем считать ширину полосы сигнала такой, что замирания являются

«гладкими», т.е. в результате их воздействия претерпевают случайные изменения амплитуда принимаемого сигнала и его начальная фаза. Предполагается, что замирания в каналах разнесения являются независимыми. Согласно релеевской модели замираний фазовый сдвиг при распространении сигнала по каналу равномерно распределен в интервале $0 \div 2\pi$ [16,43,46,47]. Его текущая величина изменяется со скоростью быстрых замираний.

В приемной антенне оба сигнала складываются, но относительный фазовый сдвиг между ними случаен и также распределен в этом интервале значений. Поэтому статистические свойства замираний принимаемого сигнала совершенно не зависят взаимного фазового сдвига сигналов в передающих антеннах, и если в передающих антеннах сигналы будут излучаться не синфазно, а с другим относительным фазовым сдвигом, то статистические свойства замираний входного сигнала приемника не изменятся. В частности, статистика замираний будет одна и та же при синфазных или противофазных излучаемых сигналах. Это используется в описываемом методе.

Обычно в каждом канале разнесения для усиления используется собственный мощный усилитель, однако для изменения относительного фазового сдвига излучаемых сигналов достаточно производить фазовую регулировку на входе соответствующего мощного тракта усиления, где уровень сигналов невелик и регулировка осуществляется практически достаточно просто. (Например, чтобы изменить синфазную передачу на противофазную, достаточно логические значения передаваемого данным передатчиком информационного потока изменить на инверсные.)

Замирания сигнала на входе приемника возможны в двух ситуациях. Одна из них заключается в том, что флуктуирующие коэффициенты передачи с обоих передатчиков в данный момент времени одновременно малы по величине. В другой ситуации оба коэффициента передачи имеют значительную величину, но их фазы близки к противоположным, и оба сигнала взаимно вычитаются. Если на первую ситуацию инвертирование одного из передаваемых сигналов заметно не повлияет, то в другой ситуации вместо ослабления уровня суммарного сигнала

произойдет его значительное увеличение. Для достижения этого система передачи может оперативно переключать один из передаваемых с различных антенн сигналов с прямого на инверсный. Существенного изменения структуры для этого не потребуется, поскольку инвертирование можно производить еще в маломощных блоках логической обработки.

Реализация подобного метода управления возможна различными путями. Может производиться периодическое тестирование каналов передачи, во время которого прерывается передача информации, а за время тестового сеанса поочередно излучаются сигналы с совпадающими фазами и противофазно. На приемной стороне известно, в какой интервал времени тестового сигнала излучается каждая комбинация. Сравниваются их уровни, и выбирается режим, обеспечивающий максимальный уровень сигнала на приеме. Периодичность тестовых сеансов устанавливается исходя из скорости изменения параметров замираний.

Другой путь заключается в добавлении в каждый из излучаемых разнесенных сигналов специального предназначенного только ему маркера. Маркер может представлять собой гармонический сигнал фиксированной амплитуды, одинаковой в обоих каналах разнесения и связанной постоянным соотношением с амплитудой полезных информационных сигналов. Он располагается по частоте вне спектра информационного сигнала, но в непосредственной близости от него таким образом, чтобы попадать в усилительные такты и испытывать такие же изменения в канале передачи, как и полезный сигнал. В принимаемом сигнале присутствуют оба маркера, и каждый говорит о вкладе в суммарный сигнал от своей передающей антенны.

Использовать подобные маркеры можно по-разному. Более сложный вариант заключается в излучении маркеров на разных частотах в каждой антенне. Поскольку их соотношение с уровнями излучаемых полезных сигналов известно, то измеряя уровни маркеров в приемнике и сравнивая с уровнем полезного сигнала, можно вычислить, какой из двух режимов (синфазный или противофазный) в текущий момент более выгоден.

Однако при двукратном разнесении можно использовать более простой вариант. В этом случае оба маркера излучаются на одной частоте, но если основные разнесенные сигналы излучаются синфазно, то сигналы-маркеры – противофазно один другому. (Соответственно, когда противофазно излучаются основные разнесенные сигналы, то сигналы-маркеры излучаются синфазно).

Если произошло замирание уровня принимаемого сигнала по причине того, что приходящие компоненты от двух излучающих антенн противофазны в месте расположения приемной антенны и взаимно друг друга компенсируют, то сигналы-маркеры в данной ситуации сложатся достаточно синфазно, и их уровень возрастет. Таким образом, система должна сравнивать текущее соотношение между уровнем принятого суммарного основного сигнала и уровнем суммарного сигнала-маркера. Поскольку при излучении это соотношение заранее известно, то факт его повышения при приеме говорит о том, что при текущем состоянии канала передачи выгоднее излучать с передающих антенн не синфазные, а противофазные полезные сигналы. При этом система по каналу обратной связи может переключить передачу из режима излучения синфазных сигналов в режим излучения противофазных.

Поскольку изменения комплексного коэффициента передачи происходят достаточно медленно, то и подобные переключения также не будут заметно мешать работе системы. В то же время, несмотря на то, что получаемый от применения данного метода выигрыш постоянно меняется, его средняя величина всегда положительна. Ее величина будет далее исследована более подробно. Следует отметить, что при двукратном разнесении на приемной стороне выигрыш пропорционально не возрастает, так как переключение возрастание уровня сигнала в одной из приемных антенн при переключении режимов передачи не означает обязательного одновременного возрастания уровня в другой из приемных антенн.

Для исследования величины выигрыша от использования описываемого метода были произведены компьютерные эксперименты, некоторые результаты которых приведены на рисунках 4.1. и 4.2. для двух передатчиков.

Моделирование производилось с использованием [107] в среде Matlab имитацией изменений уровней суммируемых в приемной антенне сигналов, распределенных в обоих каналах по релеевскому закону. При этом для каждого канала генерировалось достаточно большое количества отсчетов, имеющих релеевское распределение. Так как релеевское распределение является распределением модуля комплексного числа, действительная и мнимая часть которого распределены по гауссову закону, то в обе эти части при суммировании вносят вклад сигналы от обоих передатчиков, т.е. и действительная, и мнимая части являются суммами двух независимых гауссово распределенных уровней сигналов.

Сравнивались параметры принятого сигнала без применения описанного метода инвертирования и с его применением. Без применения метода обе компоненты действительной и мнимой частей складывались без какого-либо управления. При использовании метода вычислялись два варианта значения модуля, в одном из них компоненты частей складывались, в другом из вариантов – вычитались. В качестве результата использовалось максимальное значение модуля, и по всей выборке определялось распределение этого максимального значения и его параметры. На рисунках представлены интегральные распределения уровней принимаемого сигнала. По оси ординат отложена величина γ превышения отношения «сигнал/шум» по сравнению с медианным уровнем этого отношения для одиночного канала передачи без использования разносения. По оси ординат отложен процент времени $T\%$ сеанса передачи, в течении которого текущая величина отношения «сигнал/шум» больше величины γ , указанной графиками. Рисунок 4.1. охватывает все значения процентной шкалы, рисунок 4.2 представляет ту же зависимость в более подробном виде в области 90-100%.

На обоих рисунках номерами обозначены графики: 2 – без использования метода инвертирования, 1 – с использованием метода инвертирования. Определялись также численные параметры: при использовании метода инвертирования при тех же условиях работы медиана распределения

увеличивалась на 2,46 дБ, глубина замираний, определенная на уровне 10% и 90% децилей распределения уменьшалась на 4,27 дБ.

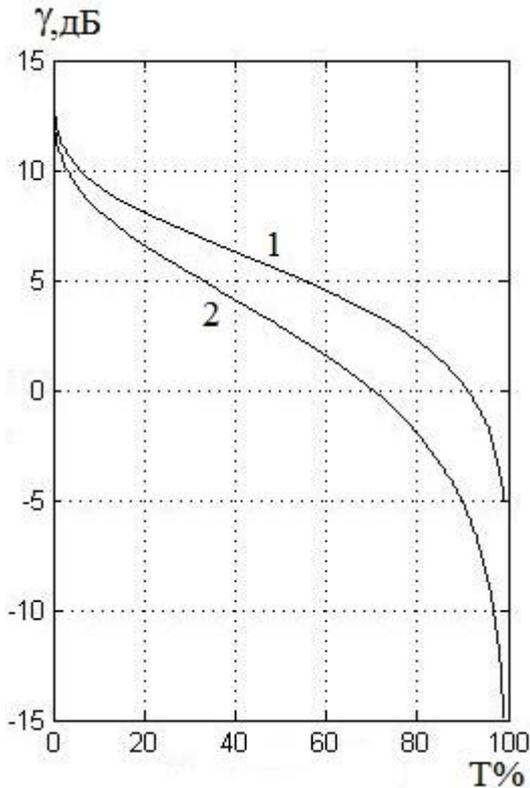


Рисунок 4.1.

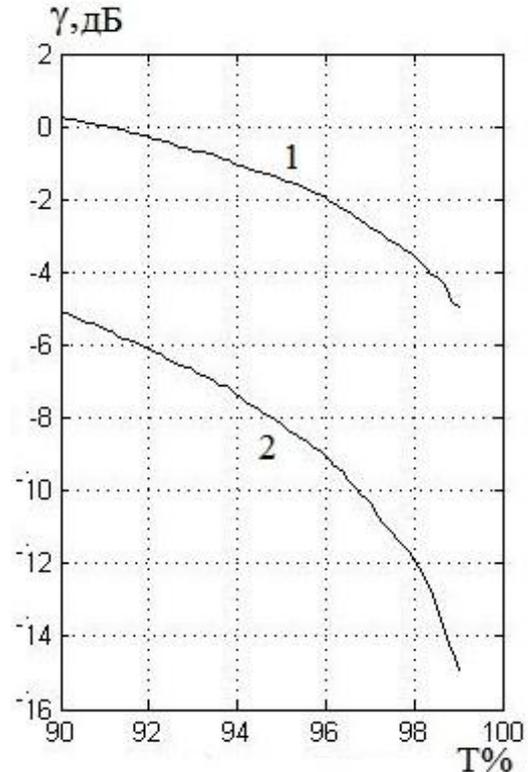


Рисунок 4.2.

Значения выигрыша от использования нескольких передатчиков, работающих на один приемник, приведены в таблице 4.1. Графики распределений для этих значений N_T приведены на рисунке 4.3 для процентной области 90-100% сеанса передачи. Номерами возле графиков указаны соответствующие значения N_T . Результаты воздействия замираний сказываются в основном в этой процентной области, и использование предложенного метода проявляется в ней в наибольшей степени.

Таблица 4.1. Выигрыш при N_T передатчиках и одном приемнике

N_T	Увеличение медианы распределения, дБ	Снижение глубины замираний, дБ
2	2,46	4,3
3	3,9	6,2
4	4,8	7,3
6	6,4	8,3

8	7,3	8,7
---	-----	-----

Рассмотрим общий случай применения N_T пространственно разнесенных передатчиков и N_R пространственно разнесенных приемников. Кратность разнесения на передаче и на приеме может быть как одинаковой, так и различаться. Сигналы от каждой из N_T передающих антенн принимаются каждой из N_R приемных антенн, образуя в них сумму напряжений. В этом случае на приемной стороне принимается совокупность сигналов $S_j(t)$, где $j=1 \div N_R$.

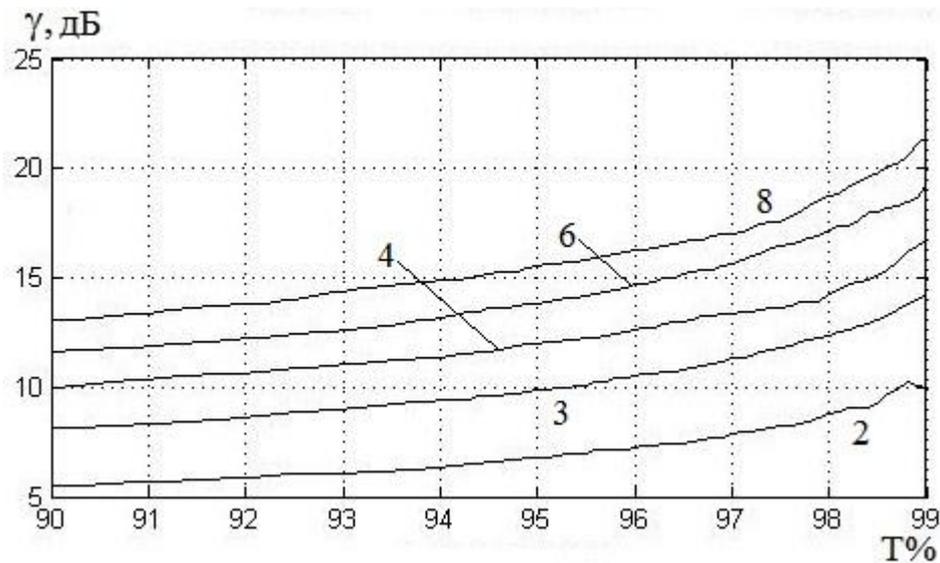


Рисунок 4.3 - Выигрыш при передатчиках N_T и одном приемнике

Далее они фазируются и складываются с некоторыми весовыми коэффициентами. При использовании оптимального сложения весовые коэффициенты a_j пропорциональны амплитудам складываемых сигналов U_j и обратно пропорциональны мощностям шума σ_j^2 в разнесенных приемниках. Отличия шумовых свойств приемников легко уравнивать соответствующими коэффициентами передачи трактов усиления, т.е. будем считать, что после соответствующей регулировки коэффициенты a_j пропорциональны амплитудам полезных сигналов.

Считая, что мощность тепловых шумов всех ветвей разнесения одинакова и равна σ^2 , рассмотрим тепловой шум $n_j(t)$ приемника j -той ветви разнесения. Этот шумовой сигнал можно представить в виде суммы двух ортогональных составляющих $n_i(t)=n_{ci}(t)+n_{si}(t)$. Мощность каждой из них равна $\sigma^2/2$. После

обработки в корреляторе одна из этих составляющих отсеивается. Если мощность шумов в разнесенных сигналах одинакова, то величина полезного сигнала после оптимального сложения будет равна: $U_{\Sigma} = \sum_{j=1}^{N_R} a_j U_j = \sum_{j=1}^{N_R} U_j^2$

При сложении с оптимальными весовыми коэффициентами суммарный шум будет равен: $n_{\Sigma}(t) = \sum_{j=1}^{N_R} U_j n_{cj}(t)$. Поскольку все составляющие этой суммы взаимно

независимы, то ее средняя мощность также будет равна: $P_n = \frac{\sigma^2}{2} \sum_{j=1}^{N_R} U_j^2$.

Отношение «сигнал/шум» без применения метода инвертирования:

$$\rho_1 = U_{\Sigma} / \sqrt{P_n} = (\sqrt{2 \sum_{j=1}^{N_R} U_j^2}) / \sigma.$$

Предположим, что инвертирование производится в некоторых из всех N_T передатчиков. Пусть коэффициенты передачи от передающих к приемным антеннам описываются матрицами \mathbf{K}_C и \mathbf{K}_S , при этом матрица \mathbf{K}_C будет описывать передачу синфазных компонент, а матрица \mathbf{K}_S – ортогональных компонент сигналов. Если совокупность сигналов в приемниках описать вектор-столбцом $\mathbf{S}(t)$, то его можно представить в виде $\mathbf{S}(t) = \mathbf{S}_C(t) + \mathbf{S}_S(t) = \mathbf{K}_C^T \mathbf{h}_q S_0(t) + \mathbf{K}_S^T \mathbf{h}_q \tilde{S}_0(t)$, где \mathbf{h}_q – вектор-столбец, соответствующий q -му варианту инвертирования; $S_0(t)$ и $\tilde{S}_0(t)$ – исходный излучаемый сигнал и его сдвинутый на 90° вариант. Операцию инвертирования сигналов на передающей стороне опишем с помощью вектора \mathbf{h}_q . Он содержит N_T элементов, равных либо $+1$, либо -1 . Эти значения соответствуют ситуациям, когда инвертирование сигнала в данном канале разнесения либо не используется, либо используется. Возможны $Q = 2^{N_T}$ вариантов вектора \mathbf{h}_q .

Последовательно передаваемые информационные символы можно, как правило, считать взаимно некоррелированными. Для удобства дальнейшего рассмотрения будем полагать их мощность равной единице. При оптимальном сложении амплитуда полезного сигнала на выходе блока комбинирования U_{Σ}

пропорциональна сумме квадратов амплитуд ортогональных составляющих,

$$U_{\Sigma} = \mathbf{h}_q^T \mathbf{K}_C \mathbf{K}_C^T \mathbf{h}_q + \mathbf{h}_q^T \mathbf{K}_S \mathbf{K}_S^T \mathbf{h}_q = \mathbf{h}_q^T \mathbf{G}_0 \mathbf{h}_q, \text{ где матрица } \mathbf{G}_0 = \mathbf{K}_C \mathbf{K}_C^T + \mathbf{K}_S \mathbf{K}_S^T.$$

Мощность шумового процесса после комбинирования: $P_n = \sigma_n^2 \mathbf{h}_q^T \mathbf{G}_0 \mathbf{h}_q / 2$.

Отношение уровня полезного сигнала к среднеквадратическому значению шума при q -том варианте инвертирования будет равно $\rho_q = U_{\Sigma} / \sqrt{P_n} = (\sqrt{2 \mathbf{h}_q^T \mathbf{G}_0 \mathbf{h}_q}) / \sigma_n$.

Система выбирает тот вариант вектора \mathbf{h}_q , который обеспечивает максимальную помехоустойчивость, т.е. максимальный уровень ρ_q . Таким образом, при использовании описываемого метода достигаемое отношение полезной и шумовой компонент будет равно:

$$\rho_{\max} = \max_q \{\rho_q\} = (\sqrt{2 \max_q \{\mathbf{h}_q^T \mathbf{G}_0 \mathbf{h}_q\}}) / \sigma_n.$$

В случае использования кратности разнесения, большей двух, набор сигналов-маркеров усложняется. Если для измерения текущих свойств каналов передачи применяются тестовые сеансы, то во время них нужно перебирать $2^{(N_T-1)}$ комбинаций режимов синфазной/противофазной передачи всех разнесенных сигналов и сравнивать, какой из вариантов дает максимальный выигрыш по уровню принимаемого сигнала.

Если измерение свойств каналов передачи производится непрерывно, то в качестве маркеров необходимо использовать уже несколько гармонических сигналов, частоты которых лежат вне полосы спектра основного сигнала, но достаточно близко к нему и в полосе тракта передачи. Однако поскольку параметры каналов передачи меняются достаточно медленно, то даже при достаточно близком расположении частот возможно уверенное разделение маркеров путем увеличения времени накопления в соответствующих полосовых фильтрах. Тем не менее, простое управление переключением режимов, как при двукратном разнесении, реализовывать вряд ли имеет смысл, так как это бы потребовало бы применения $2^{(N_T-1)}$ частот. Поэтому здесь необходимо не сравнивать непосредственно по уровню результаты сложения или вычитания маркеров, а непрерывно измерять их уровень и отдельно вычислять варианты

результатов сложения. При таком решении требуется всего N_T частот для сигналов-маркеров.

Результаты компьютерных экспериментов по исследованию эффективности описываемого метода приведены в таблицах 4.2 и 4.3 при различных сочетаниях кратности разнесения на передающей и на приемной сторонах: $N_R=2;3;4;6;8$ и $N_T=2;3;4;6;8$. В таблице 4.2 представлена величина возрастания (в децибелах) медианы распределения сигнала после оптимального сложения и при использовании метода инвертирования по сравнению с ситуацией, когда метод инвертирования не используется при одинаковых прочих условиях работы. В таблице 4.3 представлена величина возрастания уровня сигнала (в децибелах) после оптимального сложения для процентного значения $T\%=90\%$ при использовании метода инвертирования по сравнению с его отсутствием при прочих одинаковых условиях работы.

Таблица 4.2. Выигрыш в уровне медианы (в дБ)

N_T	2	3	4	6	8
N_R					
2	2,4	3,6	4,5	5,9	6,8
3	2,3	3,5	4,4	5,7	6,7
4	2,2	3,4	4,3	5,5	6,5
6	2,1	3,2	4,1	5,4	6,4
8	2,1	3,2	4,0	5,4	6,4

Таблица 4.3. Выигрыш в отношении «сигнал/шум» (в дБ)

N_T	2	3	4	6	8
N_R					
2	6,8	8,3	9,8	11,7	12,9
3	6,9	8,8	9,9	11,5	12,7
4	6,9	8,7	9,8	11,2	12,3

6	7,2	8,8	9,8	11,0	12,5
8	7,4	8,7	9,7	11,0	12,3

Не трудно заметить, что с ростом кратности разнесения на передаче эффективность применения метода инвертирования заметно возрастает, что объясняется увеличением возможности более точной настройки и ростом кратности разнесения. В то же время с ростом кратности разнесения на приемной стороне при постоянной кратности разнесения при передаче эффективность метода не возрастает, даже в определенной мере снижается. Это можно объяснить тем, что ограниченными кратностью разнесения перестройками передающей части невозможно обеспечить одновременное возрастание уровней сигналов во всех приемниках, так как амплитудно-фазовые характеристики каналов передачи от каждой передающей до каждой приемной антенны – величины взаимно независимые.

Эффективность применения метода при малых уровнях сигнала ($T\%=90\%$) выше, чем по медианному уровню. Это вновь объясняется тем, что предлагаемое управление предназначено в первую очередь для борьбы с замираниями принимаемых сигналов, а они имеют место, в основном, в небольшом процентном отрезке времени сеансов. Таким образом, описанный предлагаемый путь управления передачей разнесенных сигналов позволяет при достаточно простом управлении режимами работы на передающей стороне добиться существенного улучшения помехоустойчивости передачи информации.

4.2. Возможности совместного использования комбинирования разнесенных сигналов и компенсации внешних помех

В случае, если на передающей стороне имеются технические средства для перераспределения общей мощности передатчика между сигналами, передаваемыми с различных разнесенных антенн, плавного управления

относительным фазовым сдвигом, либо одновременно реализуются оба этих вида управления, то в системах с обратной связью появляются дополнительные возможности не только для улучшения отношения «сигнал/шум», но и для подавления помеховых сигналов от внешних источников излучения.

Естественно, применение только одного из этих двух видов управления также дает возможности для улучшения отношения «сигнал/шум». Однако для одновременного оптимального комбинирования сигналов и компенсации помех необходимы одновременно регулировка и уровней, и относительных фазовых сдвигов сигналов. Далее рассмотрим оптимальные алгоритмы такого управления, а в следующем разделе – возможные квазиоптимальные алгоритмы. Использование квазиоптимальных алгоритмов имеет определенные преимущества, т.к. реализуется более просто и в некоторых случаях может быть использована уже имеющаяся функционирующая аппаратура систем передачи информации.

Дополнительные возможности для обработки сигналов с целью повышения помехоустойчивости проявляются в том, что можно отдельно управлять и комбинированием принятых сигналов в приемнике, и распределением общей мощности по каналам разнесения в передатчике. Как правило, в «классических» системах с разнесением комбинирование сигналов в приемнике осуществлялось таким образом, чтобы максимизировать отношение мощности полезного сигнала и мощности шума после комбинирования. Однако в случае воздействия помехи значительного уровня от внешнего источника обычное сложение сигналов не достигало результата, поскольку после него оставалась большая помеховая компонента.

Воздействие внешней помехи даже небольшого уровня могло значительно ухудшать качественные показатели передачи информации вплоть до ее срыва. Поэтому мог использоваться метод компенсации, когда принятые разнесенные сигналы после соответствующей амплитудно-фазовой регулировки вычитаются один из другого. Амплитудно-фазовая регулировка производится для

уравнивания амплитуды и фазы помеховых компонент в разных разнесенных сигналах и после вычитания они компенсируются.

Однако при этом и уровень полезных сигналов при этом становится меньше, чем при использовании различных методов комбинирования. В устройствах комбинирования (линейного или оптимального сложения) производится предварительное фазирование складываемых полезных сигналов, а в компенсаторах помех полезные сигналы складываются со случайным относительным фазовым сдвигом, т.к. значения фазовых соотношений компонент полезных сигналов и помех взаимно независимы. Таким образом, при компенсации помех и полезные, и шумовые компоненты складываются «по мощности».

Это эквивалентно использованию на приемной стороне не двукратного, а однократного разнесения. В [17,22,24] показано, что при N -кратном пространственном разнесении возможно одновременно компенсировать M независимых помех от внешних источников, однако эффективная кратность разнесения при этом снижается до значения $N-M$. При этом приходится принимать *компромиссное* решение о количестве компенсируемых помех, сравнивая выигрыш от их компенсации и проигрыш в отношении «сигнал/шум».

Если же применять комплексное управление регулировкой сигналов в передатчике и комбинированием их в приемнике, то с учетом знания текущих свойств каналов передачи можно одновременно решать *обе* эти задачи – и компенсировать внешнюю помеху, и повышать соотношение полезного сигнала и шума. Задача совместного оптимального управления решается вычислителем, который может размещаться либо на приемной, либо на передающей сторонах.

В первом случае он анализирует текущие свойства каналов передачи, на основе чего управляет сложением в приемнике, и по служебному каналу обратной связи транслирует необходимую управляющую информацию обратно в передатчик. В соответствии с ней регулируются относительные фазовые сдвиги и распределение общей мощности сигналов между каналами передачи. Во втором случае результаты измерения свойств каналов передачи просто транслируются

обратно в передатчик и обрабатываются в нем. На их основе регулируются весовые коэффициенты при передаче, а также по прямому служебному каналу управляющие сигналы вновь поступают в приемник и управляют сложением принятых разнесенных сигналов.

Как говорилось, реализация подобного метода возможна как в оптимальном виде, так и в квазиоптимальных вариантах. В первом случае и в приемнике, и в передатчике весовые коэффициенты совместно максимизируют отношение мощности полезных составляющих к суммарной мощности помехи и шума («с/(п+ш)'). В более простых для реализации квазиоптимальных вариантах управления в приемнике производится либо только обычное оптимальное сложение, либо только компенсация внешней помехи. А уже в передатчике весовые коэффициенты, управляющие соотношениями передаваемых сигналов, рассчитываются таким образом, чтобы все равно обеспечить максимум отношения «с/(п+ш)» после обработки в приемнике с учетом того, как в нем при этом будут обрабатываться сигналы.

Рассмотрим оптимальный вариант. Пусть и в передатчике, и в приемнике реализуется N -кратное пространственное разнесение. Объединим комплексные коэффициенты передачи k_{ij} из i -й передающей антенны в j -ю приемную антенну в матрицу \mathbf{K} размера $N \times N$. Обозначим: $S_0(t)$ – исходный передаваемый сигнал; b_i – весовые коэффициенты, с которыми он распределяется по передающим разнесенным антеннам. Объединим коэффициенты b_i в вектор-столбец \mathbf{b} . Как уже говорилось, при передаче могут регулироваться как соотношение уровней, так и относительный фазовый сдвиг передаваемых сигналов, т.е. коэффициенты b_i – комплексные. В этом случае уровни сигналов в передающих антеннах определяются вектором $\mathbf{S}_T(t) = \mathbf{b}S_0(t)$. Общая передаваемая мощность равна: $P_0 = \overline{(\mathbf{S}_T^+(t)\mathbf{S}_T(t))} = \overline{\mathbf{b}^+\mathbf{b}(S_0(t)^* S_0(t))} = P_c \mathbf{b}^+\mathbf{b}$, где черта обозначает усреднение сигналов по времени, знаками «*» и «+» обозначены операции сопряжения и эрмитова сопряжения соответственно. Поскольку для достижения максимальной помехоустойчивости важны взаимные соотношения коэффициентов b_i , а не их общий уровень, то для удобства будем полагать $\mathbf{b}^+\mathbf{b} = 1$.

Принимаемые разнесенные сигналы описывается вектором $\mathbf{S}_R(t) = \mathbf{K}^T \mathbf{S}_T(t) = \mathbf{K}^T \mathbf{b} S_0(t) = \boldsymbol{\mu} S_0(t)$, где $\boldsymbol{\mu} = \mathbf{K}^T \mathbf{b}$; индексом « T » обозначена операция транспонирования. Пусть эти разнесенные сигналы в устройстве комбинирования складываются с весовыми коэффициентами a_j , учитывающими и регулируемые соотношения уровней сигналов, и регулируемый их относительный фазовый сдвиг. Объединим эти коэффициенты в вектор-столбец \mathbf{a} . Поскольку абсолютные значения этих коэффициентов не влияют на соотношение «с(п+ш)», то для простоты также будем полагать $\mathbf{a}^+ \mathbf{a} = 1$. Таким образом, после объединения уровень полезного сигнала будет равен $S_C(t) = \mathbf{a}^T \mathbf{S}_R(t) = \mathbf{a}^T \boldsymbol{\mu} S_0(t) = \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a} S_0(t)$, а его средняя мощность: $P_C = \overline{S_C^*(t) S_C(t)} = P_0 \mathbf{a}^+ \boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a}$.

Обозначим вектором $\mathbf{n}(t)$ совокупность реализаций теплового шума во входных разнесенных сигналах. Поскольку приемные тракты каналов разнесения обычно можно считать достаточно однотипными (мощности шумов либо близки по величине, либо могут быть отрегулированы такими), а реализации шума являются взаимно независимыми, то общую мощность шумов после комбинирования можно описать в виде: $P_N = \overline{\mathbf{n}^+(t) \mathbf{n}(t)} = \sigma^2 \mathbf{a}^+ \mathbf{E} \mathbf{a} = \sigma^2 \mathbf{a}^+ \mathbf{a}$, где σ^2 – мощность шума в одном канале, \mathbf{E} – единичная матрица размера $N \times N$.

В случае если на приемник действуют помехи от единственного внешнего источника, то помеховые составляющие во входных разнесенных сигналах можно обозначить вектор-столбцом $\mathbf{y}(t) = \boldsymbol{\eta} y_0(t)$, где $y_0(t)$ – сигнал, вырабатываемый источником помехи; элементы вектора $\boldsymbol{\eta}$ описывают коэффициенты передачи помехи от внешнего источника во входные разнесенные антенны. Если одновременно действует M независимых источников помех $y_1(t) \div y_M(t)$, то $\boldsymbol{\eta}$ – матрица размером $N \times M$, $\mathbf{y}(t) = \boldsymbol{\eta} \mathbf{Y}(t)$, $\mathbf{Y}(t)$ – вектор-столбец с элементами $y_1(t) \div y_M(t)$.

Помеховая составляющая сигнала после комбинирования равна $y_C(t) = \mathbf{a}^T \mathbf{y}(t)$. Поскольку все сигналы от внешних источников помех можно считать взаимно независимыми, то ее средняя мощность составляет $P_y = P_y = \overline{y_C^*(t) y_C(t)} = \mathbf{a}^+ \boldsymbol{\eta}^* \boldsymbol{\Lambda}_y \boldsymbol{\eta}^T \mathbf{a} = \mathbf{a}^+ \mathbf{R}_y \mathbf{a}$, где $\boldsymbol{\Lambda}_y$ – диагональная матрица,

элементы главной диагонали которой равны средним мощностям источников помех, $\mathbf{R}_y = \boldsymbol{\eta}^* \boldsymbol{\Lambda}_y \boldsymbol{\eta}^T$ – корреляционная матрица помех. Тогда отношение «с/(п+ш)» будет равно:

$$\rho = \frac{P_C}{P_y + P_N} = \frac{P_0 \mathbf{a}^+ \boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a}}{\mathbf{a}^+ (P_y \mathbf{R}_y + \sigma^2 \mathbf{E}) \mathbf{a}} = \frac{P_0 \mathbf{a}^+ \boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a}}{\mathbf{a}^+ \mathbf{R}_M \mathbf{a}}, \quad (4.1)$$

где $\mathbf{R}_M = P_y \mathbf{R}_y + \sigma^2 \mathbf{E}$ – суммарная корреляционная матрица мешающих сигналов, включающих и помеховые, и шумовые компоненты. В случае же отсутствия внешних помех формула (4.1) упрощается до

$$\rho = \frac{P_C}{P_N} = \frac{P_0 \mathbf{a}^+ \boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a}}{\sigma^2 \mathbf{a}^+ \mathbf{a}}. \quad (4.2)$$

Первоначально определим оптимальный вид вектора \mathbf{a} , максимизирующий величину ρ в отсутствии помех. Дифференцируя эту величину по каждому элементу вектора \mathbf{a} и приравнивая каждый результат дифференцирования нулю, получаем формулу, определяющую вид вектора \mathbf{a} в виде уравнения: $\boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a} = \rho_0 \mathbf{a}$. Поскольку произведение $\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a}$ является числом (скаляром), значит вектор \mathbf{a} параллелен вектору $\boldsymbol{\mu}^*$, т.е. его элементы отличаются от соответствующих элементов вектора $\boldsymbol{\mu}^*$ только одинаковым постоянным множителем. Таким образом, вектор \mathbf{a} совпадает с собственным вектором матрицы $\boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T$, соответствующим ее максимальному собственному числу [112]. Поскольку у этой матрицы только одно ненулевое собственное число, а вектор \mathbf{a} нормирован, то его можно определить, как $\mathbf{a} = \alpha \boldsymbol{\mu}^*$, где α – множитель, определяемый из условия нормировки, $\alpha = 1 / \sqrt{\boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T}$. Обеспечиваемое при этом значение отношения «с/ш» равно $\rho_0 = (P_0 \boldsymbol{\mu}^+ \boldsymbol{\mu}) / \sigma^2$.

Найдем оптимальные значения коэффициентов \mathbf{b} . После подстановки в формулу (4.2.1) величины вектора $\boldsymbol{\mu} = \mathbf{K}^T \mathbf{b}$ значение отношения «с/ш» будет равно: $\rho_0 = (P_0 \mathbf{b}^+ \mathbf{K}^* \mathbf{K}^T \mathbf{b}) / \sigma^2$. Пропуская аналогичные операции с дифференцированием, получаем уравнение $\mathbf{K}^* \mathbf{K}^T \mathbf{b} = \rho_0 \mathbf{b}$. Оптимальные весовые коэффициенты совпадают с элементами собственного вектора матрицы $\mathbf{K}^* \mathbf{K}^T = \mathbf{K}_2$, соответствующем ее

максимальному собственному числу Λ_1 . Значение отношения «с/ш» при этом равно $\rho_0 = P_0 \Lambda_1 / \sigma^2$.

Теперь определим оптимальный вид вектора \mathbf{a} в случае воздействия помех. Аналогично, после дифференцирования ρ по каждому элементу вектора \mathbf{a} и приравнивания каждого результата дифференцирования нулю, получаем формулу, определяющую оптимальные значения элементов вектора \mathbf{a} в виде уравнения: $(P_y \mathbf{R}_y + \sigma^2 \mathbf{E})^{-1} \boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a} = \mathbf{R}_M^{-1} \boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a} = \rho \mathbf{a}$. (Знаком «-1» обозначена операция определения обратной матрицы.) Теперь вектор \mathbf{a} – это один из собственных векторов матрицы $\mathbf{R}_M^{-1} \boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T$. Необходимо выбирать тот из них, который соответствует ее максимальному собственному числу.

Если источник внешних помех – единственный, то матрица $(\mathbf{R}_M)^{-1} \boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T$ – вырожденная, т.к. является произведением двух векторов: $(\mathbf{R}_M)^{-1} \boldsymbol{\mu}^*$ и $\boldsymbol{\mu}^T$ и также имеет одно ненулевое собственное число. Произведение $\boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a} = C_0$ является числом, в общем случае не равным нулю. После его подстановки получаем $C_0 (\mathbf{R}_M)^{-1} \boldsymbol{\mu}^* = \rho_0 \mathbf{a}$, т.е. искомый вектор с точностью до постоянного множителя совпадает с вектором $(\mathbf{R}_M)^{-1} \boldsymbol{\mu}^*$. Подставляя это выражение в (4.2.2), получаем значение отношения «с/(п+ш)»:

$$\rho_0 = \boldsymbol{\mu}^T (\mathbf{R}_M)^{-1} \boldsymbol{\mu}^*.$$

Далее получим наилучшие значения вектора \mathbf{b} , которые обеспечат наибольшую величину $\rho_{00} = \max \{\rho_0\}$. После проделывания операций, аналогичных вышеописанным этот вектор определится выражением $\mathbf{K}^* (\mathbf{R}_M)^{-1} \mathbf{K}^T \mathbf{b} = \rho_{00} \mathbf{b}$. Он равен собственному вектору уже матрицы $\mathbf{K}^* (\mathbf{R}_M)^{-1} \mathbf{K}^T$, соответствующему ее максимальному собственному числу. Это число совпадает с величиной ρ_{00} .

Описанный оптимальный алгоритм регулировки обеспечивает наибольшую помехоустойчивость, но требует достаточно сложной регулировки и на приемной, и на передающей сторонах. Возможны квазиоптимальные алгоритмы регулировки, проигрывающие оптимальному, но осуществляемые более простыми путями.

4.3. Квазиоптимальные алгоритмы совместного использования комбинирования разнесенных сигналов и компенсации внешних помех

Принцип использования квазиоптимальных алгоритмов основан на разделении функций по подавлению помех и по наилучшему комбинированию принятых разнесенных сигналов между передатчиком и приемником [104-106, 108, 110, 113, 114]. Общая задача регулировки может реализовываться двумя путями. Они оба основаны на том, что в приемнике достигается только одна из целей – либо минимизация уровня помехи, либо максимизация уровня полезного сигнала. А другая цель достигается регулировкой в передатчике с учетом операций производимых в приемнике.

Первый путь заключается в том, что на приемной стороне осуществляется «классическое» оптимальное сложение без учета присутствия помехи во входном сигнале. Здесь используется только информация о соотношениях уровней принятых полезных сигналов и применяется оптимальное сложение. А в передатчике с учетом того, что в приемнике реализовано оптимальное сложение, уже весовые коэффициенты \mathbf{b} выбираются таким образом, чтобы минимизировать уровень помехи после этого оптимального сложения.

Второй путь заключается в том, что на приемной стороне с помощью комбинирования сигналов производится компенсация помехи с целью максимального уменьшения ее уровня. А на передающей стороне весовые коэффициенты \mathbf{b} выбираются таким образом, чтобы максимизировать уровень полезного сигнала в приемнике после компенсации помехи.

В первом случае весовые коэффициенты \mathbf{a} при оптимальном сложении в приемнике определяются с учетом их нормировки максимизацией дроби из формулы (4.1). Как было получено, они должны определяться выражением $\mathbf{a}=\alpha\boldsymbol{\mu}^*$. С учетом того, что $\boldsymbol{\mu}=\mathbf{K}^T\mathbf{b}$, выражение для отношения «с/(п+ш)» определится формулой:

$$\rho = \frac{(\mathbf{b}^+ \mathbf{K}^* \mathbf{a})^+ (\mathbf{b}^+ \mathbf{K}^* \mathbf{a})}{(\mathbf{a}^+ \mathbf{R}_M \mathbf{a})(\mathbf{b}^+ \mathbf{b})} = \frac{(\mathbf{b}^+ \mathbf{K}_2 \mathbf{b})^2}{\mathbf{b}^+ \mathbf{K}^* (P_y \mathbf{R}_y + \sigma^2 \mathbf{E}) \mathbf{K}^T \mathbf{b}}.$$

Числитель в этой формуле описывает уровень полезных сигналов, знаменатель – уровень помех, а в передатчике управление осуществляется с целью минимизировать уровень помех. В этом случае вектор \mathbf{b} должен при этом совпадать с собственным вектором β_M матрицы $\mathbf{K}^* (P_y \mathbf{R}_y + \sigma^2 \mathbf{E}) \mathbf{K}^T = \mathbf{K}^* \mathbf{R}_M \mathbf{K}^T$, соответствующим уже ее минимальному собственному числу V_M . В этом случае

$$\rho_0 = (\beta_M^+ \mathbf{K}_2 \beta_M)^2 / V_M. \quad (4.3)$$

Во втором случае, когда в приемнике производится компенсация помехи, а управление в передатчике производится так, чтобы после такой помеховой компенсации уровень полезных сигналов стал максимально возможным, весовые коэффициенты \mathbf{a} помеховой составляющей должны определяться уравнением:

$$\mathbf{a}^+ (P_y \mathbf{R}_y) \mathbf{a} = 0. \quad (4.4)$$

При этом необходимо учесть, что матрица \mathbf{R}_y определяется произведением $\mathbf{R}_y = \boldsymbol{\eta} \boldsymbol{\eta}^T$. Поэтому в качестве \mathbf{a} может быть выбран любой нормированный вектор, ортогональный вектору $\boldsymbol{\eta}$. Обозначим его через \mathbf{a}_p . При его использовании $\boldsymbol{\eta}^T \mathbf{a}_p = 0$ и условие (4.4) выполняется. Если помех несколько, то вектор \mathbf{a} необходимо выбирать равным собственному вектору матрицы \mathbf{R}_y , соответствующей ее минимальному собственному числу. Однако, если количество подавляемых внешних помех меньше величины кратности разнесения, $M < N$, то у матрицы \mathbf{R}_y будет как минимум одно нулевое собственное число, и использование в качестве весовых коэффициентов элементов собственного вектора, соответствующему этому минимальному собственному числу, также приведет к выполнению равенства (4.4) и компенсации помехи.

Если в приемнике управление весовыми коэффициентами производится для достижения более общей цели – минимизации общего уровня мешающих сигналов (с учетом присутствия шумов), то необходимо минимизировать дробь

$$[\mathbf{a}^+ (P_y \mathbf{R}_y + \sigma^2 \mathbf{E}) \mathbf{a}] / \mathbf{a}^+ \mathbf{a}. \quad (4.5)$$

Однако, если собственные числа матрицы \mathbf{R}_y обозначить через λ_i , то собственные числа матрицы $P_y \mathbf{R}_y + \sigma^2 \mathbf{E}$ будут равны $P_y \lambda_i + \sigma^2$, а ее собственные

вектора будут совпадать с собственными векторами матрицы \mathbf{R}_y . Таким образом, минимум дроби (4.5) достигается при использовании того же значения вектора \mathbf{a}_p . В обоих случаях величина отношения «с/(п+ш)» будет равна:

$$\rho_0 = \frac{P_0 \mathbf{a}_p^+ \boldsymbol{\mu}^* \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a}_p}{\sigma^2} = \frac{P_0 \boldsymbol{\mu}^T \mathbf{a}_p \mathbf{a}_p^+ \boldsymbol{\mu}^*}{\sigma^2} = \frac{P_0 \mathbf{b}^T \mathbf{K} \mathbf{a}_p \mathbf{a}_p^+ \mathbf{K}^+ \mathbf{b}^*}{\sigma^2}. \quad (4.6)$$

Максимум выражения (4.6) обеспечивается, если вектор \mathbf{b} будет совпадать с вектором матрицы $\mathbf{K} \mathbf{a}_p \mathbf{a}_p^+ \mathbf{K}^+$, соответствующим ее максимальному собственному числу. Однако матрица $\mathbf{K} \mathbf{a}_p \mathbf{a}_p^+ \mathbf{K}^+$ – вырожденная, т.к. является произведением двух векторов, т.е. $\mathbf{K} \mathbf{a}_p \mathbf{a}_p^+ \mathbf{K}^+ = (\mathbf{a}_p^+ \mathbf{K}^+)^+ (\mathbf{a}_p^+ \mathbf{K}^+)$. Поэтому после нормировки оптимальное значение вектора \mathbf{b} будет равно:

$$\mathbf{b} = \mathbf{K}^* \mathbf{a}_p / \sqrt{\mathbf{a}_p^T \mathbf{K}_2 \mathbf{a}_p^*}.$$

При его использовании максимальное отношение полезного сигнала к мешающему:

$$\rho = P_0 \mathbf{a}_p^T \mathbf{K}_2 \mathbf{a}_p^* / \sigma^2.$$

В случае, если внешних помех несколько, то:

$$\rho = P_0 \mathbf{a}_p^T \mathbf{K}_2 \mathbf{a}_p^* / (\lambda_{\min} + \sigma^2),$$

где λ_{\min} – минимальное собственное число матрицы $P_y \mathbf{R}_y$.

Интересно сравнить оптимальный и первый квазиоптимальный алгоритмы управления. В первом случае наилучшие коэффициенты \mathbf{b} определяются максимальным собственным числом матрицы $\mathbf{K}^* \mathbf{R}_M^{-1} \mathbf{K}^T$, а во втором случае – минимальным собственным числом матрицы $\mathbf{K}^* \mathbf{R}_M \mathbf{K}^T$. Известно [112], что невырожденную матрицу можно представить в виде произведения $\mathbf{R}_M = \mathbf{G}^+ \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{G}$, где матрица \mathbf{G} размера $N \times N$ составлена из вектор-столбцов, представляющих собой собственные вектора исходной матрицы \mathbf{R}_M , а матрица $\boldsymbol{\Lambda}$ – диагональная. В ее главной диагонали расположены собственные числа, причем номера ее элементов соответствуют номерам этих вектор-столбцов. Кроме того, у обратной матрицы собственные вектора те же самые, а собственные числа – обратные собственным числам исходной матрицы. Таким образом, $\mathbf{K}^* \mathbf{R}_M \mathbf{K}^T = \mathbf{K}^* \mathbf{G}^+ \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{G} \mathbf{K}^T$, а $\mathbf{K}^* \mathbf{R}_M^{-1} \mathbf{K}^T$

$=\mathbf{K}^*\mathbf{G}^+\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{G}\mathbf{K}^T$. Собственный вектор, соответствующий максимальному собственному числу матрицы $\mathbf{K}^*\mathbf{R}_M^{-1}\mathbf{K}^T$, совпадает с собственным вектором матрицы $\mathbf{K}^*\mathbf{R}_M\mathbf{K}^T$, соответствующим ее минимальному собственному числу, то есть в обоих случаях управление передачей должно реализовывать одинаковые регулирующие коэффициенты.

Квазиоптимальные алгоритмы обеспечивают меньшую помехоустойчивость передачи, они имеют более простую практическую реализацию. На рисунках 4.4 и 4.5 в качестве примера приведена реализация укрупненной структурной схемы, соответственно, передающей части одной стороны интервала передачи и приемной части другой стороны передачи при двукратном разнесении. Все вычисления производятся на приемной стороне. Источник сигнала (ИС) вырабатывает информационный сигнал, который необходимо передать по параллельным каналам. В передатчике (Пер.) он соответствующим образом преобразуется и в распределителе (РМ) мощность передатчика распределяется по двум передающим антеннам в соответствии со необходимыми значениями элементов вектора \mathbf{b} .

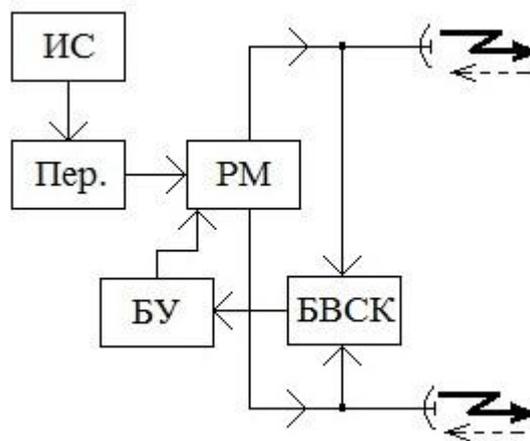


Рисунок 4.4 - Передающая часть интервала передачи

Те же антенны принимают сигналы с противоположной стороны интервала передачи. В блоке выделения служебного канала (БВСК) происходит определение управляющей информации, транслированной с противоположной стороны. В соответствии с ней блок управления (БУ) регулирует весовые коэффициенты, обеспечиваемые блоком РМ.

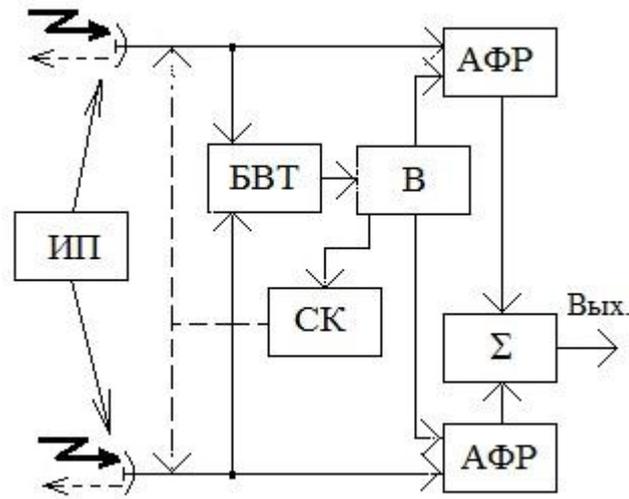


Рисунок 4.5 - Приемная часть интервала передачи

Антенны приемной стороны (рисунок 4.5) принимают переданные разнесенные сигналы. Блок выделения тестовых сигналов (БВТС) определяет значения текущих составляющих коэффициентов передачи полезного сигнала (элементов матрицы \mathbf{K}) и помехи (элементов вектора $\boldsymbol{\eta}$). На их основе в соответствии с применяемым алгоритмом регуляции в вычислителе (В) находятся требуемые величины элементов векторов \mathbf{a} и \mathbf{b} . С помощью аппаратуры блока служебного канала (СК) значения элементов вектора \mathbf{b} транслируются обратно в передатчик. Значения элементов вектора \mathbf{a} используются в блоках амплитудно-фазовой регуляции (АФР) при сложении принятых информационных сигналов в сумматоре (Σ). Передача и прием антеннами основных сигналов показаны сплошными стрелками, служебных сигналов – прерывистыми стрелками. Показано также воздействие на приемные антенны помехового сигнала от внешнего источника помехи (ИП).

Рассмотренный метод совместного комбинирования сигналов и компенсации помех реализует в своем роде управление с двумя степенями свободы и может достаточно эффективно одновременно компенсировать помехи и максимизировать величину полезной составляющей принимаемых разнесенных сигналов.

4.4. Экспериментальные исследования алгоритмов совместного комбинирования разнесенных сигналов и компенсации внешних помех

Для определения сравнительной эффективности предложенных алгоритмов были проведены исследования с помощью компьютерного моделирования в среде Matlab с помощью разработанного программного комплекса [106,108]. Генерировалась выборка независимых случайных значений большого объема, распределенных по релеевскому закону. Достаточность объема достигалась на уровне, когда его дальнейшее увеличение не приводило к изменением полученных результатов. Эти случайные значения имитировали отсчеты уровней сигналов в разнесенных трактах приемника. Значения отсчетов, одновременно приходящих в различных каналах разнесения также были взаимно независимы.

Наборы одновременно пришедших отсчетов в каналах разнесения подвергались обработке соответствующей разным вариантам сравниваемых алгоритмов и условий работы. По результатам всей выборки для каждого алгоритма обработки строились распределения значений уровня отношения «сигнал/(помеха+шум)». после обработки по соответствующему алгоритму.

Эксперименты позволили сделать определенные выводы о сравнительной эффективности алгоритмов при работе в различных условиях. Далее представлены некоторые типичные результаты экспериментов. Результаты разбиты для удобства на несколько групп в связи с тем, что при любой кратности разнесения они фактически зависели от двух факторов – отношения уровней сигнала и помехи и отношения уровней сигнала и шума. В первой серии приводимых результатов исходные параметры приведены для их крайних (минимальном и максимальном из рассмотренных) значений и для среднего значения. В последующих сериях эти величины приведены только для минимального и максимального значений.

Поскольку предметом исследования были сравнительные (относительные) свойства различных алгоритмов, то за исходный образец принимался одиночный

сигнал и его отношение «сигнал/шум». При этом для полезных компонент за исходный нулевой уровень отсчета принималось медианное значение распределенного по релеевскому закону уровня полезного сигнала в одиночном канале без разнесения и помех. За исходный уровень шума $P_{Ш0}$ принималось такое значение шума в подобном одиночном канале, при котором медианное значение распределения отношения «сигнал/шум» такого сигнала равняется 0 дБ. Уровень помехи на входах разнесенных приемников принимался на β децибел выше $P_{Ш0}$, уровень шума принимался на α децибел ниже $P_{Ш0}$.

Технические характеристики приемных трактов разных каналов разнесения полагались достаточно однотипными, на основании этого мощность шумов считалась одинаковой во всех разнесенных сигналах. При проведении экспериментов было обнаружено, что их результаты не зависят от величины относительного фазового сдвига помеховых компонент. Изменение взаимных соотношений уровней помехи в разных разнесенных каналах хотя и приводило к определенным изменениям в результатах, однако не изменяло взаимные соотношения эффективности алгоритмов. Компоненты помех в разных каналах разнесения полагались одинаковыми по уровню и синфазными.

Во всех сериях экспериментов кратность разнесения на передающей и на приемной сторонах полагалась одинаковой. В первой серии экспериментов кратность разнесения равна $N=2$, помеховые компоненты создавались одним внешним радиоисточником. Результаты экспериментов представлены на рисунках 4.6 – 4.14. Значения параметров α и β , при которых получены графики рисунков, приведены в таблице 4.4.

Таблица 4.4. Значения параметров α и β , используемых в экспериментах

Номер рисунка	4.6	4.7	4.8	4.9	4.10	4.11	4.12	4.13	4.14
α , дБ	0	0	0	10	10	10	20	20	20
β , дБ	-10	0	10	-10	0	10	-10	0	10

Вдоль оси ординат на всех рисунках отложена в децибелах величина γ отношения «с/(п+ш)» уровня полезной компоненты выходного сигнала после соответствующего алгоритма обработки к среднеквадратическому уровню суммарного мешающего сигнала (помехи и шума). Вдоль оси абсцисс отложен процент T% общего времени сеанса передачи информации, в течение которого текущие значения отношения «с/(п+ш)» будут не ниже соответствующего значения γ .

На всех рисунках первой серии графики распределений выходных сигналов после различных алгоритмов обработки обозначены следующими номерами:

1. Оптимальный алгоритм обработки, работающий в отсутствии внешних помех (эффективность описывается формулой 4.2).
2. Такой же оптимальный алгоритм обработки, осуществляемый и на передающей, и на приемной сторонах, но в присутствии разного уровня помехи от внешнего источника.
3. Алгоритм, при котором на приемной стороне производится регулировка весовых коэффициентов для компенсации помех, а на передающей стороне регулировка коэффициентов таким образом, чтобы с учетом комбинирования в приемнике получить максимальное отношение «с/(п+ш)» в соответствии с формулой (4.6).
4. Алгоритм, при котором на приемной стороне производится оптимальное сложение, а на передающей стороне – регулировка коэффициентов, чтобы добиться при этом оптимальном сложении также и снижения уровня помех (в соответствии с формулой 4.4).
5. На приемной стороне производится «классическое» оптимальное сложение без учета присутствия помех, на передающей стороне регулировка не производится, а разнесенные сигналы излучаются одинакового уровня и синфазно (приводится для сравнения).
6. На приемной стороне производится компенсация помех без максимизации уровня полезного сигнала, на передающей стороне регулировка не производится,

а разнесенные сигналы излучаются одинакового уровня и синфазно (приводится для сравнения).

Кроме этого, на рисунках приведен в виде пунктирной линии график распределения уровней сигнала одиночного канала (на некоторых рисунках он не выделяется, т.к. сливается с одним из сплошных графиков).

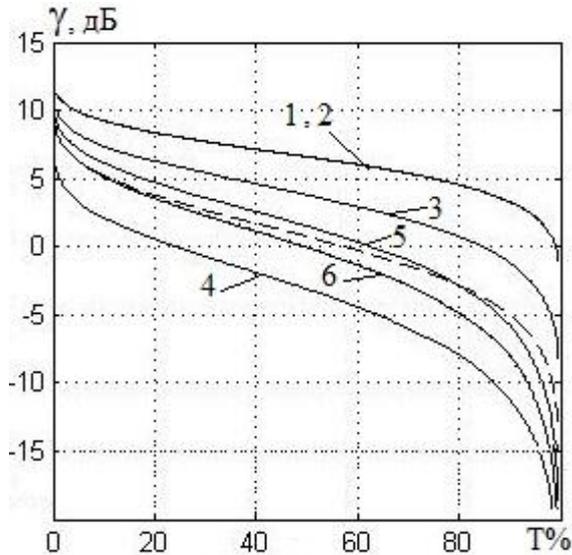


Рисунок 4.6.

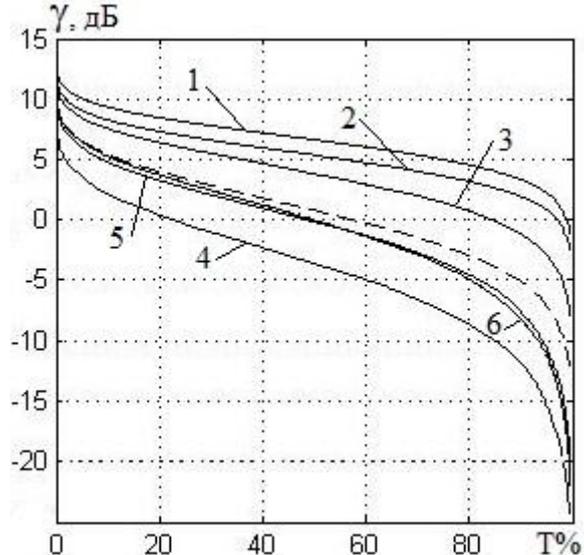


Рисунок 4.7.

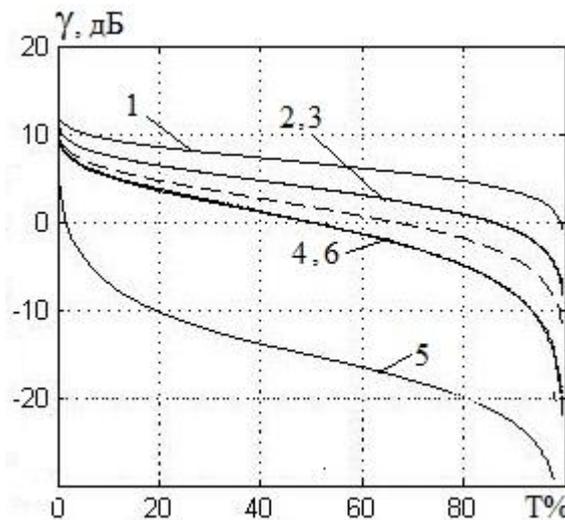


Рисунок 4.8.

Штриховой линией выделен график распределения разности выходных сигналов, получаемых при использовании алгоритма с компенсацией в передатчике и оптимальным сложением в приемнике и алгоритма с компенсацией в приемнике и отсутствием регулировки коэффициентов в передатчике.

Для наглядности рисунки скомпонованы группами по три рисунка, причем каждая группа относится к одному значению параметра α и в каждой группе номера возрастают с возрастанием β . Сами группы расположены в соответствии с возрастанием параметра α

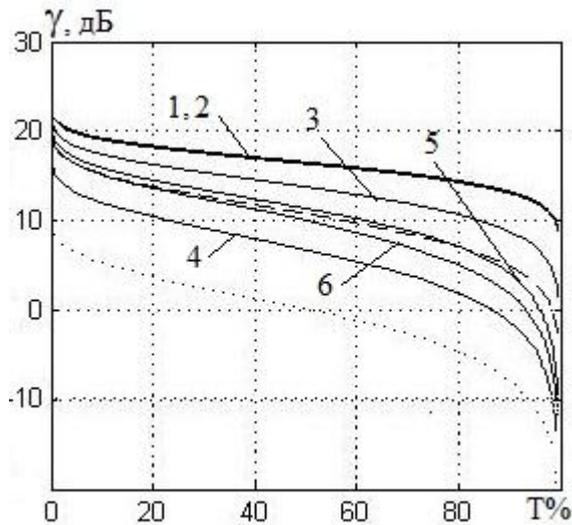


Рисунок 4.9.

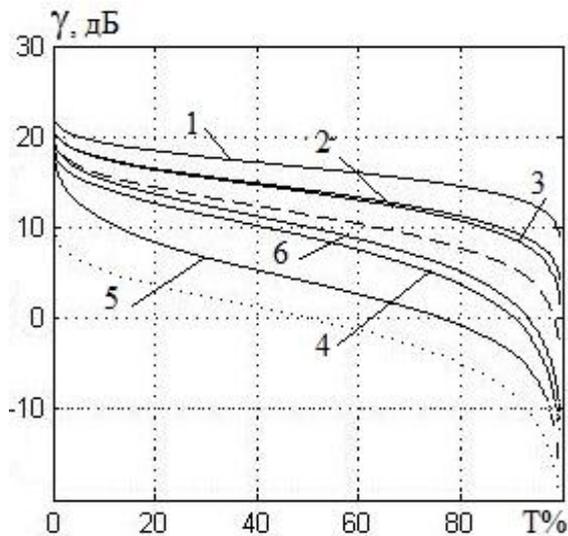


Рисунок 4.10.

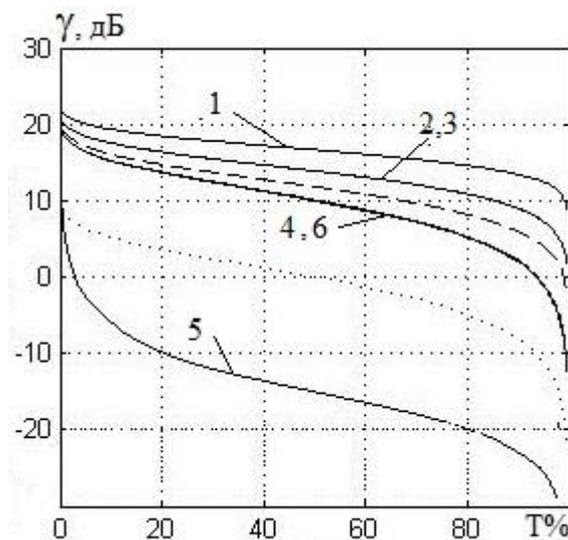


Рисунок 4.11.

На основании данной серии экспериментов можно сделать следующие выводы о сравнительной эффективности исследуемых алгоритмов.

1. С ростом уровня помех эффективность оптимального алгоритма (график 2 из приведенного списка) от свойств ситуации без помех (график 1) приближается

к свойствам алгоритма с компенсацией в приемнике и оптимальным сложением регулировкой в передатчике (график 3) и при больших уровнях помех практически равна ему. При этом при малых уровнях шумов эта тенденция проявляется существенно быстрее.

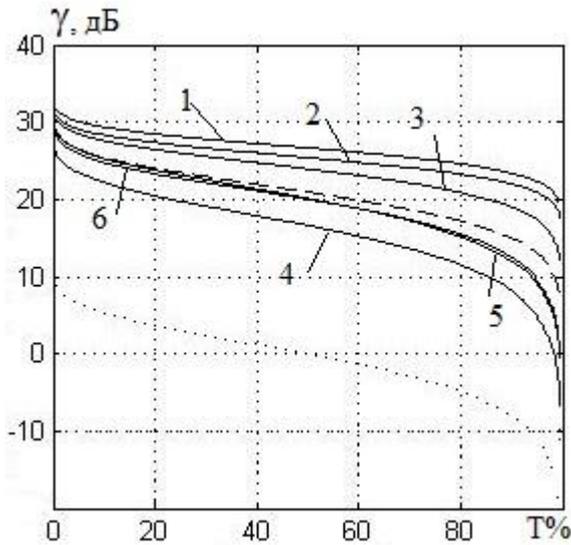


Рисунок 4.12.

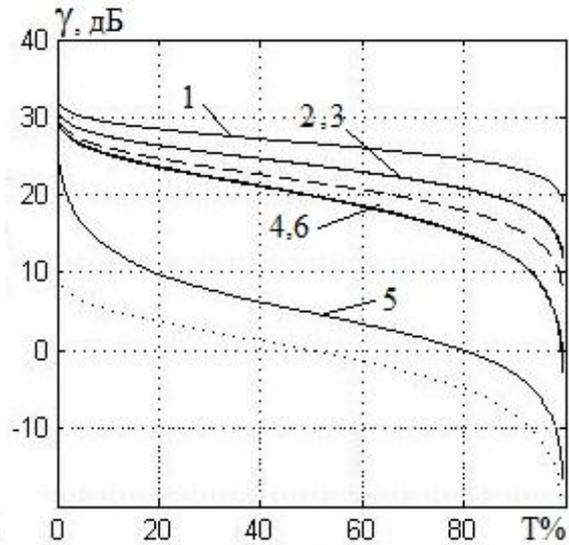


Рисунок 4.13.

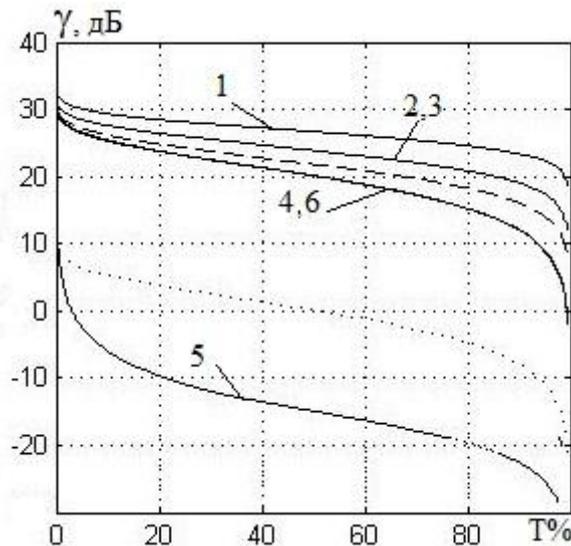


Рисунок 4.14.

2. С ростом уровня помехи алгоритм с оптимальным сложением в приемнике и с отсутствием регулировки в передатчике (график 5) начинает существенно проигрывать всем алгоритмам, в том числе помехоустойчивости одиночного канала без помех.
3. С ростом уровня помехи эффективность алгоритма с компенсацией в передатчике и оптимальным сложением в приемнике (график 4) сближается и

практически аналогична эффективности алгоритма с компенсацией в приемнике и с отсутствием регулировки в передатчике (график 6). При этом при малых уровнях шумов это свойство проявляется существенно быстрее.

4. Во всех случаях эффективность алгоритма с компенсацией в приемнике и оптимальным сложением в передатчике (график 3) выше, чем алгоритма с компенсацией в передатчике и оптимальным сложением в приемнике (график 4). (Квазиоптимальных алгоритмов, рассмотренных в предыдущем разделе.)

Алгоритмы 4 и 6 близки по свойствам в широком диапазоне параметров помехи и шума, также при некоторых условиях близки алгоритмы 2 и 3. Однако это не означает, что уровни сигналов после обработки этими алгоритмами всегда совпадают. Это подтверждается графиками на рисунках, построенными штриховой линией. Также на рисунках 4.15 и 4.16 для сравнения приведены графики плотности распределения вероятности текущей разности выходных сигналов при обработке по алгоритмам 4 и 6. Здесь по вертикали приведены значения плотности распределения этой разности, по горизонтали в условных единицах – величина разности. График на рисунке 4.15 получен при значениях параметров: $\alpha=10$ дБ, $\beta=0$ дБ; график на рисунке 4.16. получен при значениях параметров $\alpha=10$ дБ, $\beta=10$ дБ. Форма кривой плотности распределения достаточно симметрична относительно нулевой точки на оси абсцисс, при этом величины площади под кривой по обе стороны этой нулевой точки на оси абсцисс примерно одинаковы. Это говорит о том, что в какие-то интервалы времени один алгоритм имеет значительные преимущества по сравнению с другим, в другие интервалы времени имеет преимущества другой алгоритм, что также подтверждается тем, что графики распределения максимального из этих двух сигналов (штриховые линии на рисунках 4.6–4.14) расположены выше, чем каждый из графиков алгоритмов 4 и 6, взятых по отдельности.

В второй серии экспериментов исследовалась сравнительная эффективность алгоритмов при воздействии помехи от одного источника и кратности разнесения, равной $N=4$ и $N=6$. Некоторые результаты представлены на рисунках 4.17-4.20

(для $N=4$) и 4.19-4.22 (для $N=6$). Параметры шумов и помех приведены в таблице 4.5.

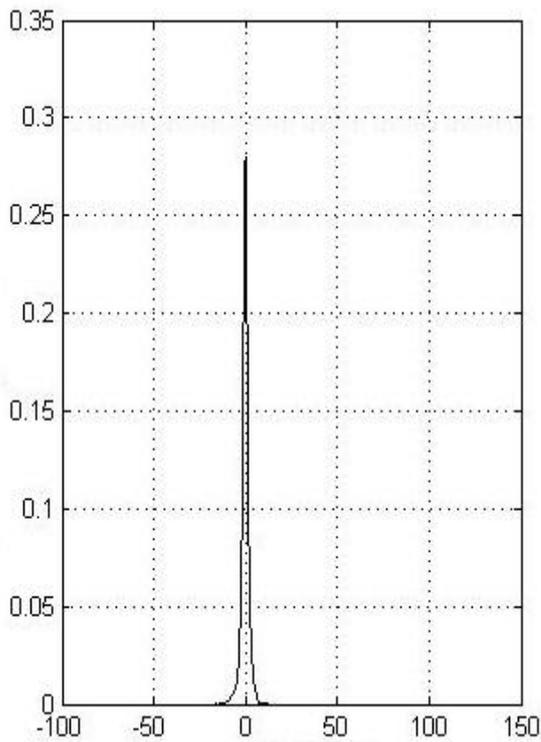


Рисунок 4.15.

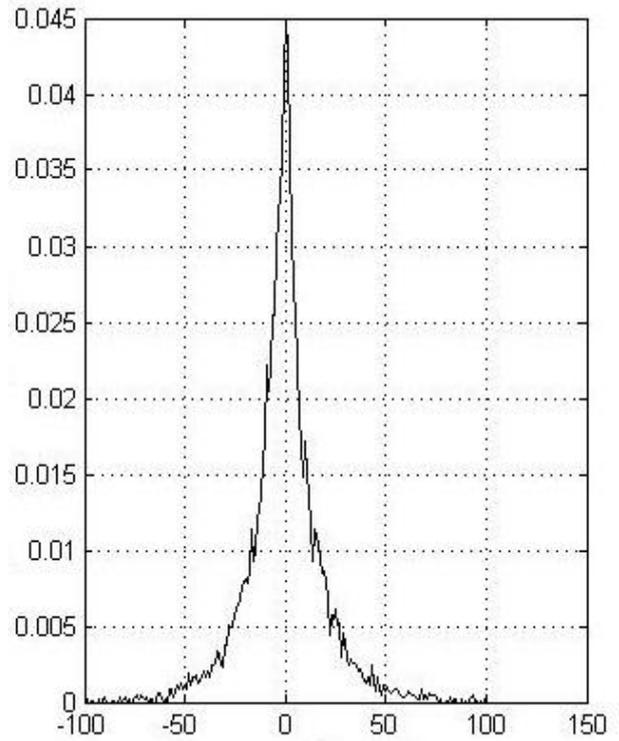


Рисунок 4.16.

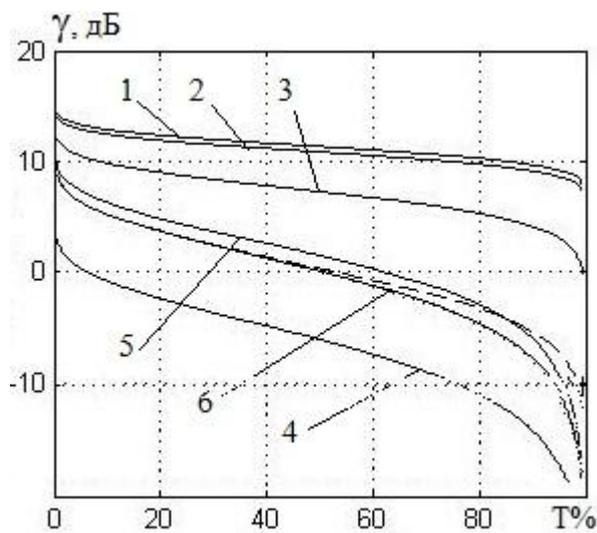


Рисунок 4.17.

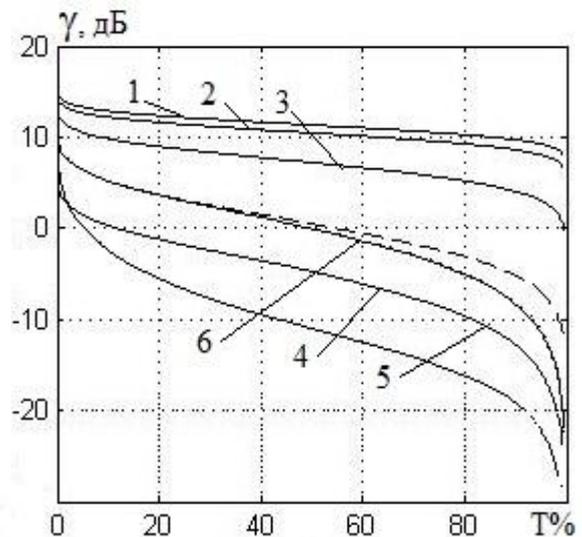


Рисунок 4.18.

Эксперименты были организованы таким же образом, как и в предыдущей серии. Они позволяют сделать такие же выводы о сравнительной эффективности алгоритмов.

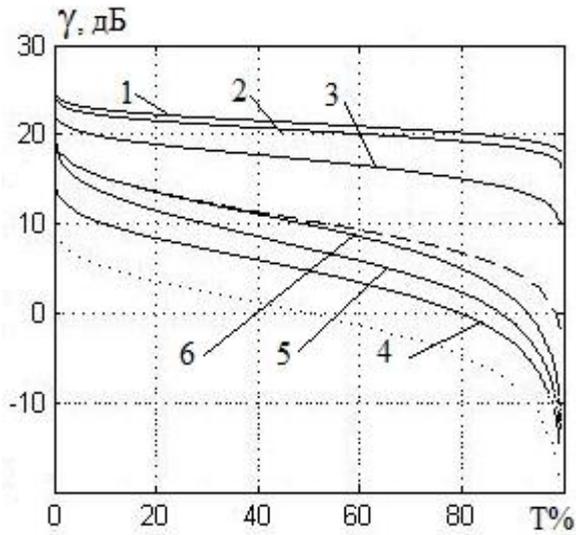


Рисунок 4.19.

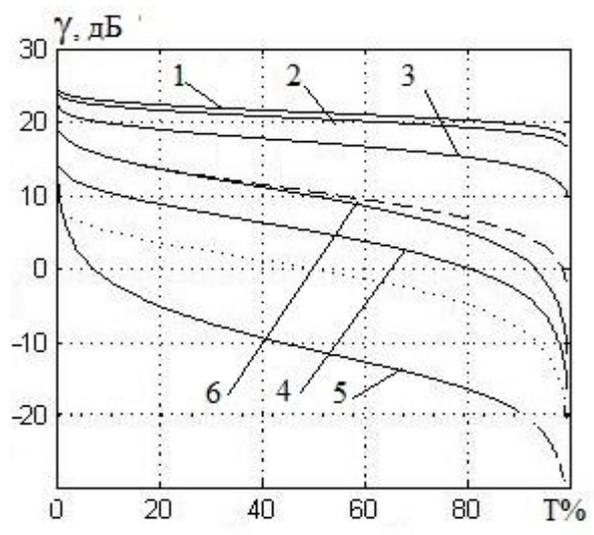


Рисунок 4.20.

Таблица 4.5. Параметры шумов и помех

α	0	0	10	10
β	0	10	0	10
Номер рисунка, $N=4$	4.17	4.18	4.19	4.20
Номер рисунка, $N=6$	4.21	4.22	4.23	4.24

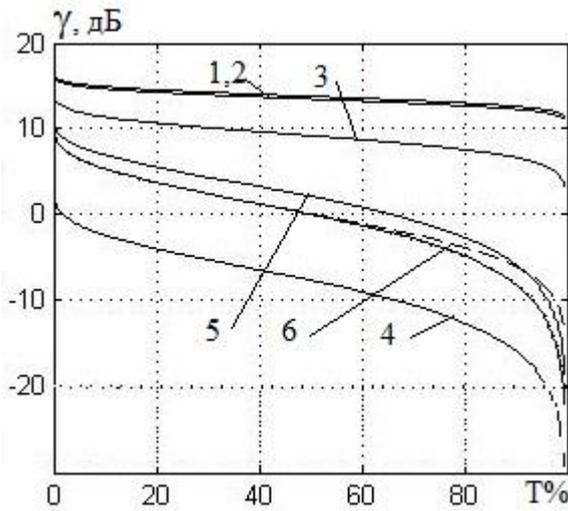


Рисунок 4.21

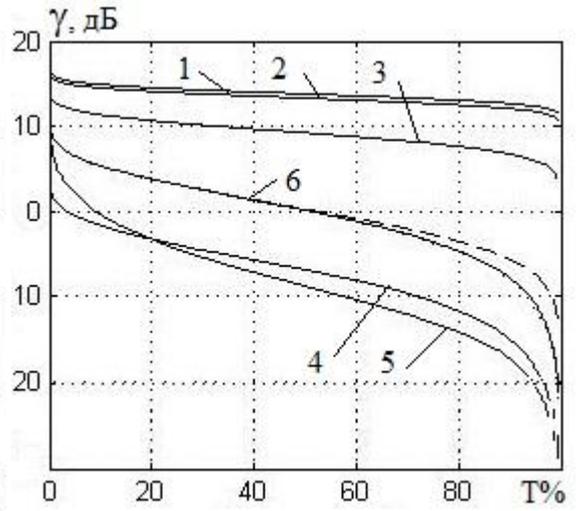


Рисунок 4.22.

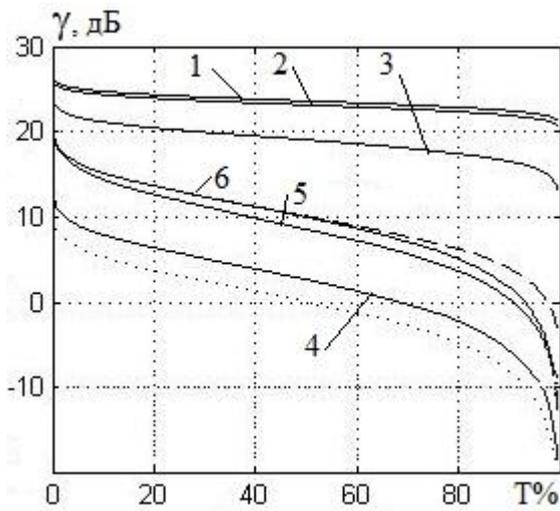


Рисунок 4.23.

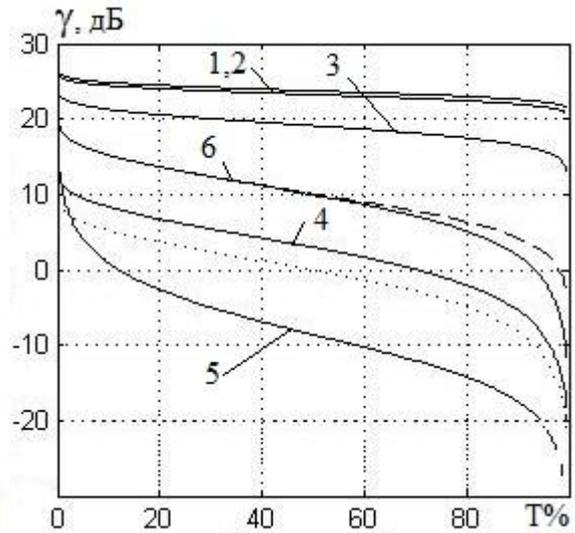


Рисунок 4.24.

Третья серия экспериментов проводилась в условиях воздействия помех от двух радиоисточников помех, по-разному расположенных относительно антенн приемной стороны. Мощность обеих помех была одинаковой, различались только фазовые сдвиги помеховых компонент от разных источников в приемных разнесенных антеннах. Параметры шумов и помех в этой серии экспериментов приведены в таблице 4.6. Некоторые результаты представлены на рисунках 4.25.–4.36. Относительно уровня полезного сигнала нормировалась суммарная мощность обеих помеховых компонент.

Таблица 4.6. Параметры шумов и помех

α	0	0	10	10
β	0	10	0	10
Номер рисунка, N=2	4.25	4.26	4.27	4.28
Номер рисунка, N=4	4.29	4.30	4.31	4.32
Номер рисунка, N=6	4.33	4.34	4.35	4.36

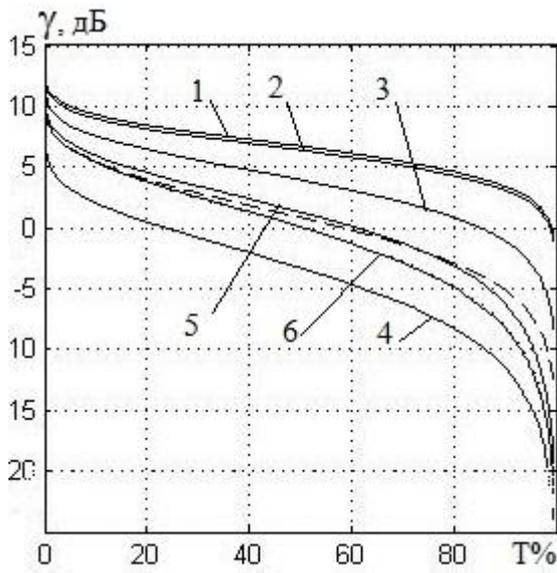


Рисунок 4.25.

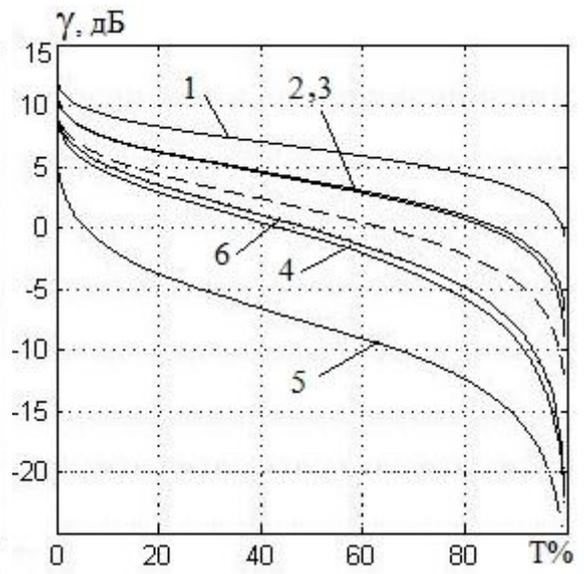


Рисунок 4.26.

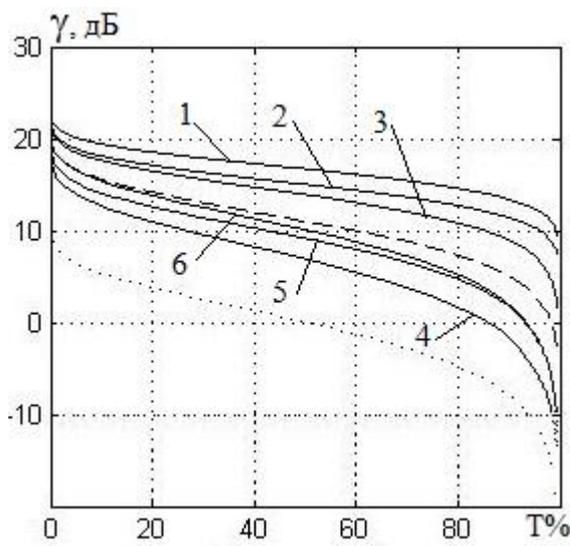


Рисунок 4.27

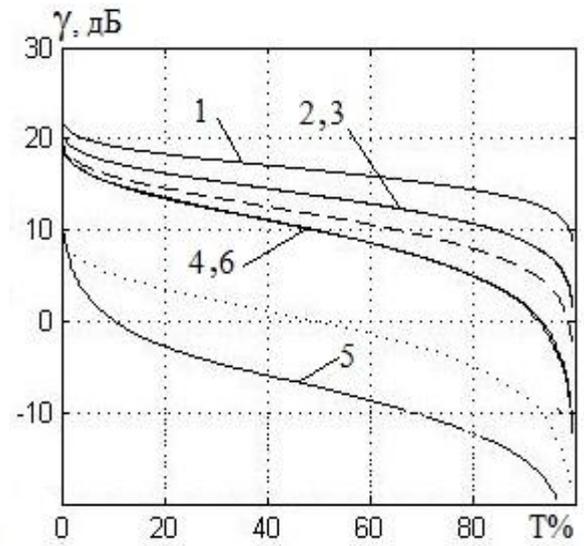


Рисунок 4.28.

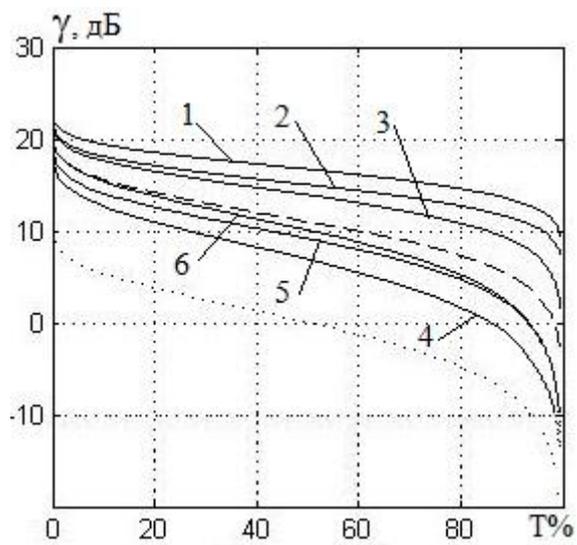


Рисунок 4.29.

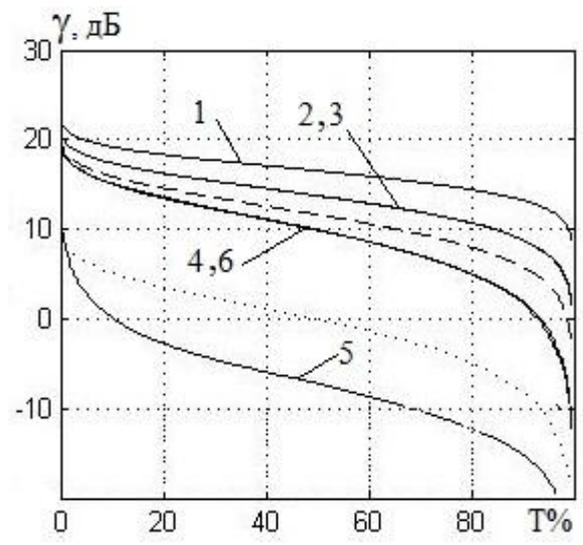


Рисунок 4.30.

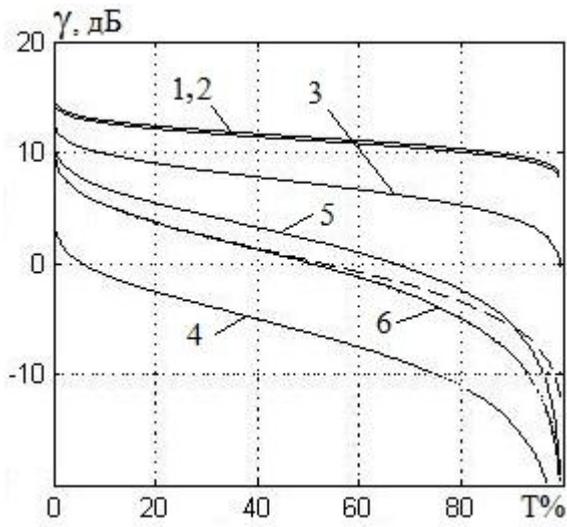


Рисунок 4.31

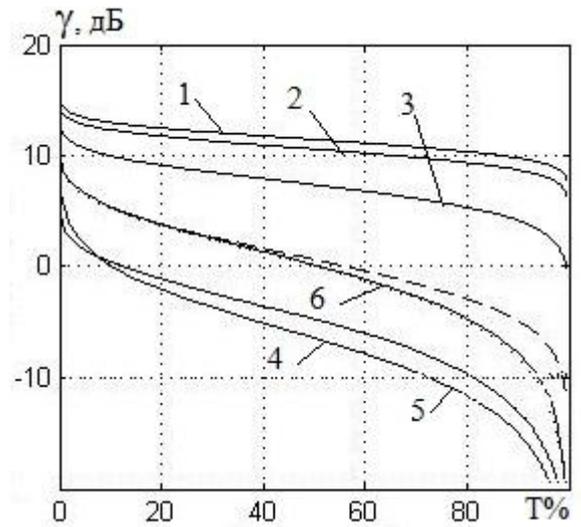


Рисунок 4.32.

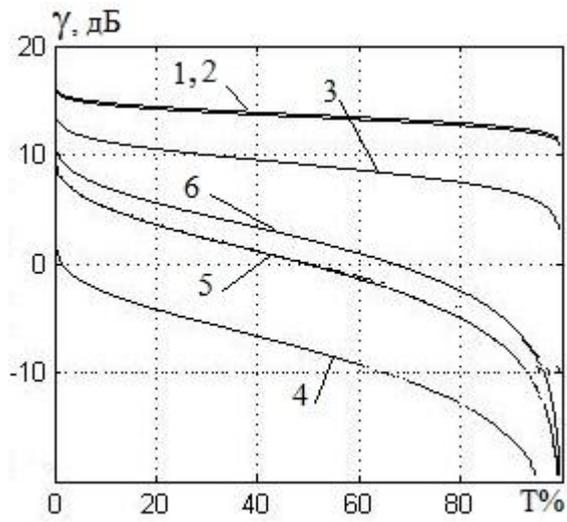


Рисунок 4.33.

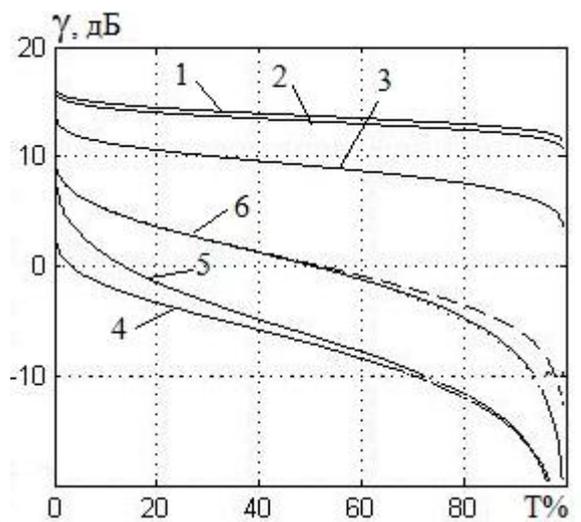


Рисунок 4.34.

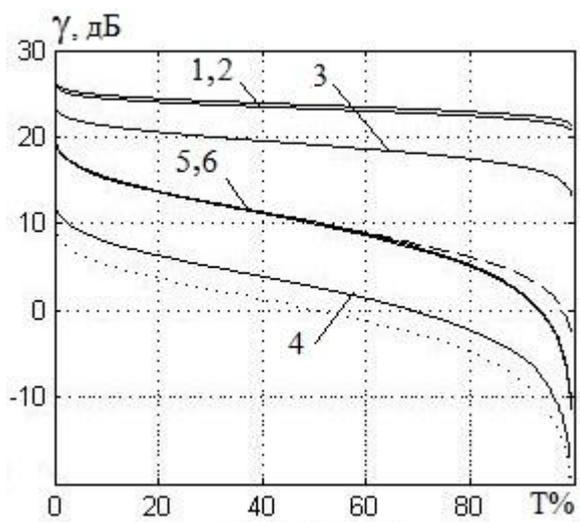


Рисунок 4.35.

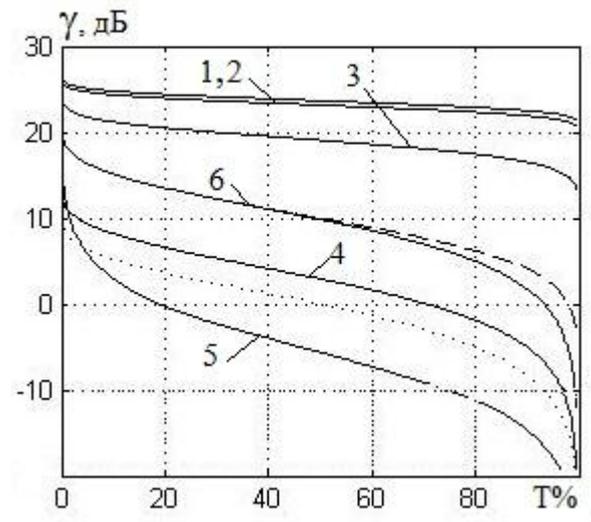


Рисунок 4.36.

Обобщая результаты второй и третьей серий экспериментов можно сделать выводы, что при увеличении кратности разнесения и количества помех сравнительные свойства различных оптимального и квазиоптимальных алгоритмов остаются в принципе такими же, что и при двукратном разнесении, хотя в численном виде разница между ними может меняться.

4.5. Выводы

1. Совместное использование регулировки коэффициентов распределения мощности на передающей стороне при пространственном разнесении и обратной связи позволяет значительно повысить помехоустойчивость передачи информации в условиях воздействия помех.

2. Наилучшие результаты достигаются при совместном оптимальном управлении и на передающей, и на приемной сторонах.

3. Возможна организация квазиоптимального управления, когда функции компенсации помех и оптимального сложения полезных сигналов разделяются, при этом одна из этих функций осуществляется в передатчике, другая – в приемнике.

4. Алгоритм с компенсацией помех в приемнике и регулировкой в передатчике для максимизации уровня выходного полезного сигнала в передатчике обладает существенно лучшими свойствами, чем алгоритм с компенсацией в передатчике и оптимальным сложением в приемнике при любых представляющих практический интерес сочетаниях параметров помех у шумов.

Заключение

1. Выполнен анализ условий эксплуатации систем передачи информации в регионе Палестины с учетом условий региона. Рассмотрены различные виды линий передачи и их особенности и выбраны модели сигнально-помеховой обстановки.
2. Выполнен расчет тропосферной линии, как перспективной линии передачи в условиях Палестины, и оценены возможности повышения помехоустойчивости передачи различными методами. Предложена информативная номограмма оценки основных параметров средств системы передачи.
3. Рассмотрены пути повышения помехоустойчивости за счет адаптивного использования избытка ресурсов системы передачи, заключающегося в запасе энергопотенциала для компенсации изменений передающих свойств среды распространения.
4. Проанализированы методы управления параметрами сверточного кодирования и получены требования к буферизации символьных последовательностей, что позволяет повысить помехоустойчивость передачи на 2,5 дБ и выше.
5. В многоканальных системах с обратной связью впервые предложен и исследован алгоритм передачи с инвертированием сигналов, позволяющий увеличить при тех же условиях работы медианный уровень сигнала на 2-2,4 дБ и уменьшить глубину замираний на 4,2 дБ и разработан соответствующий программный комплекс для определения эффективности алгоритма.
6. Впервые разработаны исследованы алгоритмы совместного управления передачей многоканальных сигналов на приемной и передающей сторонах, улучшающие подавление мешающих сигналов в различных условиях на 4-11 дБ и соответствующий программный комплекс для исследования эффективности алгоритмов.

Список сокращений и условных обозначений

- АБГШ – Аддитивный белый гауссов шум
- АФР – Амплитудно-фазовая регулировка
- АЧХ - Амплитудно-частотная характеристика
- БВСК – Блок выделения служебного канала
- БВТС – Блок выделения тестового сигнала
- БУ – Блок управления
- ВОЛС- Волоконно-оптические линии связи
- ГЗ – Генератор записи
- ГПЧ – Генератор поднесущих частот
- ГС – Генератор считывания
- ДК - Декодер
- ДТС – Дальняя тропосферная связь
- ИУ – Измеритель уровня
- К - Кодер
- Комм. - Коммутатор
- ЛС – Комбинационная логическая схема
- МК – Многоканальный коммутатор
- МСИ – Межсимвольная интерференция
- РРЛ – Радиорелейные линии
- СК – Служебный канал
- СР – Сдвиговый регистр
- УОСК – Устройство оценки свойств канала
- BPSK – Binary phase shift keying
- FIFO – Буферная память («first unput-first output»)
- QAM – Quadrature amplitude modulation
- QPSK – Quadrature phase shift keying

Список литературы

1. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи [Текст] / Л.Н.Волков, М.С.Немировский, Ю.С.Шинаков. – М.: Экотрендз, 2005. – 392 с.
2. Немировский, А.С. Системы связи и радиорелейные линии [Текст] / А.С. Немировский, Е.В. Рыжков. – М.: Связь, 1980. – 432 с.
3. Прокис, Дж. Цифровая связь [Текст] / Дж.Прокис; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
4. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр; пер. с англ. – М.: Изд. дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
5. Телекоммуникационные системы и сети [Текст] / Под ред. В.П. Шувалова.– М.: Горячая линия – Телеком, 2003, т. 1 – 647 с.; 2004, т. 2 – 672 с.
6. Телекоммуникационные системы и сети.. Радиосвязь, радиовещание и телевидение [Текст] / Под ред. В.П. Шувалова. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004 т.3. – 673 с.
7. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра [Текст] / К. Феер: пер. с англ.; под редакцией В.И.Журавлева – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
8. Шмалько, А.В. Цифровые сети связи: Основы планирования и построения [Текст] / А.В. Шмалько. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 282 с.
9. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей: Учебник для вузов [Текст] / Под ред. Н.В. Гордиенко и В.В. Крухмалева. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 510 с.
10. Галкин, В.А. Цифровая мобильная связь. [Текст] / В.А. Галкин. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007. – 432 с.
11. Цифровые и аналоговые системы передачи. [Текст] / Под ред. В.И. Иванова. – М.: Горячая линия–Телеком, 2003. – 232 с.

12. Системы мобильной связи. [Текст] / Под ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия–Телеком, 2003. – 272 с.
13. Бородич, С.В. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с частотной модуляцией [Текст] / С.В. Бородич. – М.: Связь, 1976. – 256 с.
14. Громаков, Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. [Текст] / Ю.А. Громаков. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 239 с.
15. Морелос – Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применения: пер. с англ. [Текст] / Р. Морелос – Сарагоса. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с.
16. Немировский, А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов [Текст]. – М.: Радио и связь, 1984. – 208 с.
17. Полушин, П.А. Избыточность сигналов в радиосвязи [Текст] / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов. – М.: Радиотехника, 2007. – 256 с.
18. Ратынский, М.В. Основы сотовой связи. [Текст] / М.В. Ратынский – М.: Радио и связь, 1998. – 392 с.
19. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: пер. с англ. [Текст] / Дональд Р.Ж. Уайт – М.: Сов. радио, 1977, Т. 1 – 348 с.; 1978, Т.2 – 272 с.; 1979, Т. 3 – 464 с.
20. Lin, S. Error control coding. / S. Lin, D.J. Costello. – Englewood: Prentice – Hall, 1983.
21. Полушин, П.А. Импульсные виды модуляции [Текст] / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов. – Владимир: Изд-во ВлГУ, 2005. – 92 с.
22. Полушин, П.А. Методы борьбы с помехами и искажениями. Использование избыточности в системах передачи информации [Текст] / П.А. Полушин. – LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrucken, Deutschland, 2011. – 341 p.
23. Полушин, П.А. Обобщенный метод комбинирования разнесенных сигналов [Текст] / П.А.Полушин, А.Г.Самойлов, С.А.Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. – 2006. – № 1. – С. 2–8.

24. Полушин, П.А. Определение суммарной длительности перерывов связи при тропосферном распространении [Текст] / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов, С.П. Тараканков // Электросвязь. – 1978. - № 9.– С. 18–21.
25. Инженерно-технический справочник по электросвязи. Радиорелейные линии. – М.: Связь, 1970. – 440 с.
26. Мордухович, Л.Г. Радиорелейные линии связи [Текст] / Л.Г.Мордухович. – М.: Связь, 1989. – 160 с.
27. Верник, С.М. Линии связи [Текст] / С.М.Верник – М.,: Радио и связь, 1995. – 122 с.
28. Строительство кабельных сооружений связи. Справочник. – М.: Радио и связь, 1990. – 201 с.
29. Правила технической эксплуатации первичных сетей ВСС РФ. /Книга третья, М., 1998. – 102 с.
30. Гроднев, И.И. Коаксиальные кабели связи [Текст] / И.И.Гроднев. – М.: Радио и связь, 1983. – 99 с.
31. Инструкция по проектированию линейно-кабельных сооружений связи. ВСН 116-93.
32. Строительство и техническая эксплуатация ВОЛС. – М., 1995.
33. Руководство по прокладке, монтажу и сдаче в эксплуатацию ВОЛС магистральных сетей, М.1995
34. Руководство по защите оптических кабелей от ударов молнии, ЦНИИС, М, 1999
35. ВНТП 115-80 Проводные средства связи. Магистральные кабельные линии связи
36. Портнов Э.Л. Принципы построения первичных сетей и оптические кабельные линии связи [Текст] / Э.Л.Портнов. – М., Горячая линия-Телеком, 2008 – 544 с.
37. ВСН 116-93 Инструкция по проектированию линейно-кабельных сооружений связи

38. ВСН 600-81 Инструкция по монтажу сооружений и устройств связи, радиовещания и телевидения
39. Гроднев И.И. Волоконно-оптические линии связи [Текст] / И.И.Гроднев. – М.: Радио и связь, 1990. – 165 с.
40. Шарварко В.Г. Волоконно-оптические линии связи [Текст] / В.Г.Шварко. – М.: Радио и связь, 2006. – 211 с.
41. Фриман Р. Волоконно-оптические системы связи [Текст] / Р.Фриман. – М.: Техносфера, 2003. – 377 с.
42. Грудинская, Г.П. Распространение радиоволн [Текст] / Г.П. Грудинская. – М.: Высшая школа, 1977. – 244 с.
43. Гусятинский, И.А. Дальняя тропосферная связь [Текст] / И.А.Гусятинский, А.С.Немировский, А.В.Соколов, В.Н.Троицкий – М.: связь, 1968, – 247 с.
44. Радиорелейные и спутниковые системы передачи. [Текст] / Под ред. А.С. Немировского. – М.: Радио и связь, 1986. – 392 с.
45. Долуханов, М.П. Распространение радиоволн [Текст] / М.П. Долуханов, М.: Связь, 1965. – 400 с.
46. Немировский, А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов [Текст] /А.С. Немировский. – М.: Радио и связь, 1984. – 208 с.
47. Галкин, А.П. и др. Моделирование каналов систем связи [Текст] / А.П. Галкин, А.Н. Лапин, А.Г. Самойлов. – М.: Связь, 1979. – 96 с.
48. Радиолинии космических систем передачи информации [Текст] / Под ред. И.М. Теплякова. – М.: Сов. радио, 1975. – 400 с.
49. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов [Текст]/ А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.
50. Рихтер, С.Г. Цифровое радиовещание [Текст] / С.Г. Рихтер. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004 – 352 с.
51. Тяпичев, Г.А. Спутники и цифровая радиосвязь [Текст] / Г.А. Тяпичев. – М.: ТехБук, 2008. – 288 с.

52. Лей Э. Цифровая обработка сигналов для инженеров и технических специалистов; практическое руководство [Текст] / Э. Лей : пер. с англ.. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 336 с.
53. Айчфишер, Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход [Текст] / Э. Айчфишер, Б. Джервис: пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
54. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст] / И.С. Гоноровский. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
55. Денисенко, А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие [Текст] / А.Н. Денисенко. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 704 с.
56. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники [Текст] / Б.Р. Левин. – М.: Сов.радио, т.2, 1975. – 392 с.
57. Защита от радиопомех [Текст] / Под ред. М.В. Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.
58. Папалекси, Н.Д. Радиопомехи и борьба с ними [Текст] / Н.Д. Папалекси. – М.: ОГИЗ, Государственное издательство технико-экономической литературы, 1942. – 187 с.
59. Гохберг, А.П. Режекция комплекса сосредоточения помех [Текст] / А.П. Гохберг // Радиотехника. – 1989. – №6. – С. 3–9.
60. Кловский, Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам [Текст] / Д.Д. Кловский. – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.
61. Кловский, Д.Д. Помехоустойчивость бинарных систем при флуктуационной и сосредоточенной помехах [Текст] / Д.Д. Кловский – Электросвязь, 1965, №2. – С. 27-34.
62. Князев, А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств [Текст] / А.Д. Князев. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.
63. Миддлтон, Д. Введение в статистическую теорию связи [Текст] / Д. Миддлтон : пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1961, Т. 1, – 782 с., 1962, Т. 2 – 831 с.
64. Ван дер Зил, А. Шум [Текст]. / А Ван дер Зи. : пер. с англ – М.: Сов. радио, 1973. – 228 с.

65. Исакевич, В.В. О параметрах быстрых замираний дальнего тропосферного распространения радиоволн [Текст] / В.В. Исакевич, В.И. Кленов, Е.Я. Марченко, П.А. Полушин // В кн.: «Повышение эффективности и надёжности РЭС»: Межвуз. сб. науч. трудов. – Л., ЛЭТИ. - 1976, вып. 6. – С. 37–44.
66. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации [Текст] / А.Г. Зюко и др.; под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
67. Берлекэмп, Э.Р. Техника кодирования с исправлением ошибок [Текст] / Э.Р. Берлекэмп // ТИИЭР. - 1980, т. 68. - № 5. - С. 24 -58.
68. Блейхут, Р. Теория и практика кодов, исправляющих ошибки: пер. с англ. [Текст] / Р.Блейхут. – М.: Мир, 1986. – 576 с.
69. Витерби А.Д. Принципы цифровой связи и кодирования [Текст] / А.Д. Витерби, Дж.К. Омура : пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1982. – 536 с.
70. Возенкрафт, Дж. Теоретические основы техники связи [Текст] / Дж. Возенкрафт, И.Джекобс: пер. с англ. – М. : Мир, 1969. – 462 с.
71. Кларк, Дж., мл. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи [Текст] / Дж. Кларк, мл., Дж. Кейн : пер. с англ.; под. редакцией Б.С. Цыбакова – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.
72. Коржик, В.И. Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой [Текст] / В.И. Коржик, Л.М. Финк – М.: Связь, 1979.– 272 с.
73. Питерсон, У. Коды, исправляющие ошибки [Текст] / У. Питерсон, Э. Уэлдон: пер. с англ.; под ред. Р.Д. Добрушина и С.И. Самойленко. – М.: Мир, 1976. – 593 с.
74. Теория кодирования [Текст] / Т. Касами, И. Токура, Е. Ивадари : пер. с япон. под. ред. С.И. Гельфанда и Б.С. Цыбакова. – М.: Мир, 1978. – 576 с.
75. Фано, Р. Статистическая теория связи [Текст] / Р.Фано: пер. с англ. – М.: Мир, 1965. – 375 с.
76. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений [Текст] / Л.М.Финк. – М.: Советское радио, 1970. – 728 с.

77. Форни, Д. Каскадные коды [Текст] / Д.Форни: пер. с англ. под ред. С.И. Самойленко.. – М.: Мир, 1970. – 207 с.
78. Шеннон, К. Работы по теории информации и кибернетике [Текст] / К.Шеннон : пер. с англ. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1963. – 829 с.
79. Шмалько, А.В. Цифровые сети связи: Основы планирования и построения [Текст] / А.В. Шмалько. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 282 с.
80. Berger, J.O. The likelihood principle. / J.O. Berger, R.L. Wolpert. – Haywood: The institute of mathematical statistics, 1988. – 208 с.
81. Cain, J.B. Punctured convolutional codes of rate $(n-1)/n$ and simplified maximum likelihood decoding. / J.B. Cain, G.C. Clark, J.M. Geist // IEEE Trans. Inf. Theory. 1979. - IT – 25 - P. 97-100.
82. Fano, R.M. A heuristic discussion of probabilistic decoding / R.M.Fano // IRE Trans. Inf. Theory. - 1963, vol. IT9, n.2. - P. 64-74.
83. Forney, G.D. Burst – correcting codes for the classic bursty channel. / G.D. Forney // IEEE Trans. Commun. Technol. – 1971. - vol. COM – 19, October. - P. 772 - 781.
84. GSM: «Channel coding», Group special mobile standard committee, 1988-1990.
85. Heller, J.A. Feedback decoding for convolutional codes / J.A.Heller // in advances in communication system, J.Viterbi (ed.) - New York : Academic, 1975. - vol.4.A
86. Jelinek, F. Fast sequential decoding algorithm using a stack / F.Jelinek // IBM J. Res. Dev. – 1969. - vol.13, November. - P. 675-685.
87. Lin, S. Error control coding. / S. Lin, D.J. Costello. – Englewood: Prentice – Hall, 1983.
88. Omura, J.K. On the Viterbi decoding algorithm (correspondence) / J.K.Omura // IEEE Trans. Inf. Theory. – 1969. - vol. IT15, January. - P. 177-179.
89. Viterbi, A. Convolutional codes and an their performance in communication systems / A.J.Viterbi // IEEE Trans. Commun. Technol. – 1971. - vol. COM19, n.5, October. - P. 751-772.

90. Viterbi, A.J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm / A.J.Viterbi // IEEE Trans. Inf. Theory. – 1967. - vol. IT13, April. - P. 260-269.
91. Ziemer, R. Introduction to Digital Communication / R.Ziemer, R.Peterson – 2d ed. – New York, Prentice Hall, 2001. – 378 p.
92. Адаптивная компенсация помех в каналах связи [Текст] / Под ред. Ю.И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. - 208 с.
93. Справочник по радиорелейной связи [Текст] / Под ред. С.В.Бородича. – М.: Радио и связь, 1981. – 416с.
94. Ошерович Л.Г. Расчет радиорелейных и тропосферных линий связи в процессе их планирования и строительства [Текст] /Л.Г.Ошерович – ВАС, 1974. – 47с.
95. Шур А.А. Характеристики сигнала на тропосферный радиоприемниках [Текст] / А.А.Шур – М.: Связь, 1972. – 105с.
96. Полушин, П.А. Воздействие сосредоточенных помех на системы передачи сигналов со сверточным кодированием [Текст] / П.А. Полушин, Д.В. Синицин, И. Джулани, Ж.Л. Гомес // Радиотехнические и телекоммуникационные системы.– 2014. – №3(15).– С. 69-73.
97. Никитин, О.Р. Арифмологический алгоритм сверточного кодирования цифровых сигналов при воздействии узкополосной помехи [Текст] / О.Р. Никитин, П.А. Полушин, Д.В. Синицин, И. Джулани // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2014. –№4 (вып. 50).– часть 1. – С. 45-50.
98. Полушин, П.А. Метод компенсации межсимвольных искажений в системах связи с разнесением [Текст] / П.А. Полушин, Д.А. Мартышевская, И. Джулани // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2015. – №2 (выпуск 52). – С. 42-49.
99. Полушин П.А., Реализация компенсационного метода подавления межсимвольной интерференции цифровых сигналов [Текст] / П.А.Полушин, Д.А.Мартышевская, И.Джулани, А.В.Беляков // Проектирование и технология электронных средств. – 2015. – №2. – С. 40-46.

100. Никитин, О.Р. Подавление помех при передаче информации по параллельным каналам / О.Р.Никитин, П.А. Полушин, И.Джулани [Текст] // Технология текстильной промышленности. – 2015.– №4 (358). – С.137-140. (Scopus).
101. Polushin, P.A. Method of Diversed Transmission with Digital Signals Inversion / P.A.Polushin, I. Joulani // Indian Science Cruiser. – Calcutta, India –2014. – September. – No. 5. – Vol. 28,– pp. 37-40.
102. Никитин, О.Р. Управление приемом и передачей сигналов в двухсторонних системах с многократным пространственным разнесением [Текст]/ О.Р.Никитин, П.А.Полушин, Д.В.Синицин //Вестник Нижегородского университета им. Н.И.Лобачевского. – 2012. – № 5 (часть 1).– С. 65-70.
103. Полушин П.А., Синицин Д.В., Джулани И. Устройство подавления узкополосных помех // Патент № 147102 РФ, МПК H04B 7/00. - №2014123973/07; Заявлено 10.06.2014. - Оpubл. 27.10.2014. Бюл. №30.
104. П.А., Мартышевская Д.А., Джулани И., Беяков А.В. Двухступенчатый компенсатор межсимвольных искажений цифровых сигналов // Патент №156821 РФ, МПК H04B 7/00. - № 2012154705; Заявлено 17.12.2012. - Оpubл. 20.11.2015. Бюл. № 32.
105. Полушин П.А., Самойлов С.А., Смирнова Е.В., Джулани И., Гомес Ж.Л. Программный комплекс для исследования метода компенсации компонентов межсимвольной интерференции // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014616707: рег. 02.07.2014. – Заявлено 18.03.2014г., №2914612242. Оpubл.20.07.2014. – 13 с.
106. Полушин П.А., Мартышевская Д.А., Джулани И., Матюха В.А. Программный комплекс для исследования метода разнесения с инвертированием цифровых сигналов // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014614833: рег. 08.05.2014. – Заявлено 18.03.2014г., №2014612249. – Оpubл. 20.06.2014. – 7 с.
107. Полушин П.А., Джулани И., Мартышевская Д.А. Программа исследования метода совместной компенсации помех–комбинирования разнесенных сигналов //

Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015619882: рег. 16.09.2015. – Заявлено 20.07.2015., №2015616600. – Оpubл. 20.10.2015. – 5 с.

108. Полушин, П.А. Применение метода инвертирования сигналов для повышения помехоустойчивости передачи биомедицинской информации / П.А.Полушин, В.А. Матюха, И.Джулани: сб. материалов докладов [Текст] / 11-я международная научно-техническая конференция «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии ФРЭМЭ-2014», книга 2, Суздаль, 1-3 июля 2014. – Владимир, ВлГУ, 2014. – С. 142-144.

109. Полушин, П.А. Метод совместного комбинирования/компенсации помех в телекоммуникационных системах [Текст] / П.А.Полушин, И.Джулани: сб. материалов докладов [Текст] / 11-я международная научно-техническая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2015» – Владимир, 2015. – Владимир, ВлГУ, 2015. – С. 151-154.

110. Джулани, И. Повышение помехоустойчивости передачи сигналов с помощью метода инвертирования [Текст] / Сб. научных трудов по материалам международной научно-практической конференции, г.Вологда, 23 декабря 2015г.: в 3 частях. Часть 3. – Вологда: ООО «Маркер», 2015. – С.37-39.

111. Воеводин, В.В. Матрицы и вычисления [Текст] / В.В.Воеводин, Ю.А.Кузнецов – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984. – 320 с.

112. Никитин, О.Р. Возможность подавления внешних помех путем совместного управления приемом и передачей разнесенных сигналов [Текст] / О.Р.Никитин, П.А.Полушин, И.Джулани – Электросвязь, №11, 2016. – С. 72-74.

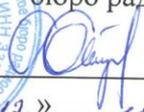
113. Полушин П.А. Параметрическая адаптация линии передачи биомедицинской информации / П.А.Полушин, И.Джулани, А.В.Беляков: сб. материалов докладов [Текст] / 12-я международная научно-техническая конференция «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии ФРЭМЭ-2016», книга 1, Владимир-Суздаль, 5-7 июля 2016. – Владимир, 2016. – С. 72-74.

114. Полушин П.А., Мартышевская Д.А., Джулани И., Смирнов Е.А. Программа исследования метода компенсации межсимвольных искажений цифровых сигналов // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015616315: рег. 05.06.2015. – Заявлено 10.04.2015, №2015612840 – Оpubл. 20.07.15.

Приложение 1

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор ОАО

«Владимирское конструкторское
бюро радиосвязи», к.т.н.
А.Е. Богданов

« 12 » _____ 2017 г.

Для предоставления
в диссертационный совет
Д 212.025.04

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы аспиранта кафедры радиотехники и радиосистем Владимирского государственного университета Джулани Ислама О.М. на тему «Алгоритмы повышения помехоустойчивости передачи информации в регионе Палестины».

Настоящий акт составлен в том, что материалы диссертации аспиранта Джулани Ислама О.М. внедрены на предприятии и используются в аппаратуре для повышения эффективности и качества передачи сигналов цифровых систем радиосвязи.

Начальник лабораторного сектора, к.т.н.



И.С. Прохоров

Приложение 2

«УТВЕРЖДАЮ»
Первый проректор, проректор по
научной и инновационной работе ВлГУ
В.Г. Прокошев
« 09 » _____ 2017 г.

**АКТ ВНЕДРЕНИЯ**

результатов диссертационной работы аспиранта кафедры РТ и РС Джулани Ислама О.М. на тему «Алгоритмы повышения помехоустойчивости передачи информации в регионе Палестины».

Настоящий акт составлен о том, что материалы диссертационной работы аспиранта Джулани Ислама О.М. внедрены в учебный процесс на кафедре радиотехники и радиосистем ВлГУ по направлению «Радиотехника» и используются в дисциплинах:

- «Общая теории связи»;
- «Помехи и борьба с ними»;
- «Основы построения телекоммуникационных систем».

Заведующий кафедрой
радиотехники и радиосистем



О.Р. Никитин

Приложение 3

University Graduates Union
Palestine Polytechnic University (PPU)



رابطة الجامعيين / محافظة الخليل
جامعة بوليتكنك فلسطين

24, January 2017

To Whom It May Concern

Subject: Research Implementation Report

The results of the PhD dissertation (The Elaboration of Algorithms Improving Noise Immunity of Transmission of Information in Palestine and the Middle East) which is written by the Mr. JOULANI ISLAM O.M. at Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletov's, at the Faculty of Radiophysics, Electronics And Medical Engineering, are implemented in our University and are used in the educational process.

The dissertation can be useful for researchers and instructors, for developing and supporting advanced skills of students in the field of communication systems under the impact of various types of interference.

Ramzi Qawasma, PhD

د. رمزي عبد الرحيم القواسمي
Dr. Ramzi A. Qawasma
+972 595078808

Assistant Professor, Electrical Engineering Department

College of Engineering, Palestine Polytechnic University



فلسطين - الخليل - ص.ب: ١٩٨
مباني واد الهريه: تلفاكس: ٠٢-٢٢٣٣٠٥٠ ٠٢-٢٢٣٠٠٦٨
مباني أبو رمان: تلفاكس: ٠٢-٢٢٣١٩٢١

P.O.Box: 198 , Hebron , Palestine
Wadi Al Hareih Campus: Telefax: 00970-2-2233050 , 2230068
Abu Roman Campus: Telefax: 00970-2-2231921
www.ppu.edu Email: info@ppu.edu

Союз выпускников университета

Эмблема университета

Палестинский политехнический университет (ППУ)

24 января 2017

По месту требования

Акт внедрения

Результаты кандидатской диссертации (Алгоритмы повышения помехоустойчивости передачи информации в регионе Палестины), выполненной Джулани Ислам О.М. во Владимирском государственном университете имени Александра и Николая Столетовых, на факультете радиофизики, электроники и медицинской техники, внедрены в нашем университете и используются в учебном процессе.

Диссертация может быть полезной исследователям и преподавателям для развития навыков у студентов в области систем связи в условиях воздействия различного типа помех.

Рамзи Кавасма, к.т.н.

доцент кафедры электротехники, Инженерный факультет,
Палестинский политехнический университет
Подпись и печать доктора Рамзи А. Кавасма

Круглая печать: Палестинский политехнический университет. Отдел регистрации и приема.
Подпись

Палестина, Хеврон 198

Кампус Вади Ал Харейх: тел./факс 0097022233050 , 2230068

Кампус Абу Роман: тел./факс 0097022231921

www.ppu.edu email:info@ppu.edu

перевод с английского языка на русский язык сделан переводчиком:
Аль-Хайдри Валид Ахмед