

С.И. Макаренко, М.С. Иванов, С.А. Попов

**ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ СИСТЕМ СВЯЗИ
С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ
РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ**

Монография

Санкт-Петербург
2013

УДК 623.624
ББК 32.882, 68.517
М15

Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Монография. – СПб.: Свое издательство, 2013. – 166 с.: ил.

ISBN 978-5-4386-0166-1

Данная монография является результатом научной работы авторов по обобщению исследований и опыта применения систем радиосвязи военного и специального назначения с псевдослучайной перестройкой частоты в условиях воздействия средств радиоэлектронной борьбы и подавления. В работе затронуты различные аспекты проблем оценки помехозащищенности систем радиосвязи с псевдослучайной перестройкой частоты, с учетом последних достижений в области средств связи и средств радиоподавления, а так же актуальных исследований в области моделирования радиоэлектронного конфликта.

Материал монографии адресован аспирантам и научным работниками ведущим прикладные исследования в области повышения помехозащищенности систем радиосвязи и оценки эффективности воздействия преднамеренных помех в динамике радиоэлектронного конфликта.

Рецензенты:

*Главный научный сотрудник НИИЦ (РЭБ и ОЭСЗ)
доктор технических наук, профессор Виноградов Александр Дмитриевич*

*Начальник научно-технического управления ОАО «Концерн «Созвездие»
доктор технических наук, профессор Тихомиров Николай Михайлович*

© Макаренко С.И., 2013

© Иванов М.С., 2013

© Попов С.А., 2013

Научное издание. Напечатано с оригинал-макета подготовленного авторами.

ISBN 978-5-4386-0166-1

Оглавление

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ	7
ВВЕДЕНИЕ	10
1 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ППРЧ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА	14
1.1 Концепция и методы расширения спектра сигналов.....	14
1.2 Метод непосредственной модуляции несущей псевдослучайной последовательностью	16
1.2.1 Общая характеристика и формирование ПСП	21
1.3 Метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты	24
1.3.1 Типовые структурные схемы систем радиосвязи с ППРЧ	29
1.4 Общая характеристика помехозащищенности систем связи с режимом ППРЧ.....	32
1.4.1 Помехоустойчивость систем радиосвязи с ППРЧ	32
1.4.2 Скрытность сигналов систем радиосвязи с ППРЧ.....	33
1.5 Радиоэлектронный конфликт и его модели	35
1.5.1 Модели радиоэлектронного конфликта на основе теории игр.....	36
1.5.2 Модели, основанные на вероятностно-временном подходе	38
1.5.3 Модели, основанные на теории марковских цепей	39
1.5.4 Модели, основанные на теории популяционной динамики	44
1.5.5 Операторная модель взаимодействия линии радиосвязи КВ и УКВ диапазонов и станции РЭП вероятного противника.....	53
1.6 Классификация и краткая характеристика помех.....	68
2 АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОТЕНЦИАЛЬНОГО ПРОТИВНИКА ПО ВЕДЕНИЮ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОЭЛЕКТРОННОМУ ПОДАВЛЕНИЮ.....	79
2.1 Анализ разведзащищенности сетей пакетной радиосвязи	79
2.2 Анализ средств радиотехнической разведки потенциального противника.....	85
2.3 Анализ средств радиоподавления потенциального противника.....	87

2.4 Анализ технического оснащения, состава и тактико-технических возможностей подразделений радиоразведки и РЭБ потенциальным противником (США и войсками НАТО)	88
2.4.1 Рота РЭБ	89
2.4.2 Батальон РЭП	90
3 ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ СВЯЗИ ИСПОЛЬЗУЮЩИХ РЕЖИМ ППРЧ	93
3.1 Общая характеристика радиолиний с ППРЧ и каналообразующей аппаратуры систем связи специального назначения	93
3.2 Примеры каналообразующей аппаратуры линий радиосвязи с ППРЧ систем связи сухопутных войск	95
3.2.1 Радиостанции комплекса Р -168 «Акведук»	95
3.2.2 Комплекс связи на основе радиосредств «Азарт»	96
3.2.3 Средства связи «Буссоль»	98
3.3 Примеры каналообразующей аппаратуры линий радиосвязи с ППРЧ авиационных систем связи	100
4 АНАЛИЗ МЕТОДОЛОГИИ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЕСТЕСТВЕННЫХ И ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ НА РАДИОЛИНИИ И РАДИОСЕТИ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА С РЕЖИМОМ ППРЧ	103
5 ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИГНАЛОВ С ППРЧ	106
5.1 Зависимость вероятности обеспечения связи радиолиний с ППРЧ от дальности связи и воздействия помех	106
5.1.1 Оценка относительного числа заблокированных каналов радиолинии передачи речевой информации в режиме ППРЧ от дальности связи и воздействия помех	106
5.1.2 Оценка вероятности обеспечения связи от дальности связи в условиях мешающих сигналов	106
5.1.3 Оценка вероятности обеспечения связи при воздействии на радиолинии с ППРЧ заградительных широкополосных и узкополосных преднамеренных помех	107
5.2 Оценка дальности связи по радиолиниям с ППРЧ в зависимости от числа подавленных частот заградительными широкополосными и узкополосными преднамеренными помехами	108
5.3 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиолиниям с ППРЧ при воздействии шумовых помех	112

5.3.1 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиоприемам с ППРЧ при воздействии шумовых помех в части полосы.....	112
5.3.2 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиоприемам с ППРЧ при воздействии ответных шумовых помех	118
5.4 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиоприемам с ППРЧ при воздействии гармонических помех	123
5.5 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиоприемам с ППРЧ при воздействии комбинированных (шумовых и гармонических) помех	128
5.6 Оценка средней вероятности ошибочного приема кодовых комбинаций использующих помехоустойчивое кодирование при передаче по радиоприемам с ППРЧ и воздействии преднамеренных помех.....	129
5.6.1 Оценка средней вероятности ошибочного приема кодовой комбинации с использованием блочного помехоустойчивого кодирования при передаче по радиоприемам с ППРЧ и воздействии шумовых и гармонических преднамеренных помех.....	129
5.6.2 Оценка средней вероятности ошибочного приема кодовой комбинации с использованием кодирования дублирующими кодами при передаче по радиоприемам с ППРЧ и воздействии преднамеренных помех	137
5.6.3 Оценка средней вероятности ошибочного приема кодовой комбинации с использованием кодирования двоичными блоковыми кодами Рида-Соломона при передаче по радиоприемам с ППРЧ и воздействии преднамеренных помех.....	139
5.7 Оценка временных требований к подавлению радиоприемов с ППРЧ.....	141
6 ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ЛИНИИ РАДИОСВЯЗИ С ППРЧ	145
6.1 Оценка помехозащищенности системы связи специального назначения «JTIDS» использующей линии радиосвязи с ППРЧ при воздействии шумовых преднамеренных помех.....	145
6.1.1 Воздействие гармонической дискретно-заградительной помехи	146

6.1.2 Воздействие узкополосной гауссовской дискретно-заградительной помехи	147
6.1.3 Воздействие широкополосной заградительной помехи	148
6.1.4 Сравнительная оценка эффективности воздействия заградительной помехи	149
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	152
ОСНОВНЫЕ УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ	153
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	155
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	163
Приложение А. Производящая функция закона Пуассона	163
Приложение Б. Характеристики БПЛА которые могут быть использованы как носители средств РРТР и РЭП(Б)	164
Приложение В. Требования к качеству услуг, предоставляемых системами связи при передаче интерактивного трафика.....	165

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АТМ	- Asynchronous Transfer Mode – асинхронный способ передачи данных
JTRS	- Joint Tactical Radio System (объединенная тактическая система радиосвязи)
MIDS	- Multifunctional Information Distribution System (многофункциональная система распределения информации)
АБГШ	- аддитивный белый гауссовский шум
АС	- адаптивная связь
АСП	- автоматизированная станция помех
БПЛА	- беспилотный летательный аппарат
БТР	- бронетранспортер
БЧХ	- код Боуза-Чоудхури-Хоквингема
ВВС	- военно-воздушные силы
ВВХ	- вероятностно-временные характеристики
ВК	- вычислительный комплекс
ВК В	- вычислительные комплексы вызывающей радиостанции
ВК О	- вычислительные комплексы отвечающей радиостанции
ВК РЭП	- вычислительные комплексы вызывающей станции РЭП
ВКО	- военно-космическая оборона
ВР	- вызывающая радиостанция
ВСКС	- военные системы космической связи
ГПС	- глобальная позиционирующая система
ДЗП	- дискретно-заградительная помеха
ДИЗ	- двоичные измерения
ДКМ	- декаметровый диапазон волн
ДНА	- диаграмма направленности антенны
ДЦВ	- дециметровые волны
ЕССС	- единая система спутниковой связи
ЕСУ ТЗ	- единая система управления тактического звена
ЗКП	- замаскированный командный пункт
ЗС	- земная станция
ИКМ	- импульсно-кодовая модуляция
ИСЗ	- искусственный спутник земли
КА	- космический аппарат
КВ	- коротковолновый диапазон волн
КК	- корректирующий код
КН	- канал наблюдения
КП	- канал подавления
КПУ	- командный пункт управления
КР	- канал разведки
КРС	- комплекс радиосвязи

КС	- канал связи
КУ	- канал управления
ЛРП	- линейные рекуррентные последовательности
ЛРС	- линии радиосвязи
МВ	- метровый диапазон волн
МДКР	- множественный (многостанционный) доступ на основе кодового разделения
МКТК	- мобильный комплекс технического контроля
ММВ	- миллиметровые волны
МП	- марковских процессов
МППУ	- малогабаритное приемопередающее устройство
НАКУ	- наземный автоматизированный комплекс управления
ОАЦСС	- объединенная цифровая система связи
ОС	- отвечающая станция
ОСБ	- обработка сигналов на борту
ОСК	- оперативно-стратегическое командование
ОФМ	- относительная фазовая манипуляция
ОЭС	- оптико-электронная станция
ПАП	- постановщик активных помех
ПВИМ	- псевдо-временная импульсная модуляция
ПВО	- противовоздушная оборона
ПЗ	- помехозащита
ПКТ	- предоставление каналов по требованию
ПМП	- полумарковские процессы
ПП	- преднамеренные помехи
ППРЧ	- псевдослучайная перестройка рабочей частоты
ППУ	- полевой пункт управления
ПРД В	- передатчик вызывающей радиостанции
ПРД О	- передатчик отвечающей радиостанции
ПРД РЭП	- передатчик станции радиоэлектронного подавления
ПРМ В	- приемник вызывающей радиостанции
ПРМ О	- приемник отвечающей радиостанции
ПРМ РЭП	- приемник станции радиоэлектронного подавления
ПРУ	- приемно-решающее устройство
ПСП	- псевдослучайная последовательность
ПСС	- пакетная сеть связи
ПЦППР	- прием в целом с поэлементным принятием решения
РЛС	- радиолокационная станция
РП	- радиоподавление
РР	- радиоразведка
РРС	- радиорелейная станция
РРТР	- радио и радиотехническая разведка
РС	- код Рида-Соломона

РСЛОС	- регистр сдвига с линейной обратной связью
РТР	- радиотехническая разведка
РХ	- рабочие характеристики
РЭБ	- радиоэлектронная борьба
РЭК	- радиоэлектронный конфликт
РЭО	- радиоэлектронная обстановка
РЭП	- радиоэлектронное подавление
РЭС	- радиоэлектронные средства
СВО	- средняя вероятность ошибки
СЕВ	- система единого времени
СМВ	- сантиметровые волны
СМД	- случайный многостанционный доступ
СП	- станция помех
СПРП	- система принятия решений на подавление
СПРУ	- система принятия решений на управление
СРС	- средства радиосвязи
СС	- система связи
ССС	- спутниковая система связи
СШПС	- сверхширокополосный сигнал
ТЛФ	- телефонная радиосвязь
ТМ	- техническое маскирование
ТРС	- тропосферная радиосвязь
ТС	- транспортная сеть
ТТХ	- тактико-технические характеристики
УКВ	- ультракороткая волна
УКТК	- узел комплексного технического контроля
УМ	- усилитель мощности
УПР	- установки пакетной радиосети
УС	- узел связи
ФМ	- фазовая манипуляция
ФМШПС	- фазоманипулированный широкополосный сигнал
ФРЧ	- фиксированная рабочая частота
ЦУБД	- центр управления боевыми действиями
ЧВМ	- частотно-временная матрица
ЧМ	- частотная манипуляция
ЧМ _н -МС	- частотно манипулированный сигнал с минимальным сдвигом
ШПФ	- широкополосный фильтр
ШШП	- широкополосная шумовая помеха
ЭМС	- электромагнитная совместимость

ВВЕДЕНИЕ

В современной теории военного противоборства все большее значение придается внедрению новых систем управления, основанных на сетевых принципах, при этом основой такой системы управления является подсистема связи. В этой связи с одной стороны системы связи должны соответствовать жестким требованиям системы управления войсками и оружием, с другой стороны в условиях современного противоборства они сами подвергаются деструктивному воздействию со стороны противника. Основой современного деструктивного воздействия на системы радиосвязи (СРС) является применение средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и радиоэлектронного подавления (РЭП). Методология оценки воздействия РЭП на СРС в настоящее время является достаточно развитой, что актуализирует направления исследований в области обеспечения помехозащиты СРС.

В настоящей монографии представлены результаты исследования одного из направлений обеспечения помехозащищенности и скрытности СРС – использование режима псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) с учетом особенностей военных систем связи и средств РЭБ(П) стоящих на вооружении ВС РФ и армий потенциального противника с учетом перспектив их развития. Выполненное исследование обобщает, дополняет и развивает работы отечественных ученых: Петровича Н.Т., Размахнина М.К., Варакина Л.Е., Сикарева А.А., Пестрякова В.Б., Тузова Г.И., Петрова К.Я., Биленко А.П., Борисова В.И., Зинчука В.М., Лимарева А.Е., Владимирова В.И., Комаровича В.Ф., Агеева А.В., Багно Д.В., Хоружего С.Г., Гордея В.В., Пекарского Н.Ю. Панасенко Н.Н., Немчилова А.В., Жиронкина С.Б. Каунова А.Е., Поддубного В.Н., Коровина С.Д., Коханова Р.П., Богданова А.Е., Чуднова А.М., Путилина А.Н. которые ведут исследования в рассматриваемой предметной области.

Материал работы ориентирован на подготовленного читателя и адресован преподавателям, научным работникам, соискателям ученой степени, ведущим исследования в области совершенствования систем радиосвязи за счет применения режима ППРЧ, а также в области поиска новых способов подавления СРС с ППРЧ в условиях военного и радиоэлектронного противоборства.

В первой главе работы проведен общий анализ способов повышения помехозащищенности СРС в динамике радиоэлектронного конфликта. Представлен сравнительный анализ методов повышения помехозащищенности СРС, обоснованно рассмотрено способа ППРЧ как одного из основополагающих при решении задач повышения помехозащищенности. Рассмотрены основные типы помех, воздействующие на СРС и их классификация. Введено понятие радиоэлектронного конфликта как основы моделирования процессов

взаимодействия СРС и средства РЭБ(П). Рассмотрены основные методологические подходы к моделированию радиоэлектронного конфликта, особенности использования для такого моделирования различного математического аппарата. Представлены показатели скрытности и помехозащищенности СРС при применении режима ППРЧ в динамике радиоэлектронного конфликта.

Во второй главе работы представлен анализ возможностей, технических средств, состава и тактике применения подразделений потенциального противника (вооруженные силы США и стран НАТО) по ведению радиотехнической разведки и подавлению средств радиосвязи. Рассмотрены основные направления совершенствования средств радиотехнической разведки и радиоэлектронного подавления.

В третьей главе представлен краткий анализ параметров и характеристик систем радиосвязи использующих режим ППРЧ. При этом основной упор сделан на средства авиационной связи и перспективных систем связи сухопутных сил. Показано, что для данных систем связи режим ППРЧ является основным способом повышения помехозащищенности в условиях боевого применения.

В четвертой главе представлен краткий анализ методологических подходов и результатов исследований по анализу скрытности и помехозащищенности систем радиосвязи с режимом ППРЧ, выполненный на основе анализа открытых источников в отечественной печати.

В пятой главе представлены методики и расчетные соотношения обобщающие исследования в области оценки помехозащищенности систем радиосвязи применительно к режиму ППРЧ. Указанные методики позволяют решить следующие типовые задачи расчета систем радиосвязи с ППРЧ:

- оценить вероятность обеспечения связи радиолиний с ППРЧ в зависимости от дальности связи и воздействия помех;
- оценить дальность связи по радиолиниям с ППРЧ в зависимости от числа подавленных частот заградительными широкополосными и узкополосными преднамеренными помехами;
- оценить среднюю вероятность ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиолиниям с ППРЧ при воздействии шумовых и гармонических помех;
- оценить среднюю вероятность ошибочного приема кодовых комбинаций с помехоустойчивым кодированием при передаче по радиолиниям с ППРЧ при воздействии преднамеренных помех;
- оценить выполнение вероятностно-временных характеристик системы «средство связи»-«комплекс радиоподавления» и проверить условия по подавлению радиолинии с ППРЧ.

В шестой главе приведен пример применения теоретических решений оценке помехозащищенности радиолиний с ППРЧ к оценке помехозащищенности реальной системы связи «JTIDS» при воздействии шумовых и следящих преднамеренных помех.

В основу монографии положены обобщения работ [1, 9, 17, 24, 62, 63, 31, 32, 67, 67], материалов открытой печати, а так же результаты научной работы авторов по исследованию помехозащищенности систем связи в условиях военного противоборства: работы С.И. Макаренко [14, 15, 24, 25, 87, 89, 90, 96, 97], работы М.С. Иванова [2, 3, 4, 88, 92, 93, 94], работы С.А. Попова [4, 27, 88].

Разделы 1.1-1.4 написаны совместно М.С. Ивановым и С.А. Поповым. Разделы 1.6, 3.3, 4, 5.1-5.6, 6 написаны совместно М.С. Ивановым и С.И. Макаренко. Разделы 1.5, 2, 3.2 написаны С.И. Макаренко. Раздел 5.7 написан М.С. Ивановым. В целом концепция и замысел настоящей монографии разработаны М.С. Ивановым, им же выполнено общее редактирование материалов.

Авторы выражают благодарность доктору технических наук профессору Виноградову А.Д. и доктору технических наук профессору Тихомирову Н.М. за кропотливый труд по поиску ошибок и неточностей при рецензировании монографии, а так же кандидату технических наук доценту Новикову Е.А. за ценные замечания, которые помогли сделать материал монографии лучше и доступнее.

Данная работа стала возможной благодаря тем людям, которые помогали, поддерживали, направляли, критиковали и всячески способствовали авторам в их исследованиях интересных и важных вопросов теории систем связи и радиоэлектронной борьбы. Авторы выражают глубокую признательность - кандидату технических наук профессору Баженову А.В., доктору технических наук профессору Цветкову К.Ю., кандидату технических наук доценту Федосееву В.Е., кандидату технических наук доценту Кихтенко А.В. Именно они способствовали становлению авторов как ученых и мы гордимся, что имели возможность обучаться и работать рядом с такими людьми.

Особую признательность хочется выразить коллективам кафедры эксплуатации и ремонта бортового авиационного радиоэлектронного оборудования (радионавигации и радиосвязи), кафедры эксплуатации и ремонта бортового авиационного радиоэлектронного оборудования (оптико-электронных комплексов) Ставропольского ВВАИУ, кафедры эксплуатации бортового авиационного радиоэлектронного оборудования ВУНЦ ВВС «ВВА имени проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», кафедры сетей и систем связи космических комплексов ВКА имени А.Ф. Можайского, на которых авторам посчастливилось проходить службу, творческая атмосфера которых всегда способствовала плодотворной деятельности и определила области научных интересов и направления исследований авторов.

Большое спасибо за общение, критику и поддержку в научной работе кандидату военных наук доценту Сапожникову В.И., доктору технических наук профессору Чумаку А.Г., доктору технических наук профессору Будко П.А., кандидату технических наук доценту Фомину Л.А., кандидату технических наук доценту Синицину И.А., Гаврюшину В.Н., доктору техни-

ческих наук профессору Владимирову В.И., доктору технических наук доценту Кирсанову Э.А., доктору технических наук профессору Коренному А.В., доктору военных наук Высторобскому Г.Д., кандидату технических наук доценту Родионову А.В., кандидату технических наук доценту Новикову Е.А. доктору военных наук доценту Антоновичу П.И., Михайлову Р.Л., доктору технических наук профессору Путилину А.Н., доктору технических наук профессору Хомоненко А.Д., доктору технических наук доценту Гречишникову Е.В., доктору технических наук доценту Сычеву К.И., доктору военных наук доценту Сызранцеву Г.В., доктору технических наук доценту Семенову С.С., доктору технических наук доценту Храмову В.Ю., доктору технических наук профессору Попкову В.К.

Авторы будут рады сотрудничеству в рассматриваемой области исследований, а также конструктивным замечаниям и предложениям по содержанию монографии. Замечания и предложения просим направлять по адресам: mak-serg@yandex.ru (Макаренко С.И.) и point_break@rambler.ru (Иванов М.С.).

С.И. Макаренко
М.С. Иванов
С.А. Попов

1 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ППРЧ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА

1.1 Концепция и методы расширения спектра сигналов

Проблема обеспечения надежной связи в условиях воздействия организованных и непреднамеренных помех, а также многостанционного доступа при работе в пакетных радиосетях наилучшим образом может быть решена при использовании в средствах радиосвязи (СРС) сигналов с расширением спектра [1]. Сущность метода расширения спектра сигналов формулируется следующим образом: расширение спектра сигнала есть способ передачи, при котором сигнал занимает полосу частот более широкую по сравнению с полосой, минимально необходимой для передачи информации; расширение полосы частот сигнала обеспечивается специальным кодом, который не зависит от передаваемой информации; для последующего сжатия полосы частот сигнала и восстановления данных в приемном устройстве СРС также используется специальный код, аналогичный коду в передатчике СРС и синхронизированный с ним.

Таким образом, способ передачи информации с расширением спектра сигналов заключается: на передающей стороне СРС - в одновременной и независимой модуляции параметров сигнала специальным кодом (расширяющей спектр функцией) и передаваемым сообщением; на приемной стороне СРС - в синхронной демодуляции сигнала в соответствии с расширяющей спектр функцией и восстановлении переданного сообщения [1]. В отечественной литературе сигналы с расширением спектра называют по-разному: сложными, шумоподобными, широкополосными [1]. Однако указанные термины допускают возможность неоднозначного толкования и не отражают физической сущности метода расширения спектра. Так, например, широкополосными называют сигналы, полоса частот которых соизмерима с несущей частотой. Согласно приведенной выше формулировке, широко применяемые на практике стандартные методы модуляции, например, частотная модуляция (ЧМ), импульсно-кодовая модуляция (ИКМ), использование которых приводит к расширению занимаемой сообщением информационной полосы частот, не могут быть классифицированы как методы расширения спектра сигналов. Такие виды сигналов принято называть сигналами с расширенной информационной полосой частот [1, 2].

Системы радиосвязи, в которых применяются сигналы с расширением спектра, обладают целым рядом достоинств:

- 1) повышенной помехоустойчивостью;
- 2) энергетической скрытностью;

- 3) возможностью обеспечения кодового разделения сигналов при многостанционном доступе;
- 4) способностью противостоять преднамеренным помехам;
- 5) повышенной пропускной способностью;
- 6) возможностью измерения времени прихода сигналов с большой точностью и высоким разрешением и др.

Теоретической основой для разработки СРС с расширенным спектром сигналов является фундаментальная теорема К.Е. Шеннона, которая объединяет пропускную способность гауссовского канала C (бит/с), ширину полосы, мощность сигнала и мощность ограниченного по полосе аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) согласно выражению:

$$C = W_s \log_2(1 + P_s/P_j) \quad (1.1)$$

Зависимость (1.1) устанавливает связь между предельной скоростью надежной передачи информации по каналу с заданным отношением сигнал-шум P_s/P_j и отведенной для передачи информации полосой частот W_s .

При малых отношениях сигнал-шум, меньших 0,1, выражение (1.1) принимает вид:

$$C \approx 1,44 W_s P_s/P_j, \quad (1.2)$$

где 1,44 - модуль перехода от двоичных логарифмов к натуральным; в случае больших отношений сигнал-шум из (1) с высокой степенью достоверности можно ввести приближение

$$C \approx W_s \log_2 P_s/P_j. \quad (1.3)$$

В соответствии с выражением (1.1) наиболее целесообразным является «обмен» мощности сигнала P_s на полосу пропускания канала W_s , а при заданном отношении сигнал-шум в канале радиосвязи с АБГШ пропускная способность C может быть увеличена путем соответствующего расширения спектра сигнала. Если пропускная способность C равна требуемой скорости передачи информации R_b , то из (1.1) и (1.2) видно, что при $W_s > R_b$ канал радиосвязи может работать при значительном превышении мощности шума P_j над мощностью полезного сигнала P_s . В виду этого методы расширения спектра сигналов находят широкое применение в специальных СРС, которые должны обеспечивать надежную связь в условиях радиоэлектронного подавления (РЭП).

Методы расширения спектра в принципе могут базироваться на модуляции любого из параметров сигнала: амплитуды, фазы, частоты, временного положения (задержки) сигнала в соответствии со специальным кодом, формируемым на основе псевдослучайной последовательности. Основными, базовыми методами расширения спектра сигналов, широко применяемыми в

современных СРС, системах управления, распределения информации, передачи команд, являются:

- 1) метод непосредственной модуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП);
- 2) метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ);
- 3) метод псевдо-временной импульсной модуляции (ПВИМ);
- 4) метод совместного (комбинированного) использования различных методов расширения спектра (например, метода непосредственной модуляции несущей ПСП и метода ППРЧ; метода ППРЧ и метода ПВИМ и другие сочетания методов).

1.2 Метод непосредственной модуляции несущей псевдослучайной последовательностью

Указанные выше методы расширения спектра, их основные свойства и характеристики детально изложены в целом ряде работ. Для цельного представления излагаемого материала монографии кратко остановимся на основных свойствах метода расширения спектра сигналов путем непосредственной модуляции несущей ПСП. Данный метод модуляции несущей называется «прямое расширение спектра сигналов с помощью ПСП». При данном методе расширение спектра достигается непосредственной модуляцией несущей частоты (двоичной ПСП), или за счет последовательной перестройки рабочей фазы передаваемого сигнала [1, 2].

В последнем случае сигналы называются фазоманипулированными широкополосными сигналами. Они формируются путем умножения сигнала несущей на ПСП с тактовой частотой, намного превышающей ширину полосы частот информационного сигнала. Фазоманипулированный широкополосный сигнал (ФМШПС) представляют собой последовательность радиоимпульсов, фаза θ_k которых меняется по заданному закону, то ФМШПС (без учета информационной последовательности $d(t)$ можно записать в виде:

$$s(t) = \sum_{k=1}^L U[t - (k-1)\tau_u] \cos(\omega_0 t + \theta_k + \theta_0), \quad (1.4)$$

где $U(t)$ - функция единичного скачка,

$$U[t - (k-1)\tau_u] = \begin{cases} 1; & (k-1)\tau_u \leq t \leq K\tau_u \\ 0; & t < (k-1)\tau_u, t > K\tau_u, \end{cases} \quad (1.5)$$

где: ω_0 - несущая частота, τ_u - длительность элемента ПСП, L - число элементов ПСП на длительности бита информации ($L = T_b/\tau_u$), θ_b - начальная фаза сигнала ($\theta_0 \in [0, 2\pi]$).

Из-за простоты реализации устройства генерирования ФМШПС широкое распространение получила бинарная манипуляция, при которой $\theta_k = \alpha_{k\pi}$, $\alpha_k \in [0, 2\pi]$.

Учитывая, что $\cos(\omega_0 t + \pi + \theta_0) = -\cos(\omega_0 t + \theta_0)$, выражение для сигнала с двоичной фазовой манипуляцией (ФМ) примет вид:

$$s(t) = \sum_{k=1}^L (-1)^{\alpha_k} U[t - (k-1)\tau_u] \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (1.6)$$

из (1.6) следует, что расширяющая спектр сигнальная функция

$$p(t) \triangleq \sum_{k=1}^L (-1)^{\alpha_k} U[t - (k-1)\tau_u], \quad (1.7)$$

состоит из последовательности положительных и отрицательных импульсов (форма этих импульсов не обязательно должна быть прямоугольной).

Последовательность амплитуд сигнала $b_k = (-1)^{\alpha_k}$ называется кодовой последовательностью. Существуют различные способы выбора кодовой последовательности, а соответственно, и функции $p(t)$. При передаче одного информационного бита длительностью T_b

$$d(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq t \leq T_b \\ 0; & t \notin [0, T_b], \end{cases} \quad (1.8)$$

с помощью бинарного ФМ сигнала в передатчике осуществляется умножение информационного бита $d(t)$ на расширяющую спектр функцию $p(t)$ – рисунок 1.1. Таким образом на $p(t)$ происходит расширение спектра сигнала.

При прямоугольной форме символов информационной последовательности двоичной ФМШПС на длительности одного бита можно описать выражением [1]

$$s(t) = Ad(t)p(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0), \quad 0 \leq t \leq T_b, \quad (1.9)$$

где A – амплитуда сигнала.

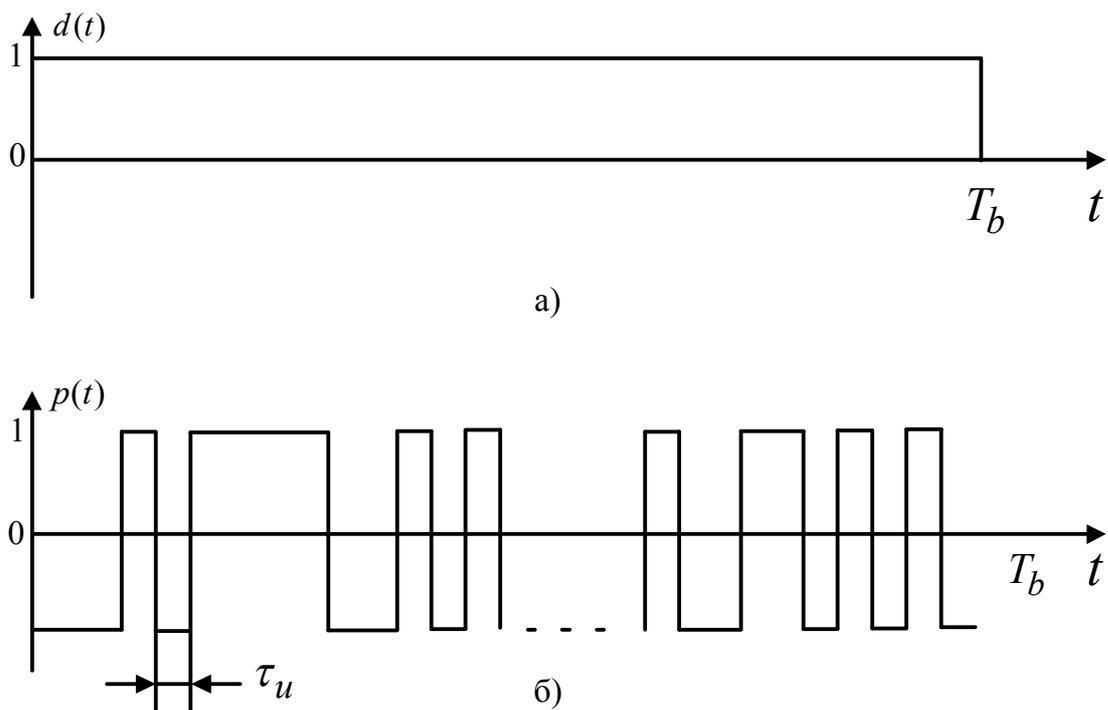


Рисунок 1.1 – Информационный бит (а),
расширяющая спектр функция (б)

Преобразование Фурье от функции $d(t)$ (1.9) позволяет получить спектральный вид сигнала в частотной области f

$$S_d(f) = \int_0^{T_b} \exp(-j\omega t) dt = T_b \exp(-j\omega T_b/2) \frac{\sin(\omega T_b/2)}{\omega T_b/2}. \quad (1.10)$$

Спектральная плотность мощности сигнала с учетом (1.10) описывается выражением

$$G_d(f) = \frac{|S_d(f)|^2}{T_b} = T_b \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2. \quad (1.11)$$

Для определения спектральной плотности мощности произведения $d(t)p(t)$ ($d(t)=1$) получим сначала корреляционную функцию для псевдослучайного сигнала $p(t)$. Предельным случаем псевдослучайного сигнала является случайный сигнал, принимающий независимые значения +1 или -1 через интервалы времени τ_u с вероятностями $p=q=1/2$. Для определения функции корреляции $R(\tau)=M\{p(t) \cdot p(t+\tau)\}$ рассмотрим два сечения в моменты t_1 и t_2 . Обозначим $(t_2 - t_1)$ через τ и найдем математическое ожидание произведения $p(t_1) \cdot p(t_1 + \tau)$. Если $\tau > \tau_u$, то данные сечения принадлежат разным тактовым интервалам и поэтому являются статистически независимыми. Математиче-

ское ожидание произведения в этом случае равно произведению математических ожиданий, каждое из которых равно нулю. При $\tau < \tau_u$ возможны две гипотезы: H_1 - отсчеты принадлежат одному временному интервалу и тогда $p(t_1)p(t_1 + \tau) = 1$; H_2 - отсчеты принадлежат разным интервалам и $p(t_1)p(t_1 + \tau)$ с равной вероятностью принимает значения ± 1 , и поэтому условное среднее значение равно нулю. Следовательно, полное математическое ожидание:

$$\begin{aligned} M \{ p(t_1)p(t_1 + \tau) \} &= \\ &= p(H_1)M \{ p(t_1 + \tau) | H_1 \} + p(H_2)M \{ p(t_1)p(t_1 + \tau) | H_2 \} = P(H_1). \end{aligned} \quad (1.12)$$

Гипотеза H_1 имеет место, если первый временной отсчет отстоит от начала тактового импульса на величину, не превосходящую $\tau_u - |\tau|$. Вероятность этого события равна $1 - |\tau|/\tau_u$. Из вышеизложенного следует, что для случайной последовательности функция корреляции:

$$R_p(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/\tau_u; & |\tau| < \tau_u \\ 0; & |\tau| \geq \tau_u. \end{cases} \quad (1.13)$$

График функции $R_p(\tau)$ представлен на рисунке 1.2.

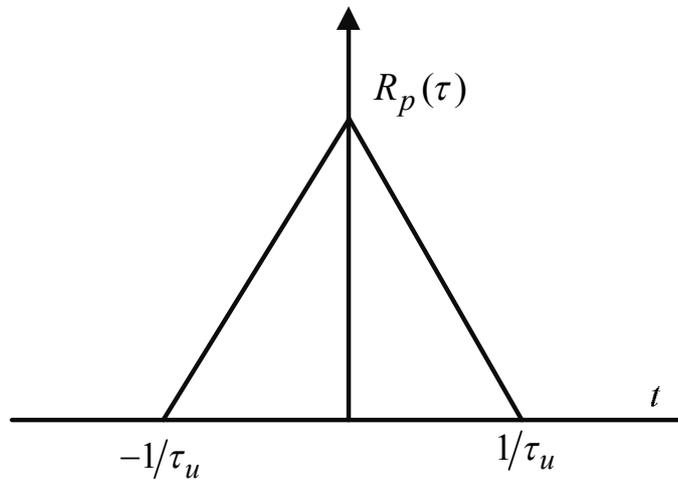


Рисунок 1.2 – Функция корреляции случайной последовательности

Спектральная плотность мощности $G_p(f)$ центрированного случайного процесса согласно теореме Хинчина-Винера является преобразованием Фурье от корреляционной функции:

$$G_p(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) dt = \int_{-\tau_u}^{\tau_u} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_u}\right) \exp(-j2\pi f\tau) dt =$$

$$= 2 \int_0^{\tau_u} \left(1 - \frac{\tau}{\tau_u}\right) \cos 2\pi f\tau d\tau = \tau_u \left(\frac{\sin \pi f \tau_u}{\pi f \tau_u}\right)^2. \quad (1.14)$$

Таким образом, при использовании в качестве расширяющей функции случайного сигнала $p(t)$ спектральная плотность мощности произведения $d(t)p(t)$ определяется выражением (1.14) [1].

На рисунке 1.3 изображены спектральные плотности мощности информационного сигнала $G_d(f)$ и бинарного ФМШПС $G_p(f)$.

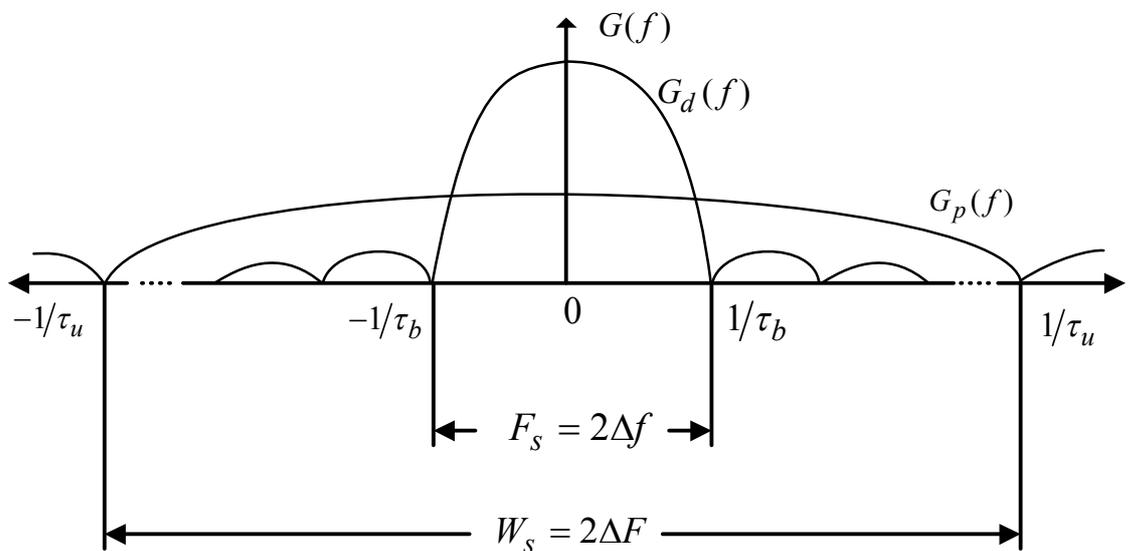


Рисунок 1.3 – Спектральные плотности мощности информационных данных $G_d(f)$ и бинарного ФМШПС $G_p(f)$

Таким образом, расширение спектра позволяет организовать более высокую пропускную канала связи или ту же пропускную способность, но при более низком отношении сигнал/шум.

В дальнейшем рассматриваются сигналы со спектром, расширенным с помощью ПСП, для которых длительность кодового элемента ПСП τ_u в целое число раз меньше длительности информационного символа T_b . Если $T_b = L\tau_u$, где целое число L показывает сколько кодовых элементов ПСП укладывается в одном информационном символе, то ширина спектра сигнала $S(t)$ в основной полосе частот в L раз больше полосы частот информационного символа (бита информации).

1.2.1 Общая характеристика и формирование ПСП

В настоящее время в СРС с двоичными ФМШПС используются различные кодовые последовательности. Наилучшей с точки зрения помехозащищенности СРС с ФМШПС является случайная последовательность. Однако для осуществления сжатия спектра сигнала такая последовательность не может быть использована, так как на приемной стороне СРС необходимо иметь точную копию передаваемой последовательности. Поэтому для формирования ФМШПС используется ПСП [1].

К этим последовательностям предъявляется ряд требований, некоторые из которых являются противоречивыми [1]:

1. последовательности должны быть псевдослучайными (для обеспечения хороших спектральных свойств, необходимых для расширения спектра);

2. функция автокорреляции последовательностей должна иметь низкий уровень боковых лепестков по отношению к главному (для обеспечения надежной синхронизации и уменьшения влияния межсимвольных и межлучевых помех);

3. функция взаимной корреляции последовательностей должна иметь низкий уровень (для реализации адресов);

4. аperiodическая функция взаимной корреляции последовательностей должна иметь низкий уровень (для уменьшения влияния взаимных помех);

5. число кодовых последовательностей, выбранных для реализации, должно быть большим и допускать при необходимости свое увеличение (для повышения скрытности сигналов СРС);

6. используемые последовательности не должны допускать несанкционированного восстановления;

7. последовательности должны достаточно просто генерироваться на практике.

Наибольшее распространение получили линейные рекуррентные последовательности (ЛРП), генерируемые регистрами сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС). Двоичная кодовая последовательность не выходящего m -разрядного РСЛОС удовлетворяет рекуррентному уравнению вида [1]:

$$a_0 c_i = a_1 c_{i-1} \oplus a_2 c_{i-2} \oplus \dots \oplus a_m c_{i-m}, \quad a_m = 1, \quad (1.15)$$

где c_i - i -ый символ в последовательности, принимающий значение 0 или 1; a_k - коэффициенты обратной связи, равные либо 1, либо 0 в зависимости от того, выходы каких регистров заведены на сумматор по модулю 2; \oplus - суммирование по модулю 2.

Сложение по модулю 2 определяется следующим правилом:

$$1 \oplus 1 = 0; 0 \oplus 1 = 1 \oplus 0 = 1; 0 \oplus 0 = 0. \quad (1.16)$$

Пример трехразрядного РСЛОС с начальным состоянием 001 приведен на рисунке 1.4. После каждого последующего импульса синхронизации содержимое разрядов сдвигается вправо, а на вход первого каскада подается сигнал, отражающий состояние сумматора по модулю 2 [1].

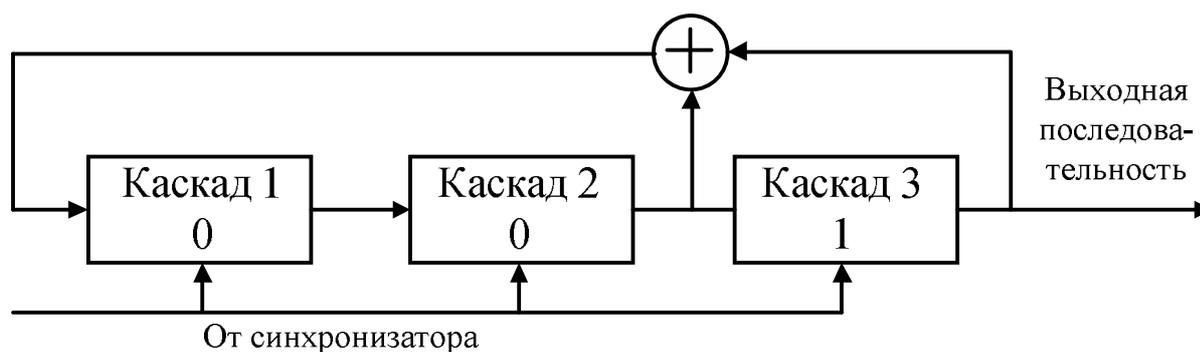


Рисунок 1.4 – Структурная схема трехразрядного регистра сдвига с линейной обратной связью

Последовательность символов на выходе 3-го каскада является выходной ПСП. Если проанализировать образующую кодовую последовательность, то можно заключить, что через семь тактов сдвигающий регистр возвращается в свое исходное состояние и кодовая последовательность повторяется. Состояние данного регистра с линейной обратной связью (РСЛОС) для исходного кода 001 приведена в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Состояние трехразрядного регистра с линейной обратной связью

Сдвиги	Содержимое			Выходная последовательность
	Каскад 1	Каскад 2	Каскад 3	
Исходное состояние	0	0	1	1
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	0	1	1
4	1	1	0	0
5	1	1	1	1
6	0	1	1	1
7	0	0	1	1
8	1	0	0	0
9	0	1	0	0
10	1	0	1	1

Из таблицы видно, что кодовая последовательность является периодической, длина периода полученной кодовой последовательности равна семи, $L=7$.

В общем случае длина периода кодовой последовательности зависит от числа разрядов, начального состояния и от коэффициентов a_i . Среди линейных последовательностей особое место занимают последовательности максимальной длины или M -последовательности, которые имеют максимальный период $L=2^m-1$. Максимальный период обеспечивается соответствующим выбором схемы обратной связи, которая полностью определяется порождающим многочленом вида:

$$f(x) = a_0x^m + a_1x^{m-1} + \dots + a_{m-1}x + a_m, \quad (1.17)$$

где коэффициенты a_i принимают значение 0 или 1.

Для получения M -последовательности порождающий многочлен должен быть неприводимым и примитивным относительно двучлена x^L-1 . Это означает, что порождающий многочлен не разложим на множители меньших степеней, делит без остатка двучлен x^L-1 и не входит в разложение ни одного двучлена, степень которого меньше L . Порождающий многочлен можно представить или двоичным числом $a_0 a_1 \dots a_m$ из значений коэффициентов многочлена, или соответствующим данному двоичному числу восьмеричным числом. Напомним, что каждой восьмеричной цифре соответствует трехзначное двоичное число:

$$0 \rightarrow 000, 1 \rightarrow 001, 2 \rightarrow 010, 3 \rightarrow 011, 4 \rightarrow 100, 5 \rightarrow 101, 6 \rightarrow 110, 7 \rightarrow 111.$$

Например, порождающий многочлен кодовой последовательности, генерируемой РСЛОС (рисунок 1.4)

$$f(x) = x^3 + x + 1. \quad (1.18)$$

Может быть представлен двоичным числом $a_0a_1a_2a_3=1011$ или восьмеричным числом 13.

Таким образом, исходным условием для выбора структуры РСЛОС является длина периода M -последовательности $L=2^m-1$, откуда определяется разрядность регистра сдвига $m = \log_2(L+1)$, равна степени порождающего многочлена. Коэффициенты порождающего многочлена характеризуют наличие отвода от i -го разряда к сумматору по модулю 2, при этом всегда $a_0 = a_m = 1$.

Существует несколько M -последовательностей одного периода L . Максимальное число M -последовательностей заданного периода L находится из выражения

$$Q_m = \frac{1}{m} \varphi(L), \quad (1.19)$$

где $\varphi(L)$ - функция Эйлера, определяемая зависимостью вида:

$$\varphi(L) = \begin{cases} 1; & \text{если } L = 1 \\ \prod_{i=1}^K P_i^{\alpha_i - 1} (P_i - 1); & \text{если } L \neq 0 \end{cases} \quad (1.20)$$

P_i - простые множители числа L ; α_i - кратность сомножителей P_i ; K – число простых сомножителей.

В таблице 1.2 приведены значения Q_m для некоторых m .

Таблица 1.2 – Максимальное число M -последовательностей

m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Q_m	1	1	2	2	6	6	18	16	48	60	176	144	630	756

Порождающие многочлены подробно изучены и построены для различных порядков.

1.3 Метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты

При методе ППРЧ расширение спектра обеспечивается путем скачкообразного изменения несущей частоты в выделенном для работы СРС диапазоне W_s . Под скачкообразным изменением частоты следует понимать периодическую перестройку одной частоты или нескольких частот, используемых для передачи сигналов. Сигналы с ППРЧ можно рассматривать как последовательность в общем случае модулированных радиоимпульсов, несущие частоты которых перестраиваются в диапазоне W_s . Число перестраиваемых частот и порядок их чередования определяются псевдослучайными кодами.

Обязательным условием применения сигналов с ППРЧ является детерминированность псевдослучайной последовательности радиоимпульсов, точнее их несущих частот и временного положения, что позволяет на приемной стороне СРС обеспечить частотную и временную синхронизацию сигналов. Для постановщика помех закон перестройки несущей частоты в СРС с ППРЧ неизвестен, что исключает возможность создания эффективных способов подавления. Фундаментальный принцип псевдослучайности сигналов препятствует системе РЭП добиваться эффективного воздействия на СРС с ППРЧ организованных помехи и вынуждает систему РЭП с ограниченной мощностью передатчика распределять соответствующим образом спектральную плотность мощности помехи по частотному диапазону СРС.

Перестройка несущей частоты (скачок) может происходить в такой полосе частот, которая включает в себя несколько частотных каналов. Каждый канал можно рассматривать как спектральную область с центральной частотой, значение которой является одной из возможных несущих частот в выделенном диапазоне. Каналы могут быть или смежными (соприкасающимися), или разнесенными друг от друга неиспользованными спектральными областями. Такой метод формирования сигналов с ППРЧ позволяет исключать в случае необходимости из всей совокупности частотных каналов те каналы, которые заняты сильными помехами, или в которых имеет место устойчивые замирания. Такой процесс условно называется формированием «спектральных провалов». Вполне очевидно, что создание спектральных провалов приводит к уменьшению числа действующих частотных каналов СРС.

Метод ППРЧ широко применяют в подвижных СРС и в тех случаях, когда требуется энергию передаваемого сигнала рассредоточить по возможно более широкой полосе частот. Ширина занимаемой полосы частот при этом принципиальных ограничений не имеет с точки зрения параметров разрабатываемой СРС.

Временной интервал между переключениями частот называется длительностью частотного элемента (или периодом) и характеризует собой время работы на одной частоте T_h .

В зависимости от соотношения времени работы на одной частоте T_h и длительности информационных символов T_s ППРЧ может быть классифицирована на [1]:

- межсимвольную;
- посимвольную;
- внутрисимвольную,

в частном случае при двоичной ЧМ и без кодирования на:

- межбитовую;
- побитовую;
- внутрибитовую.

При межсимвольной ППРЧ n информационных символов, $n \geq 2$, передаются на одной частоте, при этом $T_h = nT_s$. При посимвольной ППРЧ передача каждого символа ведется на своей рабочей частоте, длительность скачка частоты равна T_h длительности символа T_s . В случае внутрисимвольной ППРЧ расширение спектра достигается за счет разнесения символов на независимые частотные элементы (субсимволы), каждый из которых передается поочередно на своей частоте в соответствии с заданной ПСП, при этом $T_h = T_s/L$, где L - число скачков рабочей частоты внутри одного символа (уровень разнесения).

Огибающая частотного элемента (скачка частоты) в силу специфики его формирования не является постоянной и состоит из различных составляющих определенной длительности. На рисунке 1.5 изображена огибающая

и временные интервалы отдельных составляющих частотного элемента при межсимвольной ППРЧ.

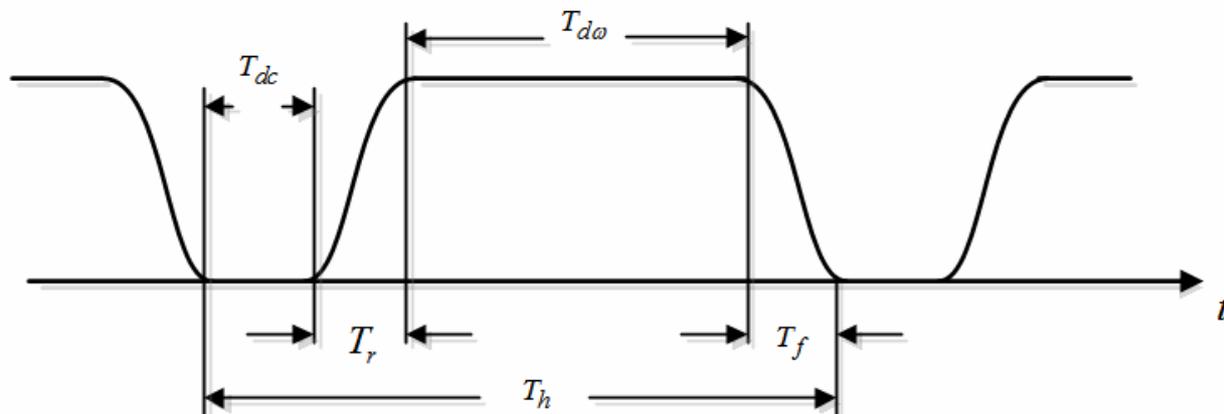


Рисунок 1.5 – Огибающая и временные интервалы отдельных составляющих частотного элемента при межсимвольной ППРЧ

На рисунке 1.5 обозначено: T_{dc} - интервал времени, в течение которого частотный синтезатор не выдает напряжения («мертвое» время); T_r, T_f - интервалы времени нарастания и спада фронтов частотного элемента, соответственно; $T_{d\omega}$ - интервал времени, в течение которого частотный элемент имеет полную амплитуду и передаются информационные и кодовые символы («активное» время); суммарное время $T_{sw} = T_r + T_f + T_{dc}$ называется интервалом переключения [1].

С учетом введенных обозначений длительность скачка частоты $T_h = T_{d\omega} + T_{sw}$. Отметим, что для хранения информационных и кодовых символов в течение интервала переключения используется буферная схема. Имеющееся в буферной схеме содержимое извлекается и передается за интервал времени $T_{d\omega}$. Между требуемой скоростью передачи данных от источника информации и временными интервалами частотного элемента существуют вполне определенные связи. Так, если R_D - требуемая скорость передачи данных, то число символов, которое должно быть передано за длительность частотного элемента T_h , будет равно $R_D T_h$. Теперь активный интервал времени $T_{d\omega}$ может быть представлен в виде: $T_{d\omega} = R_D T_h T_s$, где T_s - длительность передаваемого символа на интервале времени $T_{d\omega}$.

Используя приведенные выражения для $T_{d\omega}$ и T_{sw} , получим

$$T_h(1 - R_D T_s) = T_r + T_f + T_{dc}.$$

Из последнего равенства следует:

1) $R_D \leq 1/T_s$, что вполне очевидно из определений временных интервалов частотного элемента;

2) время переключения $T_{sw} = T_r + T_f + T_{dc}$ нельзя произвольно уменьшать по целому ряду причин, например из-за «звона» на выходе фильтра проме-

жуточной частоты приемника; из-за усиления помехи от соседних частотных каналов приемника и др.

Кроме того, серьезные ограничения по времени нарастания T_r и спада T_f зачастую связаны со спектральными перекрытиями частотных элементов различных СРС, находящихся в данном районе. Для устранения спектральных наложений требуется

$$\min(T_r, T_f) \geq aT_s,$$

где a - постоянная величина, которая обычно лежит в пределах $1 \leq a \leq 2$; эта величина определяет ширину спектра частотного элемента.

В общем случае, учитывая составляющие частотного элемента сигнала, скорость перестройки частоты R_h при межсимвольной ППРЧ связана со скоростью передачи данных R_D и скоростью передачи символов R_s неравенством:

$$R_h < \frac{R_s - R_D}{2a + R_s T_{dc}}.$$

В идеальном случае, когда можно пренебречь влиянием взаимных помех или спектральных наложений, скорости R_h , R_D и R_s связаны простым соотношением

$$R_h = R_s - R_D.$$

Таким образом, скорость переключения частотных элементов является функцией скорости передачи данных от источника информации.

Для сравнения различных СРС с ППРЧ в качестве одного из отличительных признаков используется скорость скачков частоты в единицу времени. По этому признаку различают СРС с медленной, средней и быстрой скоростью перестройки частотных элементов. Так как эта скорость не стандартизирована, то условно перестройка считается:

- медленной при 100-300 скачках в секунду (ск/с);
- быстрой перестройки 1000 ск/с и более.

Скорость ППРЧ между этими двумя значениями считается средней. Хотя скорость ППРЧ и используется при сравнении СРС, однако она имеет косвенное значение. Самым важным параметром любой СРС с ППРЧ с точки зрения помехоустойчивости является фактическое время работы на одной частоте. Этот параметр и характеризует способность СРС с ППРЧ «уходить» от помехи РЭП [1].

На рисунке 1.6,а-г изображены фрагменты частотно-временной матрицы (ЧВМ) сигналов: с межвидовой ППРЧ и двоичной ЧМ (рисунок 1.6, а); с

побитовой ППРЧ и неслучайной двоичной ЧМ, при которой каналы символов 1 и 0 соприкасаются на частотной оси (смежные каналы) (рисунок 1.6,б); с побитовой ППРЧ и случайной двоичной ЧМ, когда каналы символов 1 и 0 не соприкасаются (несмежные каналы) и выбираются независимо друг от друга во всей полосе частот W_s (рисунок 1.6,в); с внутрибитовой ППРЧ и неслучайной двоичной ЧМ (рисунок 1.6,г).

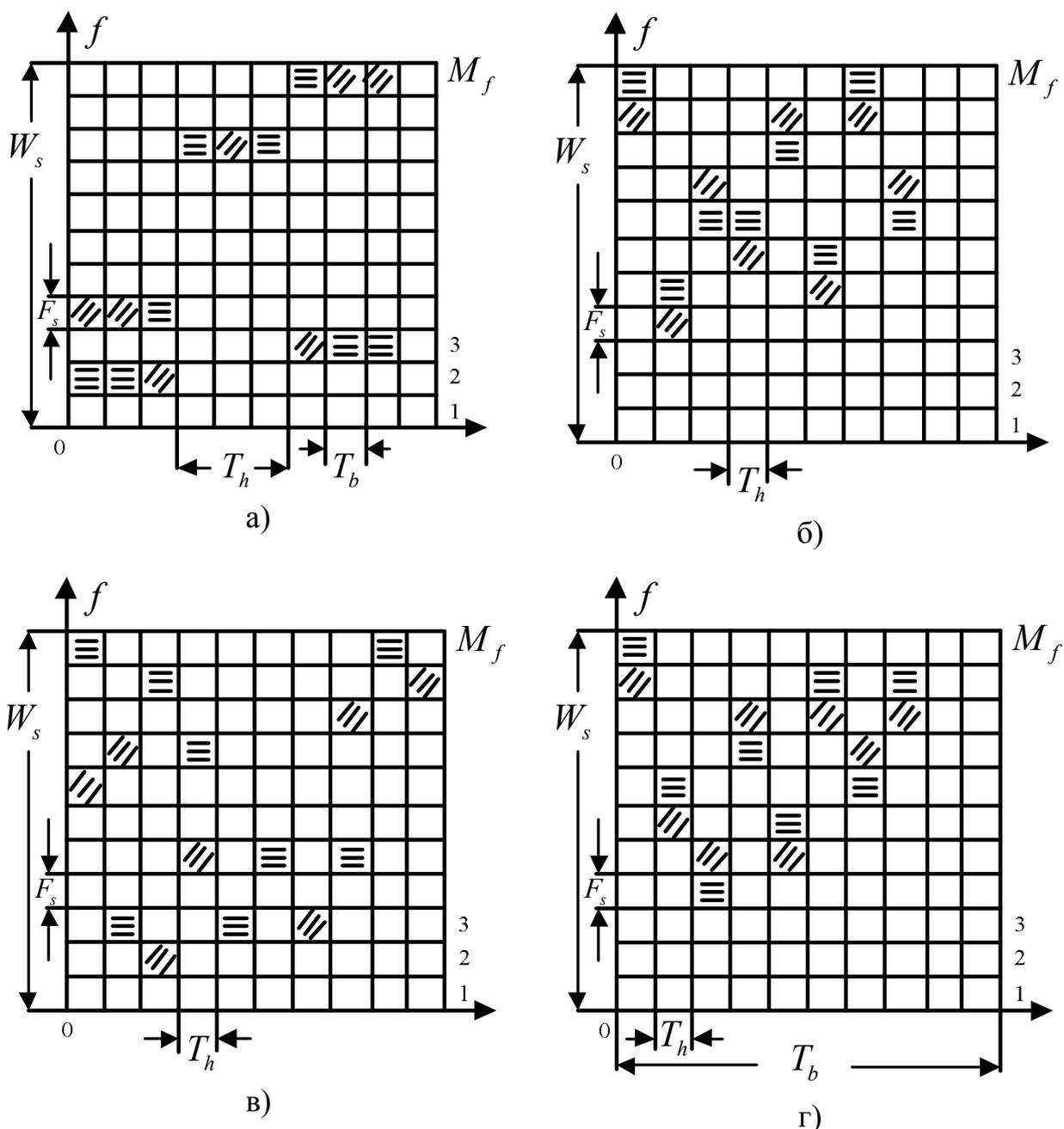


Рисунок 1.6 – Фрагменты частотно-временной матрицы сигналов с ППРЧ

Квадратом с горизонтальными линиями обозначен основной канал (канал передачи), по которому в соответствующие отрезки времени передаются элементы сообщения, а квадратом с наклонными линиями - дополнительный канал, в котором в эти же отрезки времени элементы сообщения отсутству-

ют; F_s – ширина полосы одного частотного канала; M_f – число частотных каналов, $M_f = W_s/F_s$.

В системах радиосвязи с ППРЧ может использоваться как когерентная, так и некогерентная обработка сигналов. Основным видом информационной модуляции при передаче данных в СРС с медленной и, особенно, с быстрой ППРЧ является M -ичная некогерентная ЧМ, в частности двоичная ЧМ. В СРС с медленной ППРЧ применяются и другие виды модуляции, например: двоичная ФМ; квадратурная ФМ; относительная ФМ (ОФМ); манипуляция с минимальным сдвигом фазы [1].

С целью обеспечения в СРС с ППРЧ статистической независимости ошибок при приеме символов на передающей стороне осуществляется так называемое перемежение, при котором каждый символ кодового слова передается по отдельному частотному каналу. Таким образом, перемежение превращает сигнал во временной области в бесструктурную форму, что затрудняет создание оптимальных помех. С целью восстановления исходного порядка символов на приемной стороне требуется операция деперемежения символов. Применение перемежения и деперемежения символов в СРС как с медленной, так и быстрой перестройкой частоты позволяет корректировать пакеты ошибок, вызываемые импульсными помехами на отдельных участках диапазона частот СРС.

1.3.1 Типовые структурные схемы систем радиосвязи с ППРЧ

Ниже достаточно кратко рассматриваются особенности структурных схем передатчика и приемника типовых СРС с ППРЧ.

Основные элементы структурных схем передатчика и приемника СРС с ППРЧ при цифровой одноканальной модуляции изображены на рисунке 1.7.

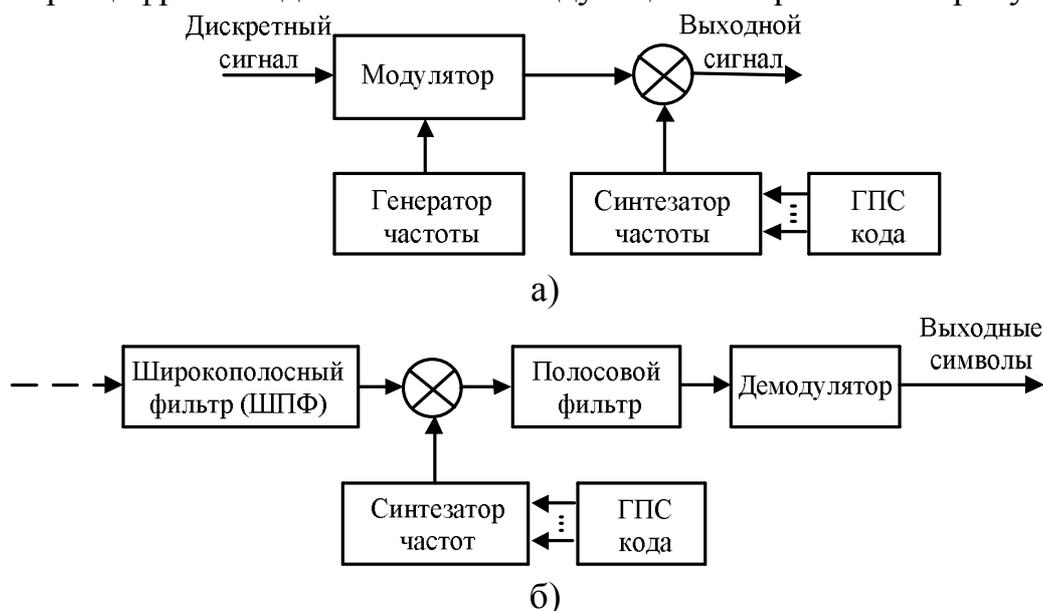


Рисунок 1.7 – Основные элементы структурных схем передатчика и приемника

На рисунке 1.8 приведен фрагмент ЧВМ сигнала одноканальной СРС с ППРЧ, где квадратами с наклонной штриховкой обозначены частотные каналы, занятые элементами сигнала.

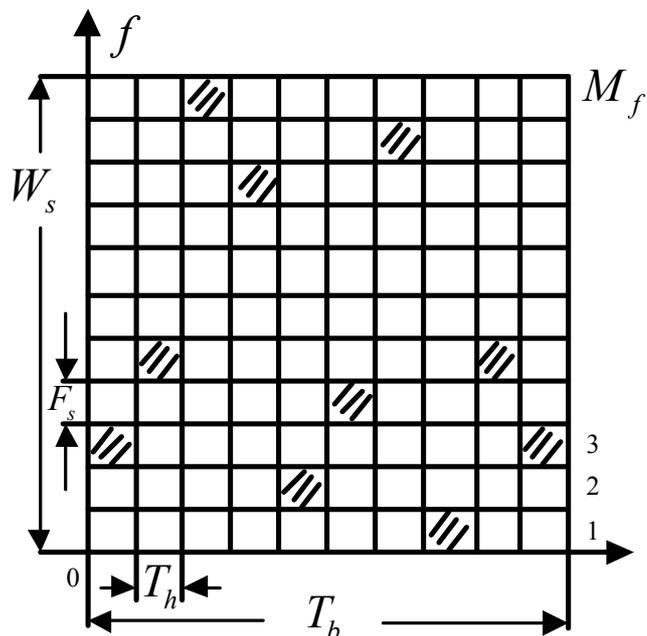


Рисунок 1.8 – Фрагмент ЧВМ сигнала одноканальной СРС с ППРЧ

В такой СРС в интервале между переключениями частот имеется только одна несущая частота и соответствующий канал передачи. При одноканальной модуляции в СРС используется, как правило, медленная ППРЧ. В качестве информационной модуляции может применяться ЧМ без разрыва фазы, при которой сигнал изменяет несущую частоту от одного скачка к другому, сохраняя в то же время непрерывность фазы. Частотная манипуляция без разрыва фазы позволяет сформировать сигналы со сравнительно узкой шириной спектра. Наиболее эффективная демодуляция таких сигналов может быть осуществлена с помощью ограничителя-дискриминатора. Структурная схема приемного устройства СРС с ППРЧ и ЧМ без разрыва фазы сигнала изображена на рисунке 1.9 [1].

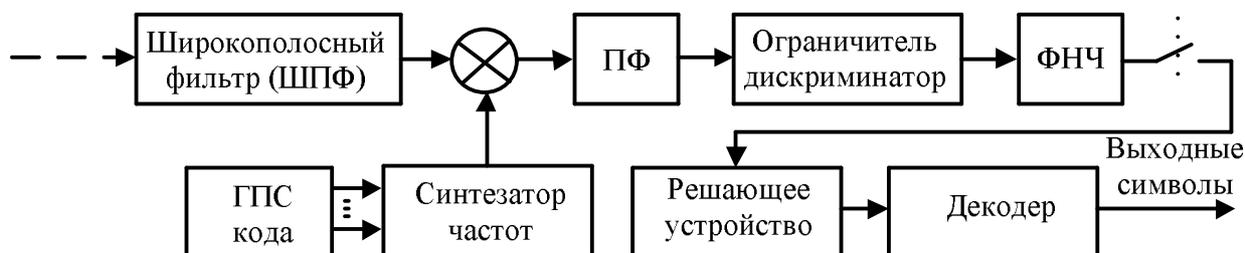


Рисунок 1.9 – Структурная схема приемного устройства СРС с ППРЧ и ЧМ без разрыва фазы сигнала

На рисунке 1.10 а, б, изображены типовые структурные схемы передатчика и приемника СРС с ППРЧ, двоичной ЧМ и смежными по частоте каналами.

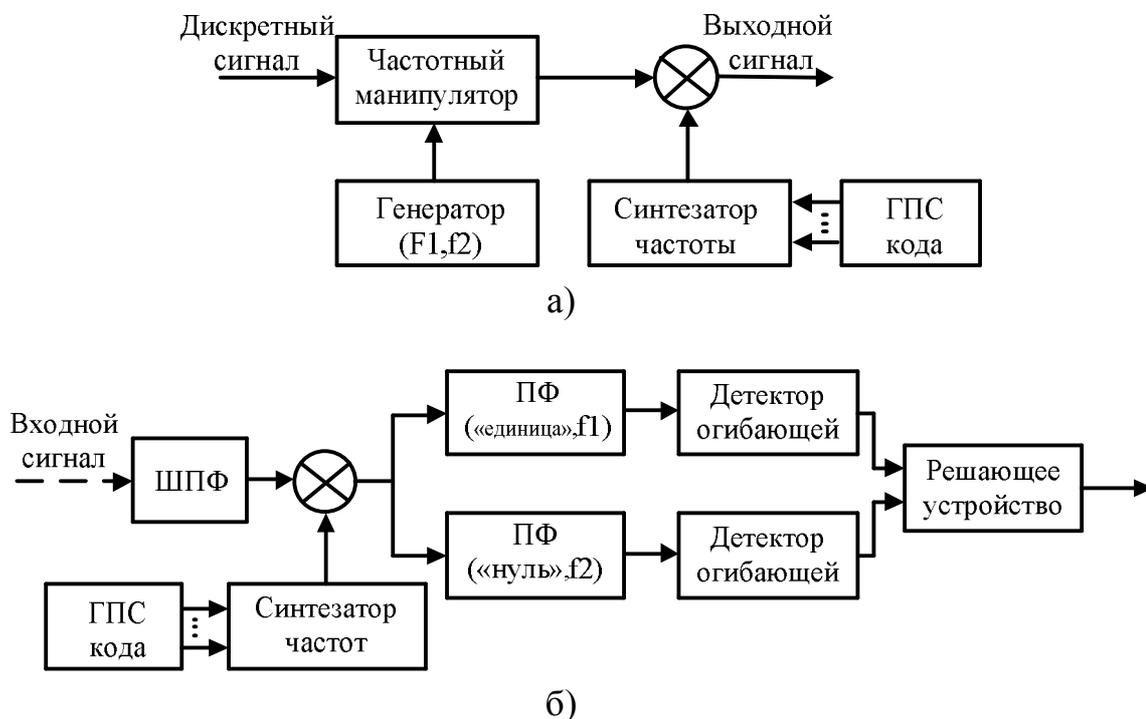


Рисунок 1.10 – Типовые структурные схемы передатчика и приемника СРС с ППРЧ

В соответствии с потоком исходных двоичных данных частотный манипулятор и генератор (f_1, f_2) обеспечивают перенос двоичных символов 1 и 0 на частоты f_1 и f_2 . С помощью синтезатора частот и генератора псевдослучайного кода осуществляется перестройка рабочей частоты. В приемном устройстве за счет смесителя и синтезатора частот, управляемого генератора псевдослучайного (ГПС) кода, скачки рабочей частоты устраняются, в результате информационные символы 1 и 0 переносятся на первоначально выбранные f_1 и f_2 . Принимаемый полезный сигнал СРС с ППРЧ и двоичной ЧМ на выходе широкополосного фильтра (ШПФ) во время j -го скачка частоты можно записать в виде:

$$s(t) = \sqrt{2P_s} \cos\left[(\omega_j + \Omega_i)t - \varphi_j\right], \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (1.21)$$

где Ω_i - частота модуляции; φ_j - начальная фаза j -го скачка частоты, $\varphi_j \in [0, 2\pi]$; $j = 1, 2$; $\omega_j = \omega_1, \omega_{Mf}$.

В случае идеальной синхронизации между принятым и опорным сигналами на входе демодулятора будет действовать полезный сигнал

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{2P_s} \cos(\Omega_1 t - \varphi_1), & \text{для символа 1;} \\ \sqrt{2P_s} \cos(\Omega_2 t - \varphi_2), & \text{для символа 0.} \end{cases} \quad (1.22)$$
$$0 \leq t \leq T_b.$$

В результате демодуляции принятых сигналов решающее устройство выдает оценку информационной последовательности $\hat{m}(t)$.

1.4 Общая характеристика помехозащищенности систем связи с режимом ППРЧ

1.4.1 Помехоустойчивость систем радиосвязи с ППРЧ

Известно, что помехоустойчивость и скрытность являются двумя важнейшими составляющими помехозащищенности СРС.

При этом в общем случае под помехоустойчивостью СРС с ППРЧ (впрочем, как и любых других СРС) понимается способность нормально функционировать, выполняя задачи по передаче и приему информации в условиях действия радиопомех. Следовательно, помехоустойчивость СРС - это способность противостоять вредному воздействию различного вида радиопомех, включая, в первую очередь, организованные помехи [1, 3].

Стратегия борьбы с организованными помехами СРС с ППРЧ заключается, как правило, в «уходе» сигналов СРС от воздействия помех, а не в «противоборстве» с ними, как это реализуется в СРС с ФМШПС. Поэтому в СРС с ППРЧ при защите от помех важной характеристикой является фактическое время работы на одной частоте. Чем меньше это время, тем выше вероятность того, что сигналы СРС с ППРЧ не будут подвержены воздействию организованных помех.

Помехоустойчивость СРС с ППРЧ зависит не только от времени работы на одной частоте, но и от других важных параметров станции помех (СП) и СРС, например, от вида помехи и ее мощности, мощности полезного сигнала, структуры приемного устройства и заложенных в СРС способов помехоустойчивости.

Эффективное воздействие помех на СРС с ППРЧ может быть достигнуто лишь при условии знания постановщиком помех соответствующих параметров сигналов СРС, например, центральных частот каналов, скорости скачков частоты, ширины информационной полосы частот, мощности сигнала и помехи в точке нахождения приемного устройства СРС. Указанные параметры СРС постановщик помех добывает, как правило, непосредственно с

помощью станции радиотехнической разведки (РТР), а также путем пересчета измеренных параметров СРС в другие, функционально связанные с ними, характеристики СРС. Например, измерив длительность скачка частоты, можно рассчитать ширину полосы частотного канала приемника СРС.

В общем случае РТР путем приема и анализа перехваченных сигналов не только СРС, но и других радиоэлектронных средств (РЭС) обеспечивает сбор информации о противной стороне в целом. Сигналы СРС и РЭС содержат много технических характеристик, являющихся разведывательными сведениями. Эти характеристики определяют «электронный почерк» СРС и РЭС и позволяют установить их возможности, назначение и принадлежность [4].

Для оценки помехоустойчивости СРС в условиях воздействия различных видов помех необходимо иметь соответствующие показатели. При выбранных моделях сигнала, собственного шума приемного устройства и аддитивных помех *в системах передачи дискретных сообщений предпочтительным показателем количественной меры помехоустойчивости является средняя вероятность ошибки (СВО) на бит информации.*

Другие показатели помехоустойчивости СРС, например, требуемое отношение сигнал-помеха, при котором обеспечивается заданное качество приема информации, вероятность ошибки в кодовом слове и другие, могут быть выражены через СВО на бит. Минимизация СВО на бит при условии равновероятной передачи символов может быть достигнута за счет использования алгоритма, реализующего правило максимального правдоподобия

$$\Lambda_i > \Lambda_j \text{ при всех } i \neq j,$$

которое, для двоичных СРС имеет вид:

$$\Lambda_1 > \Lambda_0,$$

где Λ_1 - отношение правдоподобия для i -го сигнала.

При дальнейшем изложении наибольшее внимание будет сосредоточено на разработке и анализе алгоритмов расчета СВО на бит информации. Анализ СВО на бит P_E будет проводиться в условиях действия гауссовских шумов приемного устройства СРС и аддитивных организованных помех, в основном, применительно к каноническим (типовым) системам с ЧМ, которые являются базовой основой более сложных СРС [1].

1.4.2 Скрытность сигналов систем радиосвязи с ППРЧ

Способность СРС противостоять действиям РТР, направленным на обнаружение сигналов, измерение параметров и определение направления их прихода, характеризуется понятием скрытность СРС. В зависимости от

решаемых РТР задач скрытность сигналов СРС в общем случае может быть классифицирована на энергетическую, структурную, информационную, временную и пространственную виды скрытности.

Энергетическая скрытность направлена на исключение или существенное затруднение обнаружения сигналов СРС станцией РТР. Энергетическая скрытность может быть оценена различными показателями, например: вероятностью обнаружения сигналов СРС P_D при заданной вероятности ложной тревоги P_F ; отношением сигнал-шум на входе станции РТР q^2 , обеспечивающим заданные вероятности обнаружения P_D и ложной тревоги P_F ; наконец, дальностью обнаружения (разведки) D_p сигналов СРС при заданном отношении сигнал-шум q^2 . Последний показатель (дальность обнаружения) находит широкое применение при решении многих практических задач.

Структурная скрытность направлена на исключение или существенное затруднение вскрытия структуры (вида) сигналов СРС. Структура сигнала определяется характером его кодирования и модуляции. Показателем структурной скрытности может служить вероятность раскрытия структуры сигнала при условии, что этот сигнал обнаружен. В [5] изложен метод определения структурной скрытности сигналов, для которого не требуется знания алгоритмов обработки в станции РТР. При данном методе определяется потенциальная структурная скрытность, выражаемая числом двоичных измерений (ДИЗ), которые необходимо осуществить для раскрытия структуры сигнала. На рисунке 1.11 изображены зависимости структурной скрытности $S_{ДИЗ}$ для сигналов M - последовательности S_M ; сегментов M - последовательностей S_{CM} ; сигналов в виде случайных двоичных последовательностей $S_{СП}$; сигналов с ППРЧ $S_{ПП}$ и отрезка эргодического нормального флуктуационного процесса $S_{Ш}$ как функции базы сигнала B_S .

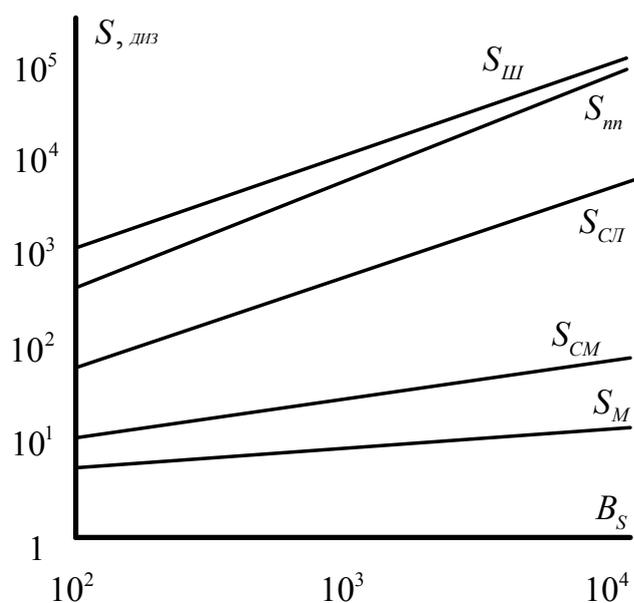


Рисунок 1.11 – Зависимости структурной скрытности как функции базы сигнала B_S

На рисунке 1.11 видно, что потенциальная структурная скрытность сигналов с ППРЧ значительно выше, чем у сигналов в виде двоичных случайных последовательностей. Это объясняется большим числом степеней свободы, которыми обладает сигнал с ППРЧ, представляемый двумерной ЧВМ [1].

Информационная скрытность определяется способностью противостоять мерам РТР, направленным на раскрытие смысла передаваемой с помощью СРС информации [6]. В качестве меры информационной скрытности можно принять вероятность раскрытия содержания передаваемого сообщения при условии, что сигнал обнаружен и выделен. Однако в большинстве случаев для решения задач РЭП требуется только распознавание типа (класса, вида) СРС.

Вследствие частичного или полного перекрытия диапазонов параметров сигналов разведываемых СРС с диапазонами аналогичных параметров сигналов других СРС, а также из-за нестабильности параметров, ошибок в их измерении и т.п. процесс распознавания СРС является случайным событием.

Временная скрытность СРС определяется возможностью РТР по сбору необходимой информации о СРС (виде и параметрах сигналов, назначении СРС и т.п.) за определенное время и зависит от условий, в которых используется СРС, ее временных режимов работы на излучение, тактико-технических характеристик (ТТХ) станции РТР и характера ведения разведки. Временную скрытность можно оценить временем сбора РТР данных о СРС с заданной вероятностью. Анализ временной скрытности может быть основан на представлении временного режима работы СРС на излучение и моментов пребывания СРС в диаграмме направленности антенны (ДНА) станции РТР в виде потоков случайных импульсов.

Пространственная скрытность СРС характеризует способность препятствовать станции РТР с необходимой точностью определять направление прихода сигналов (или местоположение) СРС. Пространственная скрытность СРС, как и другие виды скрытности, кроме энергетической, является условным событием и зависит от ряда параметров СРС, например, мощности сигнала, вида и параметров ДНА. Пространственную скрытность СРС можно характеризовать точностью определения направления прихода сигналов (или местоположения) СРС при заданном отношении сигнал-шум. Пространственная скрытность СРС может быть оценена радиусом зоны R_M , в пределах которой с заданной вероятностью P_M может находиться разведываемая СРС [1].

1.5 Радиоэлектронный конфликт и его модели

Процесс функционирования СРС в условиях организованных помех по своей физической сущности может быть представлен как радиоэлектронный конфликт (РЭК), в котором с одной стороны участвует СРС, а с другой - сис-

тема РЭП, состоящая в общем случае из станции РТР и непосредственно станции помех рисунок 1.12.

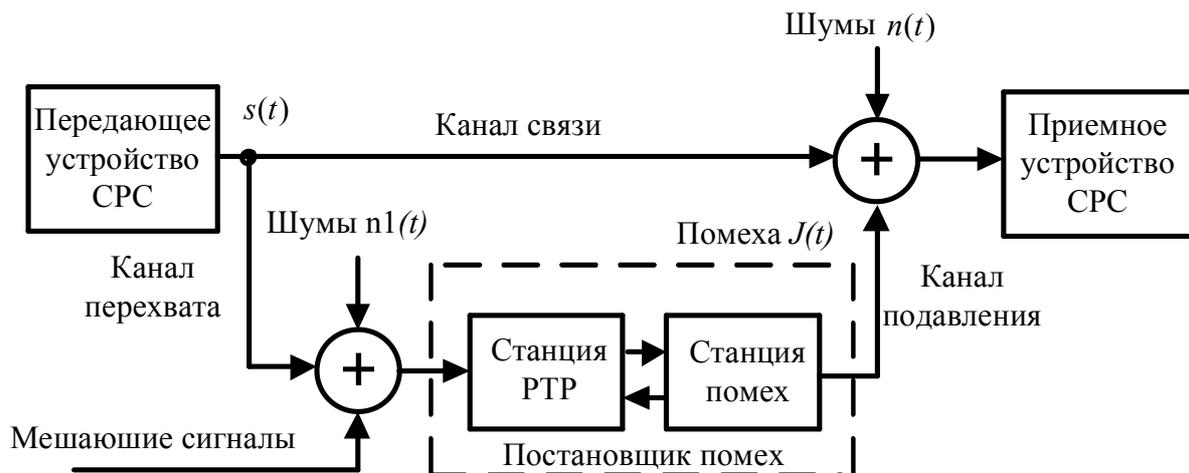


Рисунок 1.12 – Схемное представление радиоэлектронного конфликта

В таком конфликте каждая из противоборствующих сторон, преследующая строго противоположные интересы (цели), стремится сохранить свою «до конфликтную» эффективность. В качестве общего показателя эффективности конфликтующих систем можно использовать СВО на бит, как основную меру количественной оценки помехоустойчивости СРС. В радиоэлектронном конфликте «система радиосвязи - система РЭП» этот показатель максимизируется со стороны системы РЭП и минимизируется со стороны СРС [1].

1.5.1 Модели радиоэлектронного конфликта на основе теории игр

Для выработки рекомендаций по рациональному образу действий (поведения) в условиях РЭК в работе [7] предложено использование методологии теории игр. При этом результат любого действия каждой из сторон зависит от того, какой образ действий выбирает противная сторона. Так как в конфликтных ситуациях каждая из противоборствующих сторон не располагает достаточной априорной информацией о том, что предпримет противная сторона, то решение методами теории игр принимается при определенных ограничениях.

Используя основной принцип теории игр - принцип минимакса [8], диктующий конфликтующим системам выбор соответствующих параметров и характера действий (так называемых стратегий, решений), математическую модель РЭК «система радиосвязи - система РЭП» можно представить в виде [7]

со стороны системы РЭП:

$$\min_{\alpha_{CPC}} P_E(\alpha_{СП}^*, \alpha_{CPC}) = P_E[\alpha_{СП}^*, \alpha_{CPC}^*(\alpha_{СП}^*)] = \max_{\alpha_{СП}} \min_{\alpha_{CPC}} P_E(\alpha_{СП}, \alpha_{CPC}), \quad (1.23,а)$$

со стороны СРС:

$$\max_{\alpha_{СП}} P_E(\alpha_{СП}, \alpha_{CPC}^*) = P_E[\alpha_{СП}^*(\alpha_{CPC}^*), \alpha_{CPC}^*] = \min_{\alpha_{CPC}} \max_{\alpha_{СП}} P_E(\alpha_{СП}, \alpha_{CPC}), \quad (1.23,б)$$

где $\alpha_{СП}$, α_{CPC} - стратегии СРС и системы РЭП; $\alpha_{СП}^*$, (α_{CPC}^*) , $\alpha_{CPC}^*(\alpha_{СП}^*)$ - наилучшие стратегии системы РЭП и СРС при условии, что стратегии противной стороны известны; $\alpha_{СП}^*$ - стратегия системы РЭП, максимизирующая СВО на бит P_E ; α_{CPC}^* - стратегия СРС, минимизирующая СВО на бит P_E .

Сформированный максиминный критерий (1.23,а) определяет нижнюю цену игры $P_E[\alpha_{СП}^*, \alpha_{CPC}^*(\alpha_{СП}^*)]$, т.е. гарантированный для системы РЭП верхний уровень эффективности, а минимакс (1.23,б) - верхнюю цену игры $P_E[\alpha_{СП}^*(\alpha_{CPC}^*), \alpha_{CPC}^*]$, т.е. гарантированный для СРС нижний уровень своей эффективности. Приведенные минимаксные стратегии из предположения, что одна сторона обладает всей необходимой информацией, а противная сторона детальной информации не имеет. Более естественно предположить, что и противная сторона будет иметь требуемую информацию. При таких условиях каждая из сторон будет использовать недостатки противной стороны.

В ситуации, когда нижняя и верхняя цены игры не равны [8], чистые минимаксные стратегии, вытекающие из (1.23,а) и (1.23,б), являются неустойчивыми, так как каждая из сторон стремится использовать недостатки другой по мере того, как они становятся известными.

Напротив, если обе цены игры равны между собой, т.е. соответствующая пара стратегий определяет как максимин, так и минимакс, то эти стратегии приобретают устойчивость. В отличие от предыдущего случая стремление каждой из противной стороны достичь большего результата, чем это определяется чистой ценой игры, становится невозможным: таких стратегий не существует, если противная сторона остается на своей минимаксной стратегии. Игра, приводящая к такой ситуации, называется игрой с седловой точкой, при которой выполняется условие:

$$P_E(\alpha_{СП}, \alpha_{CPC}^*) \leq P_E(\alpha_{СП}^*, \alpha_{CPC}^*) \leq P_E(\alpha_{СП}^*, \alpha_{CPC}). \quad (1.24)$$

Стратегии $\alpha_{СП}^*$, α_{CPC}^* в (1.24), являющиеся координатами седловой точки в матрице игры, называются оптимальными, а их совокупность представляет решение игры.

Приведенная математическая модель РЭК наиболее полно может быть реализована на этапах проектирования и разработки СРС, в частности при синтезе помехоустойчивых алгоритмов приема и обработки сигналов. Вместе с тем, отдельные элементы теории РЭК могут быть использованы и при ана-

лизе качества функционирования СРС в условиях РЭП, например, при оценке минимальной, помехоустойчивости СРС в условиях наихудших помех. Примеры такого анализа будут рассмотрены далее применительно к конкретным видам помех. Здесь только заметим, что при создании наихудших помех, максимизирующих СВО на бит, система РЭП должна обеспечивать поиск и обнаружение сигналов подавляемых СРС, измерение их параметров, определение направления на источник излучения и его местоположения [1].

1.5.2 Модели, основанные на вероятностно-временном подходе

Процессы поиска, обнаружения, измерения параметров и направления прихода сигналов СРС являются вероятностными событиями как энергетического, так и временного характера. Наиболее конструктивный подход к оценке эффективности СРС в условиях РЭП, учитывающий энергетические возможности и динамику функционирования во времени СРС и системы РЭП, изложен в монографии В.И. Борисова и В.М. Зинчука [1].

Разработанные авторами книги концепция и современная методология вероятностно-временной модели функционирования СРС в условиях РЭП позволяют производить оценку СВО на бит, учитывающую энергетические и временные возможности СРС и станции РТР по поиску и обнаружению сигналов СРС при конечном времени передачи информации и действии помехи со случайным временем запаздывания. С использованием вероятностно-временной модели получено общее выражение для СВО на бит информации P_E позволяющее оценивать помехоустойчивость различных линий радиосвязи

$$P_E(N) = P_{E_0} + P_{ооб}(N) \left[1 - \frac{\bar{K}_0}{N} \right] (P_{E_1} - P_{E_0}) \quad (1.25)$$

где $P_{E_0} = P_E(q_0^2)$, $P_{E_1} = P_E(q_1^2)$ - средние вероятности ошибки на бит информации при отсутствии и наличии помех РЭП; $P_{ооб}(N)$ - вероятность правильного обнаружения факта передачи сигналов СРС станцией РТР на одной из частот; K_0 - среднее число шагов поиска длительностью T_0 , затрачиваемое на правильное обнаружение сигнала СРС станцией РТР за время $T = NT_0$; N - число сигналов, передаваемых за время T ; q_0^2 - отношение сигнал-шум; q_1^2 - отношение сигнал-помеха.

Из выражения (1.25) следуют два важных практических вывода:

1) учет энергетических и временных возможностей станции РТР и станции помех позволяет получить более реальную оценку эффективности РЭП;

2) при $P_{ооб}(N) \rightarrow 0$ и $K_0 \rightarrow N$ подавление СРС становится невозможным.

1.5.3 Модели, основанные на теории марковских цепей

В работе Владимирова В.И. [9] представлены расчетные соотношения для определения параметров РЭК при условии Марковского процесса конфликтного взаимодействия, а также оценка вероятности принятия последовательности решений по смене стратегий (тактик) радиоподавления (РП) и помехозащиты (ПЗ) на длительности РЭК.

1.5.3.1 Оценка вероятности принятия последовательности решений по смене стратегий радиоподавления и помехозащиты на длительности радиоэлектронного конфликта

При любом алгоритме управления воздействиями на состояние метасистемы «автоматическая станция помех (АСП) - линия радиосвязи (ЛРС)» - имеет место реализация конкретной последовательности решений, которую геометрически можно представить в виде последовательности случайных в общем случае точек $t_0, t_1, t_2, \dots, t_k$, где $k \in (1, K)$, на временной оси.

Это значит, что конечный результат РЭК на длительности $T_{РЭК}$ зависит от вероятности наступления совместной группы событий [9]:

$$t_0 < t_1 < t_2 < \dots < t_n; n \leq k:$$

$$P(n = k) = D\left(\bigcup_{n=0}^k t_n\right) = \sum_{n=0}^k P_n(t), \quad (1.26)$$

где $\bigcup_{n=0}^k$ - знак объединения случайных событий, $\sum_{n=0}^k P_n(t) = 1$.

На длительности $T_{РЭК}$ интенсивность принятия решений может быть как постоянной, так и случайной величиной. При алгоритмах управления воздействиями, когда времена реакции $\tau_p^{(ЛРС)}$ и $\tau_p^{(АСП)}$ для каждого этапа РЭК остаются постоянными, интенсивность, определяемая показателем

$$K = \frac{T_{РЭК}}{\tau_p^{(ЛРС)} + \tau_p^{(АСП)}},$$

величина постоянная.

Для эргодических систем, где основную функцию по принятию решений выполняет человек – оператор (оперативный расчет), времена реакции $\tau_p^{(ЛРС)}$ и $\tau_p^{(АСП)}$ являются случайными величинами. В этом случае число принятых решений (K) является случайной величиной.

Найдем оценку вероятности для РЭК с постоянной интенсивностью принятия решений ($K = \text{const}$). Для этого воспользуемся методом производящих функций, который является мощным инструментом при изучении вероятностных процессов с дискретным пространством состояний.

Функция $F(S)$ называется производящей $\{P_n\}$, если

$$F(s,t) = \sum_{n=0}^{\infty} P_n(t) S^n \quad (1.27)$$

сходится в каком-нибудь интервале $S^* < S < S^*$.

Так как P_n ограничена для всех n и t , а $\sum_{n=0}^{\infty} P_n(t) = 1$ для всех $t \geq 0$, то ряд (1.27) сходится равномерно, по крайней мере, при $|S| < 1$.

Тогда сравнение 1.26 и 1.27 показывает, что

$$\sum_{n=0}^{\infty} P_n(t) = F(1,t). \quad (1.28)$$

где $F(S=1)$ – является производящей функцией вероятностей $P_n(t)$, $n=0,1,2,\dots$, при $S=1$.

В работах [10, 12] показано, для вероятностного процесса $\{X(t), t \geq 0\}$, принимающего целочисленные неотрицательные значения, математическое ожидание $m\{x(t)\}$ равно

Из (1.28) видно, что сумма (1.26) при известном значении $K = \text{const}$ определяется значением производящей функции при параметре $S=1$ равно

$$m \left\{ x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} n p_n(t) \right\} = \frac{df(s,t)}{ds} \Big|_{s=1} = 1, \quad (1.29a)$$

а дисперсия

$$D^2 \{x(t)\} = \left[\frac{d^2 F}{ds^2} + \frac{dF}{ds} - \left(\frac{dF}{ds} \right)^2 \right]_{s=1}. \quad (1.29b)$$

При последовательности временных интервалов между точками принятия альтернативных решений $t_k - t_{k-2} = \tau_p^{(ЛРС)} + \tau_p^{(АСП)}$, распределенных по экспоненциальному закону, вероятность наличия K точек в интервале длительностью $T_{РЭК}$ определяется законом Пуассона:

$$P_k(n=k) = \frac{\lambda^k}{K!} l^{-\lambda}, \quad k=0,1,2,\dots, \quad (1.30)$$

где $\lambda = F_{ck} T_{РЭК}$, а F_{ck} - интенсивность смены решений.

Производящая функция закона Пуассона приведена в приложении А.

1.5.3.2 Модель для определения плотности вероятности пропускной способности комплекса радиосвязи с флуктуациями, описываемыми Марковским случайным процессом

Изменения пропускной способности комплекса радиосвязи (КРС) при наличии преднамеренных помех, уровень которых при смене стратегий (тактик) РП и ПЗ от стадии к стадии изменяется противоборствующими сторонами в динамике РЭЖ, в общем случае относятся к Марковским процессам, которые характеризуются изменением состояния метасистемы «АСП-ЛРС» в любом временном интервале на длительности РЭЖ. Пусть одномерный Марковский процесс $C_1(t, q_0, H, \alpha)$ в последовательные моменты времени (1.13) $t_0 < t_1 < t_2 < \dots < t_{k-1} < t_k$ принимает значения

$$C_0 = C_1^0(t_0), C_1^1 = C_1(t_1), \dots, C_{k-1} = C_1^{k-1}(t_{k-1}), C_k = C_1^k(t_k),$$

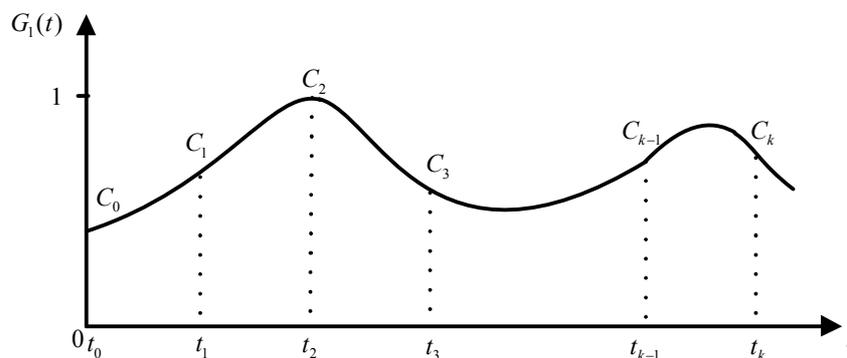


Рисунок 1.13 – Графическое представление изменения пропускной способности КРС

Каждое изменение пропускной способности КРС зависит только от его предыдущего состояния (реализованной, например, тактики ПЗ). В этом случае последующее его изменение (выбор тактики РП) зависит только от предыдущего состояния и не зависит от прошлых состояний метасистемы.

Многомерная плотность вероятности пропускной способности КРС в динамике РЭЖ, учитывая отмеченное выше, определяется как [9]

$$W(C_1^0, t_0; C_1^1, t_1; \dots; C_1^k, t_k) = W(C_1^0, t_0) \prod_{k=1}^k W\left(\frac{C_1^k, t_k}{C_1^{k-1}, t_{k-1}}\right). \quad (1.31)$$

Из (1.31) следует, что многомерная плотность вероятности пропускной способности КРС определяется одномерной начальной плотностью $W(C_1^0, t_0)$ и одномерной плотностью переходов из одной стадии РЭЖ в другую: из стадии реализации ПЗ в стадию реализации РП, и наоборот.

Свойства условной плотности вероятности марковских процессов известны:

1. Она неотрицательна и нормирована к единице.
2. Когда моменты t_k и t_{k-1} сближаются, то

$$\lim_{t_{k-1} \rightarrow t_k} W\left(\frac{C_k, t_k}{C_{k-1}, t_{k-1}}\right) = \delta(C_{k-1} - C_k).$$

3. Удовлетворяют уравнению Смолуховского (Колмогорова - Чепмена):

$$W\left(\frac{C_1^2, t_2}{C_0, t_0}\right) = \int_{-\infty}^{\infty} W\left(\frac{C_1^2, t_2}{C_1, t_0}\right) W\left(\frac{C_1, t_1}{C_1^0, t_0}\right) dC_1. \quad (1.32)$$

4. Удовлетворяют (рисунок 1.14 б) уравнению Фоккера-Планко-Колмогорова:

$$\frac{\partial W(C_1, t)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial C} [K_1(C_1, t)W(C, t)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial C^2} [K_2(C_1, t)W(C, t)], \quad (1.33)$$

где

$$K_1(C_1, t) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} (C_1^1 - C_1) W(C_1^1, t / C, t) dC_1^1 \quad (1.34)$$

- коэффициент сноса, характеризующий скорость изменения пропускной способности для сечения (C_k, t) ;

$$K_2(C_1, t) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} (C_1^1 - C_1)^2 W(C_1^1, t / C, t) dC_1^1. \quad (1.35)$$

- коэффициент диффузии, характеризующий среднюю скорость изменения дисперсии пропускной способности КРС для сечения C и t ; $\tau = t_1 - t_2$.

Уравнение (1.32) позволяет вычислить плотность вероятности перехода в стадиях реализации, например, тактик радиоподавления, зная особенности процесса выбора (реализации) противоположной стороны тактик помехозащиты, и наоборот.

Коэффициенты сноса $K_1(C_1, t)$ и диффузии $K_2(C_1, t)$ являются локальными характеристиками процесса управления противоборствующими сторонами пропускной способностью КРС.

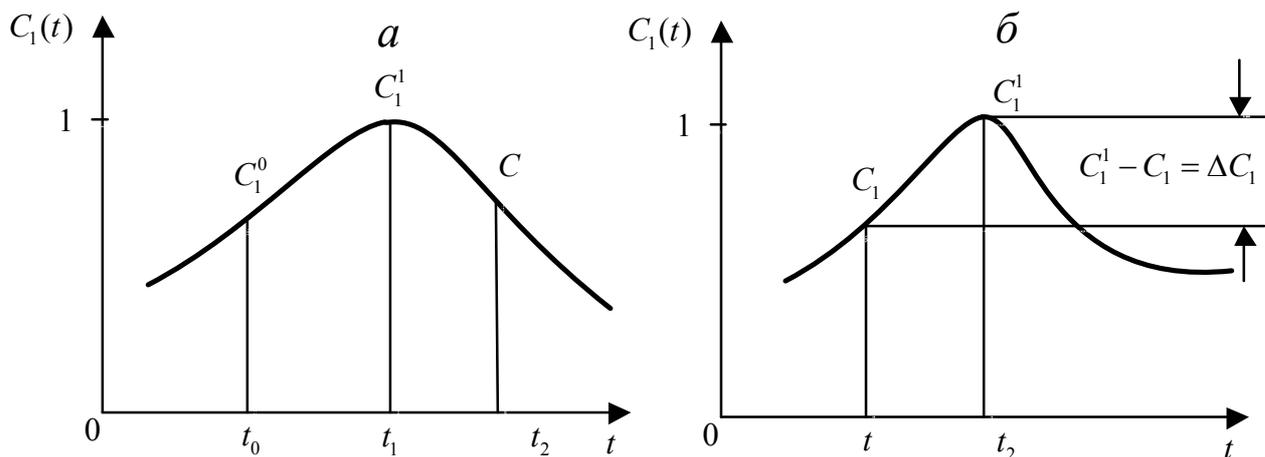


Рисунок 1.14 – Иллюстрация к соотношениям (1.32) и (1.33)

Если процесс управления обеспечивает однозначность процесса $C_1(t) dj$ времени, т.е. плотность вероятности переходов зависит только от разности временных интервалов при смене тактик РП и ПЗ $\tau = t_2 - t_1$, то коэффициенты сноса и диффузии не зависят от t и t_0 :

$$K_1(C_1, t) = f_{1(2)}(C_1) + q_{1(2)}(C_1)n(t),$$

$$K_2(C_1, t) = \frac{N_0}{2} q_1^2(C),$$

где $f_1(C_1)$, $f_2(C_1)$, $q_1(C_1)$, $q_2(C_1)$ – детерминированные функции, определяющие закон изменения скорости изменения среднего и дисперсии пропускной способности при наличии нормального белого шума $n(t)$ с известными статистическими характеристиками; N_0 – спектральная мощность шума.

Таким образом, определив из уравнения описывающего поведение метасистемы «АСП-ЛРС», коэффициенты $K_1(C_1)$ и $K_2(C_2)$ по формуле [9]

$$K_n(C_1) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{\langle [C_1(t + \tau) - C_1(t)]^n \rangle}{\tau}, \quad n = 1, 2$$

и подставляя их в соотношение (1.33), после решения дифференциального уравнения для заданных начальных условий получим соотношение для плотности пропускной способности КРС. Примеры вычисления локальных характеристик марковского процесса для некоторых типовых уравнений, описывающих состояние (поведение) систем, дано в работах [10, 11, 12]. Например, не конкретизируя, запишем изменение пропускной способности КРС под действием преднамеренных помех при отсутствии средств помехозащиты в ЛРС в виде [9]

$$\frac{dC_1(t)}{dt} = -\alpha_1 C_1 + n(t). \quad (1.36)$$

При начальном условии $C_1(0)=C_1$, $t=0$ решение (1.36) запишем [9]

$$C_1(\tau) - C_1(0) = C_1(l^{-\alpha\tau} - 1) + l^{-\alpha\tau} \int_0^\tau l^{\alpha c} n(c) dc.$$

Отсюда найдем

$$\begin{aligned} \langle C_1(\tau) - C_1(0) \rangle &= C_1(l^{-\alpha\tau} - 1), \\ \langle [C_1(\tau) - C_1(0)]^2 \rangle &= C_1^2(l^{-\alpha\tau} - 1)^2 + \frac{N_0}{4}(1 - l^{-2\alpha\tau}). \end{aligned}$$

Для малых значений $\alpha_1\tau \ll 1$ получим

$$\begin{aligned} K_1(C_1) &= -\alpha_1 C_1, \quad K_2(C_1) = \frac{1}{2} N_0, \\ W(C, t) &= \frac{1}{\sigma_c(t)\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_c^2(t)}[C_1 - m_c(t)]^2\right\}, \end{aligned} \quad (1.37)$$

где

$$\begin{aligned} m(t) &= \langle C_1(t) \rangle = C_1(0)l^{-\alpha\tau} \\ \sigma_c^2(t) &= \langle [C_1(t) - m_c(t)]^2 \rangle = \frac{N_0}{4}(1 - l^{-\alpha\tau}). \end{aligned}$$

При $t \rightarrow \infty$ плотность вероятности пропускной способности КРС $W_{nc}(C)$ стремиться к стационарному нормальному распределению, не зависящему от $C_1(0)$ и времени t [9]:

$$\begin{aligned} W_{nc}(C_1) &= \frac{1}{\sigma_c\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{C_1^2}{2\sigma_c^2}\right\}, \quad c_1 \geq 0, \\ \text{где } \sigma_c^2 &= \frac{1}{4\alpha} N_0. \end{aligned} \quad (1.38)$$

1.5.4 Модели, основанные на теории популяционной динамики

Использование методов популяционной динамики, в частности, моделей Ферхюльста и Вольтерры [13], для решения задачи и моделирования оптимального распределения ресурса системы связи (СС) между абонентами рассмотрено в работе [14]. Вместе с тем модели теории популяционной динамики позволяют описать не только конфликт абонентов за ограниченный

ресурс СС, но и предоставляет возможности по моделированию воздействия средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ) на СС.

Использование моделей популяционной динамики, отношения между абонентами в СС и средствами РЭБ в виде абстракции отношения «хищник»-«жертва» рассмотрено в работе [15]. В этом случае возможно за счет соответствующих моделей (в данном случае, моделями Лотки-Вольтерры и Холлинга-Тэннера [13]) описать динамику изменения количества активных абонентов СС и средств РЭБ эффективно подавляющих СС.

Рассмотрим абонентов одной группы использующих ресурс СС и воздействующих на абонентов с целью подавления средств РЭБ. При отсутствии средств РЭБ, количество абонентов N в составе СС можно наращивать неограниченно. В этом случае количество абонентов описывалось бы моделью Мальтуса [13]. Для подавления абонентов СС используются средства РЭБ. При снижении количества абонентов, количество средств РЭБ Y необходимых для эффективного подавления, соответственно убывает с коэффициентом $\gamma > 0$:

$$\frac{dY}{dt} = -\gamma Y,$$

откуда

$$Y = Y_0 e^{-\gamma t},$$

где Y_0 – начальная численность средств РЭБ.

Росту численности абонентов СС препятствуют противодействующие им средства РЭБ. Частота конфликтов между абонентами и средствами РЭБ пропорциональна их численности.

В этом случае скорость изменения числа абонентов в СС описывается уравнением:

$$\frac{dN}{dt} = N(\alpha - \beta Y), \quad (1.39)$$

где $\alpha > 0$ – коэффициент определяющий возможности по наращиванию количества абонентов; $\beta > 0$ – коэффициент определяющий сокращение количества абонентов, вследствие их подавления средствами РЭБ.

Аналогично, рост количества абонентов ведет к необходимости соответствующего роста количества средств РЭБ:

$$\frac{dY}{dt} = -Y(\gamma - \delta Y), \quad (1.40)$$

где $\delta > 0$ – коэффициент описывающий эффективность РЭБ и определяющий то как часто средства РЭБ подавляют абонентов.

Из (1.39) и (1.40) получим нелинейную систему:

$$\begin{cases} \frac{dN}{dt} = N(\alpha - \beta Y) \\ \frac{dY}{dt} = -Y(\gamma - \delta Y) \end{cases} \quad (1.41)$$

Найдем стационарное решение системы (1.41). Если численность абонентов и средств РЭБ постоянна, то соответствующие производные обращаются в ноль:

$$\begin{cases} 0 = N(\alpha - \beta Y) \\ 0 = -Y(\gamma - \delta Y) \end{cases}'$$

откуда

$$\begin{cases} N_1 = 0 \\ Y_1 = 0 \end{cases} \quad \text{и} \quad \begin{cases} N_2 = \gamma/\delta \\ Y_2 = \alpha/\beta \end{cases}.$$

Производные (1.41) обращаются в ноль на прямых $N=\gamma/\delta$ и $Y=\alpha/\beta$, следовательно численности абонентов и средств РЭБ имеют здесь экстремумы (рисунок 1.15).

Как видно на рисунке 1.15 точка $(N_1; Y_1)$ является особой седловой точкой. Фазовые траектории вблизи данной точки имеют вид гипербол. Исследуем поведение фазовых траекторий относительно стационарной точки $(N_2; Y_2)$. Разложим правые части системы (1.41) вблизи стационарной точки $(N_2; Y_2)$, рассмотрев малые отклонения из положения равновесия:

$$\begin{cases} \eta = N - N_2 = N - \frac{\gamma}{\delta} \\ \xi = Y - Y_2 = Y - \frac{\alpha}{\beta} \end{cases}'$$

где η - отклонение по численности абонентов СС, ξ - отклонение по численности средств РЭБ.

Тогда система (1.40) преобразуется к виду:

$$\begin{cases} \frac{d\eta}{dt} = -\beta\eta\xi - \frac{\gamma\beta}{\delta}\xi \\ \frac{d\xi}{dt} = \delta\eta\xi + \frac{\alpha\delta}{\beta}\eta \end{cases} \quad (1.42)$$

Поскольку и $\xi \rightarrow 0$, следовательно, $\beta\eta\xi \rightarrow 0$ и $\delta\eta\xi \rightarrow 0$. В этом случае (1.42) преобразуется к виду:

$$\begin{cases} \frac{d\eta}{dt} = -\frac{\gamma\beta}{\delta}\xi \\ \frac{d\xi}{dt} = \frac{\alpha\delta}{\beta}\eta \end{cases} \quad (1.43)$$

Характеристическое уравнение системы (1.43)

$$\begin{vmatrix} -\lambda & -\gamma\beta/\delta \\ \alpha\delta/\beta & -\lambda \end{vmatrix} = 0$$

имеет корни

$$\lambda_1 = i\sqrt{\alpha\gamma}, \quad \lambda_2 = -i\sqrt{\alpha\gamma}.$$

Корни характеристического уравнения, мнимые, следовательно, особая точка $(N_2; Y_2)$ - центр. Фазовые траектории описывают вокруг центра замкнутые кривые (рисунок 1.15).

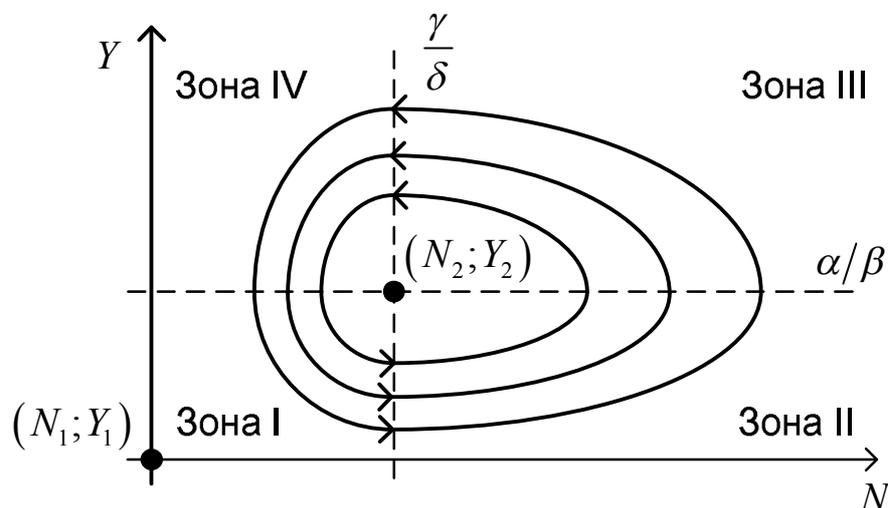


Рисунок 1.15 – Фазовые траектории изменения количества абонентов СС и средств РЭБ в процессе радиоэлектронного конфликта

Количество абонентов СС и необходимое для их подавления количество средств РЭБ испытывают несовпадающие по фазе колебания. При эффективном наращивании количества абонентов СС (зона I на рисунке 1.15), необходимость в количестве средств РЭБ эффективно подавляющих их увеличивается (зона II на рисунке 1.15). В результате группировка РЭБ сначала активно противодействует наращиванию абонентской базы СС (зона II на рисунке 1.15), а в дальнейшем эффективно подавляет уже активных абонентов в составе СС (зона III на рисунке 1.15). Эффективное подавление абонентов СС снижает требования к количественному составу группировки РЭБ (зона IV на рисунке 1.15) и после снижения количества средств РЭБ менее необходимого для противодействия СС, абонентская база СС может быть увеличена (зона I на рисунке 1.15).

Приведенные выражения, основанное на модели Лотки-Вольтерры обладают существенным недостатком – модель неустойчива к малым возмущениям, то есть не является грубой [13]. Поскольку в реальных условиях противодействия СС средствами РЭБ присутствует много возмущающих факторов, не учтенных в модели Лотки-Вольтерры, эта модель описывает процесс изменения числа абонентов и средств РЭБ весьма идеализированно.

Для более точного описания изменения численности абонентов СС и средств РЭБ необходимых для ее подавления, возможно применить модель Холлинга-Тэннера [13]. В соответствии с данной моделью скорость изменения количества средств РЭБ задается выражением

$$\frac{dY}{dt} = SY \left(1 - \frac{JY}{N} \right), \quad (1.44)$$

которое выбрано из следующих соображений. Когда абонентов СС много $N \rightarrow \infty$, количество средств РЭБ наращивается по правилу Мальтуса с показателем S . С уменьшением числа абонентов СС скорость роста числа средств РЭБ падает и при $N < JY$ становится отрицательной (что соответствует допущению о том, что одно средство РЭБ эффективно подавляет не более J абонентов СС).

Скорость изменения количества абонентов СС состоит из трех компонент:

$$\frac{dN}{dt} = \alpha N - \frac{\alpha}{K} N^2 - \frac{wYN}{D + N}, \quad (1.45)$$

где $\alpha > 0$ – коэффициент определяющий возможности по наращиванию количества абонентов; K – коэффициент определяющий снижение возможностей по наращиванию количества абонентов вследствие конкуренции между собой; w, D – коэффициенты определяющие снижение количества абонентов вследствие воздействия средств РЭБ.

Таким образом, первый член выражения (1.45) αN соответствует закону Мальтуса [13, 15], второй – $\alpha N^2/K$ описывает конкуренцию абонентов СС между собой, вследствие ограниченности ресурсов СС. Третий компонент скорости изменения абонентов СС описывает их взаимодействие со средствами РЭБ и имеет вид $-wNY/(D+N)$ (где $w, D > 0$). Это выражение более адекватно описывает межвидовое взаимодействие, нежели член $-\beta NY$ выражения (1.38) в модели Лотки-Вольтерры. В ней число абонентов, подавляемых одним средством РЭБ за единицу времени, равно βN и растет пропорционально числу абонентов, что неправдоподобно. В модели Холлинга-Тэннера коэффициент подавления абонентов средствами РЭБ равен $wNY/(D+N)$. Он не может превышать величины w/D и при $N \rightarrow \infty$ неограниченном росте количества абонентов стремится, монотонно возрастая, к числу

w/D , выражающему предельные возможности средств РЭБ по подавлению абонентов СС.

При отсутствии средств РЭБ, рост количества абонентов описывается выражением

$$\frac{dN}{dt} = N \left(\alpha - \frac{\alpha}{K} N \right).$$

Воздействие средств РЭБ описывается системой уравнений модели Холлинга-Тэннера, физический смысл коэффициентов в которой указан выше

$$\begin{cases} \frac{dN}{dt} = N \left(\alpha - \frac{\alpha}{K} N - \frac{wY}{D+N} \right) \\ \frac{dY}{dt} = SY \left(1 - \frac{JY}{N} \right) \end{cases} \quad (1.46)$$

Проведем исследование системы (1.46) для поиска стационарного решения. Найдем особые точки системы (1.46). Из первого уравнения системы (1.46) следует, что $dN/dt=0$ если количество абонентов $N=0$. Однако этот случай не соответствует смыслу поставленной задачи и рассматриваться не будет. Во-втором случае $dN/dt=0$ при

$$\alpha - \frac{\alpha}{K} N - \frac{wY}{D+N} = 0,$$

откуда

$$Y = \frac{\alpha}{w} \left(1 - \frac{N}{K} \right) (D+N). \quad (1.47)$$

Выражение (1.47) определяет особую траекторию – параболу с точками пересечения с осью $0N$ в точках $(-D; 0)$, $(K; 0)$ и координатами вершины $N=(K-D)/2$. Данную параболу фазовые траектории пересекают в вертикальном направлении (рисунок 1.16).

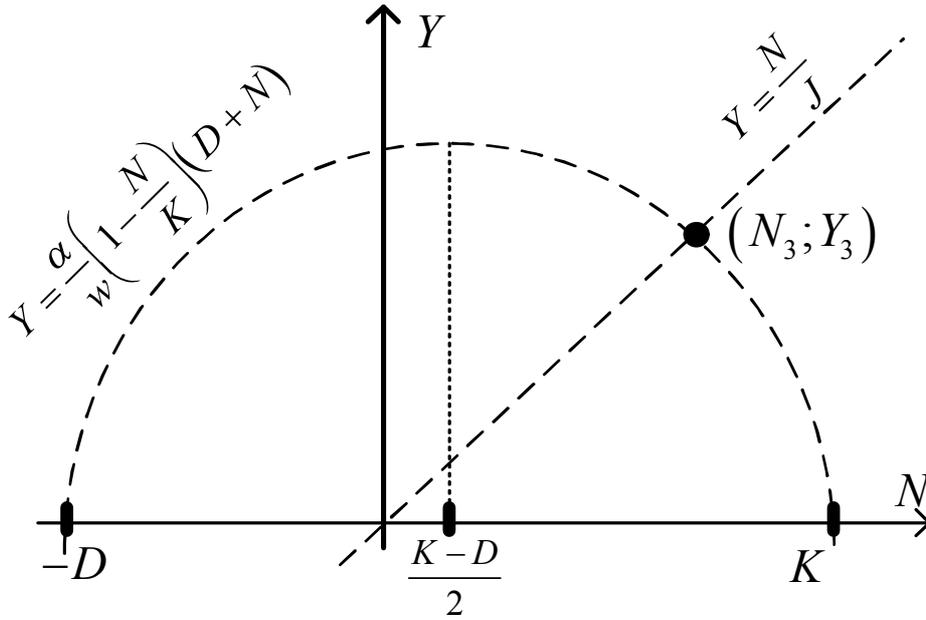


Рисунок 1.16 – Особые траектории определяющие поведение системы (1.46)

Из второго уравнения системы (1.46) получим, что $dY/dt = 0$ если $Y=0$, что не соответствует смыслу поставленной задачи, или при

$$Y = N/J. \quad (1.48)$$

Уравнение (1.48) определяет вторую особую линию, которую фазовые траектории пересекают в горизонтальном направлении (рисунок 1.16).

Особые линии, задаваемые выражениями (1.47) и (1.48) имеют две точки пересечения, однако по условию задачи имеет смысл только особая точка с положительными координатами. Обозначим ее $(N_3; Y_3)$. Изменим масштаб переменных, разделив их на N_3

$$n = N/N_3; \quad y = Y/N_3.$$

Тогда с учетом введения переменных n и y система (1.46) примет вид

$$\begin{cases} \frac{dn}{dt} = n\alpha \left(1 - \frac{n}{k}\right) - \frac{wy}{d+n} \\ \frac{dy}{dt} = S y \left(1 - \frac{Jy}{n}\right) \end{cases}, \quad (1.49)$$

где $k = K/N_3$; $d = D/N_3$.

Особая точка после изменения масштаба будет иметь координаты $(n_3; y_3) = (N_3/N_3; Y_3/N_3) = (1; y_3)$. Подставив значение $n_3 = 1$ во второе

уравнение системы (1.49), получаем $y_3 = I/J$. Из первого уравнения находим, что

$$n_3 = \frac{\alpha}{wk}(k-1)(D+1).$$

Проведя линеаризацию системы (1.49) вблизи особой точки $(n_3; y_3)$, перейдя к переменным

$$\bar{n} = n - n_3; \quad \bar{y} = y - y_3,$$

получим

$$\begin{cases} \frac{d\bar{n}}{dt} = \alpha \left(\frac{1}{k} + \frac{w}{\alpha J(1+d)^2} \right) \bar{n} - \frac{w}{d+n} \bar{y} \\ \frac{d\bar{y}}{dt} = \frac{S}{J} \bar{n} - S \bar{y} \end{cases}. \quad (1.50)$$

Определитель матрицы коэффициентов системы (1.50) при положительности основных коэффициентов системы всегда больше нуля:

$$\det \begin{vmatrix} \alpha \left(\frac{1}{k} + \frac{w}{\alpha J(1+d)^2} \right) & -\frac{w}{d+n} \\ \frac{S}{J} & -S \end{vmatrix} = \alpha S \left(\frac{1}{k} + \frac{wd}{\alpha J(1+d)^2} \right) > 0,$$

следовательно, выражение

$$\frac{\alpha(k-d-2)}{k(1+d)} - S, \quad (1.51)$$

может иметь любой знак. Это значит, что особая точка системы может быть как устойчивым, так и неустойчивым узлом [13]. В случае неустойчивой особой точки в системе будет иметься предельный цикл. Таким образом, наличие предельного цикла для фазовых траекторий изменения количества абонентов и средств РЭБ определяется условием

$$\frac{\alpha(k-d-2)}{k(1+d)} - S > 0,$$

откуда, переходя к коэффициентам K и D , получим

$$\frac{\alpha(K - D - 2)}{K(1 + D)} > S. \quad (1.52)$$

Графическая интерпретация модели Холлинга-Тэннера применительно к оценке изменения количества абонентов СС и количества РЭБ эффективно подавляющий СС приведено на рисунок 1.18. Фазовая картина на рисунке 1.18 в общем случае совпадает с рисунком 1.16. Однако за счет уточнения модели, данный фазовый портрет более адекватно описывает колебания количества абонентов СС и средств РЭБ.

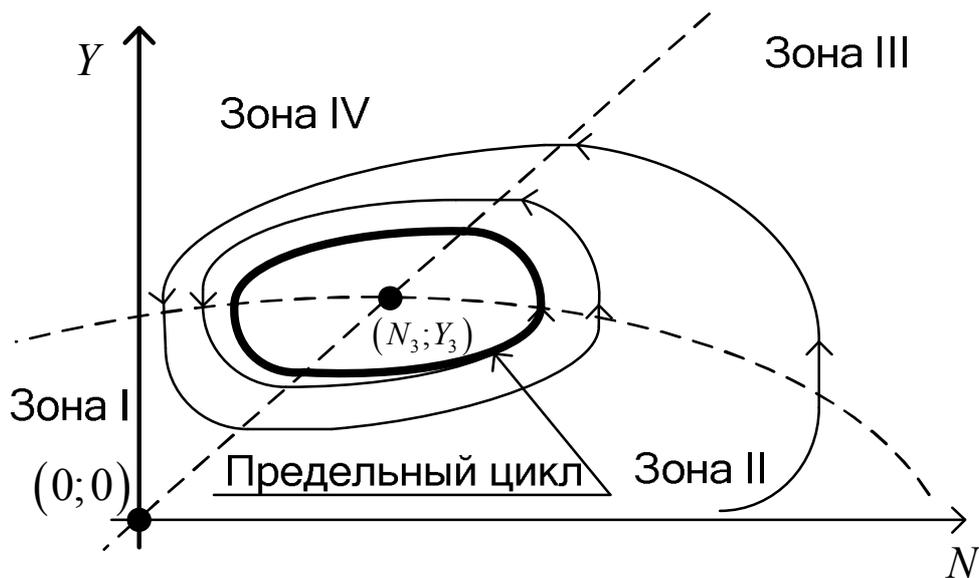


Рисунок 1.17 – Графическая интерпретация оценки изменения ресурса абонентов СС и ресурса средств РЭБ при радиоэлектронном конфликте

На рисунке 1.17 также как и на рисунке 1.15 можно выделить четыре зоны соответствующие различным фазам противоборства в конфликте между абонентами СС и средствами РЭБ. Зона I на рисунке 1.17 - эффективного наращивания количества абонентов СС. Зона II на рисунке 1.17 – рост количества абонентов СС и средств РЭБ. Зоны III, IV на рисунке 1.17 - эффективное подавление абонентов СС вследствие чего снижение количественного состава группировки РЭБ. Вместе с тем модель Холлинга-Тэннера позволяет найти условия (выражение (1.51)) при которых количественный состав абонентов СС и группировки РЭБ, сходятся к предельному циклу и в дальнейшем независимо от начальных условий количество абонентов и средств РЭБ испытывают колебания в его пределах. Такой предельный цикл выгоден, так как дает возможность вычисления как необходимого количества средств связи при известном числе средств РЭБ противника, так и вычисления необходимого количества средств РЭБ для подавления заданной СС. При невыполнении условия (1.51) фазовые траектории колебания количеств абонентов и

средств РЭБ будут «раскручиваться» пока одна из конфликтующих сторон не исчерпает свой численный ресурс.

1.5.5 Операторная модель взаимодействия линии радиосвязи КВ и УКВ диапазонов и станции РЭП вероятного противника

1.5.5.1 Общий вид модели и показатели ее эффективности

Для обобщения процессов РЭК в работах Путилина А.Н. [16, 17] представлена обобщенная операторная модель, которая основана на развитии теоретико-игрового подхода к моделированию РЭК который был предложен Чудновым А.М. в работах [100, 101, 102].

Линия радиосвязи, функционирующая в условиях радиоэлектронного подавления, в модели [16, 17] рассматривается как объект управления [18], находящийся под воздействием двух, управляющих им, субъектов. Это система управления радиолинией и система управления средствами РЭП. Их интересы противоположны (антагонистичны): система управления радиолинией стремится максимизировать эффективность своего функционирования (например - вероятность доставки пакета за установленное время), а система РЭП стремится её минимизировать. Поэтому будет естественным выбор для формального описания исследуемого объекта аппарата теории игр [16, 17, 19, 20] и описание рассматриваемого взаимодействия как антагонистической игры с двумя игроками. В зависимости от реализуемых в аппаратуре радиосвязи и РЭП алгоритмов управления стратегии игроков могут быть как динамическими, так и статическими.

Взаимодействие линии радиосвязи и станции РЭП вероятного противника будем представлять в виде графа функционального взаимодействия линии радиосвязи и станции РЭП (операторного графа), представленного на рисунке 1.18. На этом графе определены циклы управления игроков и показатель эффективности функционирования рассматриваемой системы. Приводимая ниже операторная модель взаимодействия систем связи и радиоэлектронного подавления разработана Чудновым А.М. [100, 101, 102].

Цель представленного ниже описания – формальное установление зависимостей между состояниями составных частей описываемой модели, а также соответствие между состояниями объекта исследования и эффективностью его функционирования. В представленной модели предлагается декомпозиция рассматриваемой системы передачи информации на семь составных частей. Объектом исследования является радиолиния, функционирующая в условиях преднамеренного подавления. Она включает в себя передатчик вызывающей радиостанции (ВР) и приемник отвечающей радиостанции (ОР). Радиостанцией (станцией РЭП) называют комплект из радиоприемных, радиопередающих устройств и вычислительного комплекса (ВК) управления режимами функционирования.

Радиолиния в каждый момент t находится в одном из состояний $s(t)$ из множества состояний S , см. рисунок 1.18. Состояние в каждый момент времени характеризуется значением показателя эффективности $q(t)$, физическая суть которого должна быть заранее обоснована, а расчетные соотношения для его численного определения заранее установлены $Q: s(t) \rightarrow q(t)$. Состояния объекта могут измениться как вследствие воздействий от системы принятия решений на управление (СПРУ) радиолинией, так и от системы принятия решений на подавление (СПРП), являющейся составной частью станции РЭП.

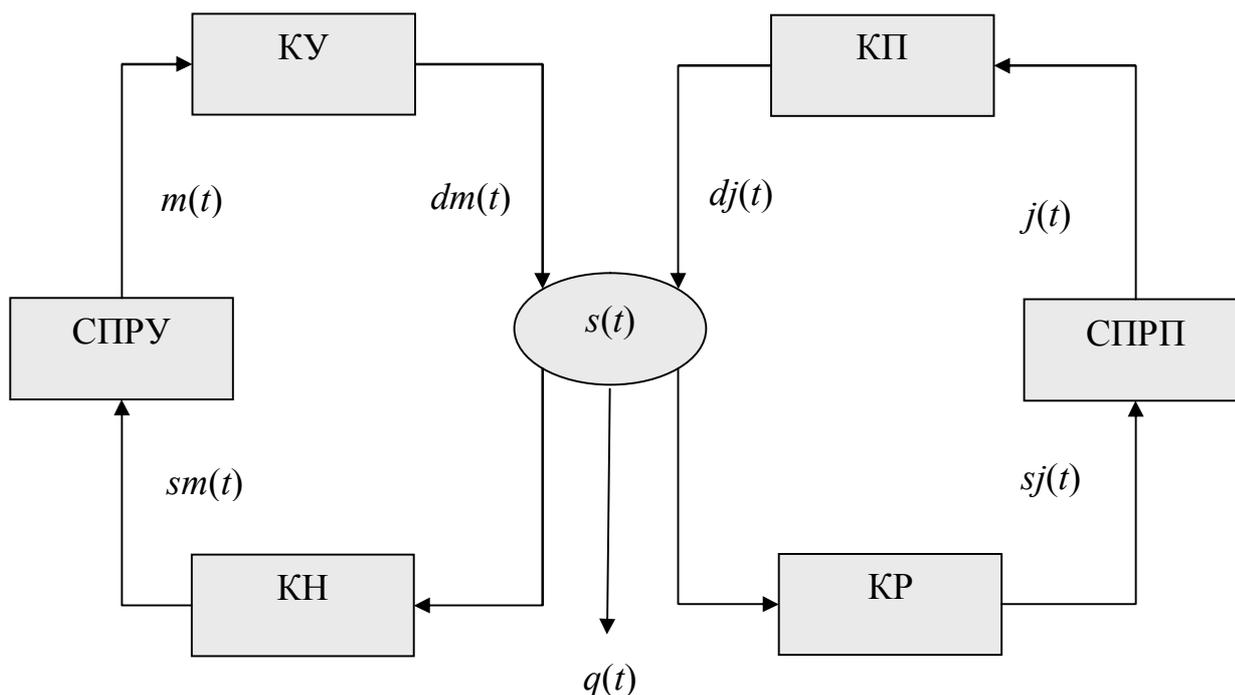


Рисунок 1.18 – Граф функционального взаимодействия линии радиосвязи и станции РЭП

Система принятия решений на управление в процессе функционирования может изменять технические характеристики радиолинии: модуляцию, кодирование и прочее, реализуя тем самым стратегию функционирования радиолинии. СПРП в процессе функционирования изменяет частоты, скважность помехи и прочее, реализуя тем самым стратегию постановки помех. И СПРУ и СПРП имеют ограничения степеней свободы выбора стратегий, которые оговариваются специальным образом. Так СПРУ может иметь ограничения по выбору типов сигналов, кодов, скоростей передачи, энергетике радиолинии. СПРП, как правило, имеет ограничения по энергетике помехи, также может иметь ограничения по скорости реакции, типам формируемых помех и прочее.

Система принятия решений на управление принимает решения на основе наблюдения, которые она получает из канала наблюдения (КН) и реали-

зует свои решения через канал управления (КУ). Эти каналы характеризуются: временами задержки в них наблюдаемых состояний, а также операторами преобразования входных состояний в выходные. Так КН характеризуется оператором преобразования текущего состояния объекта управления в наблюдение на входе СПРУ, то есть КН: $s(t) \rightarrow sm(t)$. Текущее решение СПРУ обозначено на рисунке 1.18 – $m(t)$, доставленное решение на управление КУ: $m(t) \rightarrow dm(t)$.

Система принятия решения на подавление принимает решения на основе наблюдения, которые она получает из канала разведки (КР) и реализует свои решения через канал подавления (КП). Эти каналы характеризуются: временами задержки в них наблюдаемых состояний, а также операторами преобразования входных состояний в выходные. Так КР характеризуется оператором преобразования текущего состояния объекта управления в наблюдение на входе СПРП, то есть КР: $s(t) \rightarrow sj(t)$. Текущее решение СПРП обозначено на рисунке 1.18 – $j(t)$, доставленное решение на подавление КУ: $m(t) \rightarrow dm(t)$.

Показатель эффективности [16, 17]:

$$\bar{Q}(\alpha, \beta, \gamma) = \int_0^T Q(t, \alpha, \beta, \gamma) dt,$$

где T – время функционирования радиолинии; α, β – вектора параметров, определяющих стратегии радиолинии и станции РЭП, соответственно; γ – вектор параметров, описывающий структуру рассматриваемой системы связи.

Задача анализа – найти верхнюю границу эффективности [16, 17]:

$$\hat{Q}(\gamma) = \max_{\alpha} \min_{\beta} \int_0^T Q(t, \alpha, \beta, \gamma) dt.$$

Задача синтеза - определить [16, 17]:

$$(\hat{\alpha}(\gamma), \hat{\beta}(\gamma)) = \arg \max_{\alpha} \min_{\beta} \int_0^T Q(t, \alpha, \beta, \gamma) dt.$$

1.5.5.2 Определение параметров модели взаимодействия радиолинии и станции РЭП

Для уточнения функциональной схемы взаимодействия линии радиосвязи и станции РЭП будем использовать следующие обозначения:

- ВК В, ВК О, ВК РЭП – вычислительные комплексы вызывающей радиостанции, отвечающей радиостанции и станции РЭП, соответственно;

- $L_{ВО}$, $L_{ВР}$, $L_{РО}$ – расстояния между вызывающей и отвечающей радиостанциями, вызывающей радиостанцией и станцией РЭП, станцией РЭП и отвечающей радиостанцией, соответственно;

- $t_{рВО}$, $t_{рВР}$, $t_{рРО}$ – времена распространения сигнала между парами абонентов, аналогично предыдущему обозначению.

Граничные значения указанных параметров для систем КВ и УКВ радиосвязи представлены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Граничные значения дистанций радиосвязи и времен распространения сигналов

	Параметры	min	max	Параметры	min	max	Параметры	min	max
КВ	L_{BO} , км	300	3000	L_{BP}	500	5000	L_{PO}	500	5000
	t_{pBO} , мс	1	10	t_{pBP}	1.6	16	t_{pPO}	1.6	16
УКВ	L_{BO} , км	1	120	L_{BP}	1	120	L_{PO}	1	120
	t_{pBO} , мкс	3	400	t_{pBP}	3	400	t_{pPO}	3	400

На основании данных таблицы 1.3, на рисунке 1.19 представлена уточненная функциональная схема взаимодействия линии радиосвязи и станции РЭП. Жирными линиями отмечены радиоканалы, передача информации в которых связана со значительными временными задержками. Простыми линиями отмечены каналы передачи информации в аппаратуре станций радиосвязи и РЭП. Используются следующие обозначения: УМ – усилитель мощности, М – модулятор, ПРМ В, ПРМ О, ПРМ РЭП – приемники вызывающей, отвечающей радиостанций и станции РЭП, соответственно; ПРД В, ПРД О, ПРД РЭП – передатчики вызывающей, отвечающей радиостанций и станции РЭП, соответственно.

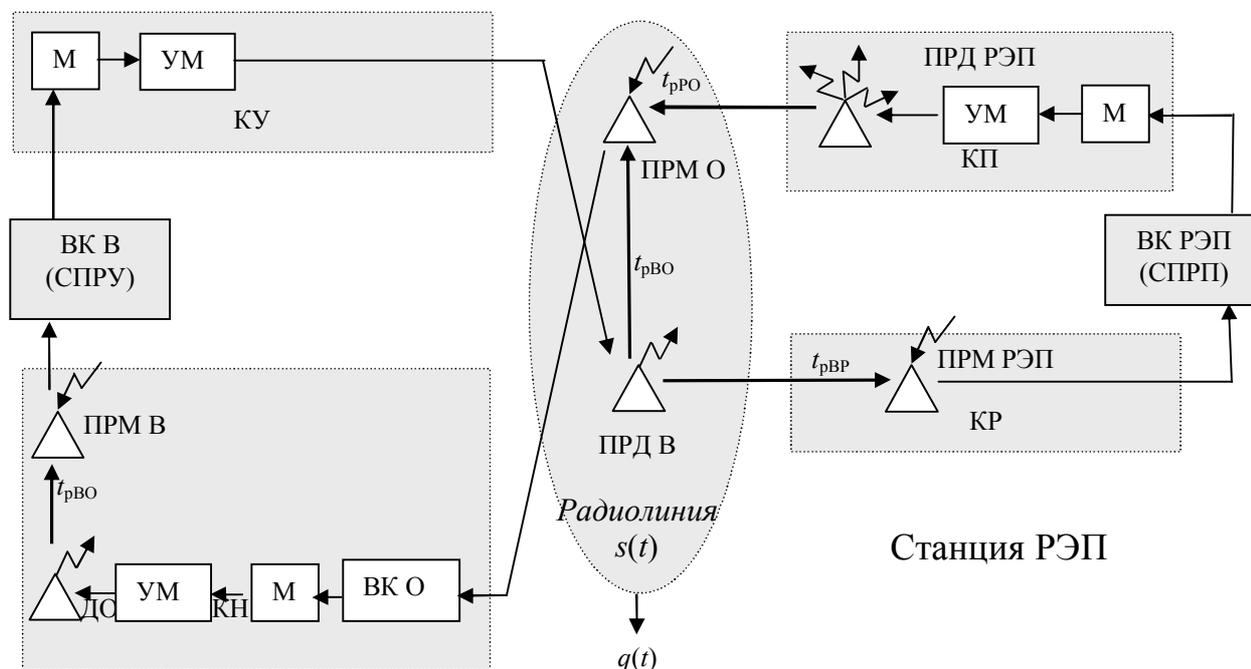


Рисунок 1.19 – Уточненная функциональная схема взаимодействия линии радиосвязи и станции РЭП

Приведенная на рисунке 1.19 схема позволяет составить временную диаграмму процесса взаимодействия линии радиосвязи и станции РЭП, см. рисунок 1.20.

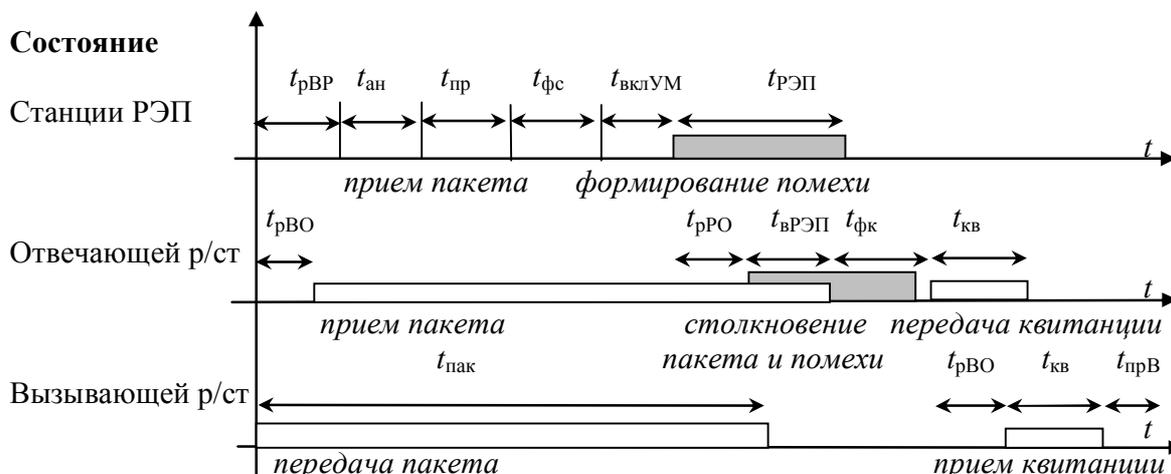


Рисунок 1.20 – Временная диаграмма процесса взаимодействия линии радиосвязи и станции РЭП

На рисунке 1.20 используются следующие обозначения:

$t_{пак}$ – время передачи пакета (кодограммы);

$t_{фк}$ – время формирования квитанции отвечающей станцией;

$t_{кв}$ – время передачи квитанции;

$t_{ан}$ – время анализа принятого сигнала станцией РЭП;

$t_{пр}$ – время принятия решения на выбор режима подавления радиолинии станцией РЭП;

$t_{прВ}$ – время принятия решения на выбор режима функционирования радиолинии ВК вызывающей станции;

$t_{фс}$ – время формирования сигнала станцией РЭП;

$t_{вклУМ}$ – время переключения режима функционирования усилителя мощности (в том числе включения);

$t_{рЭП}$ – длительность интервала воздействия сформированной помехи;

$t_{вРЭП}$ – длительность интервала столкновения принимаемого пакета и сформированной помехи;

Таким образом, циклы управления игроков в рассматриваемой модели характеризуются следующими временами задержек [16, 17]:

$$t_{КР} = t_{рВР} + t_{ан},$$

$$t_{СПРП} = t_{пр} + t_{фс},$$

$$t_{КП} = t_{вклУМ} + t_{рРО},$$

$$t_{КН} = 2 t_{рВО} + t_{фк} + t_{вклУМ} + t_{кв},$$

$$t_{СПРУ} = t_{прВ},$$

$$t_{КУ} = t_{вклУМ} + t_{пак},$$

где: $t_{\text{КР}}$ – время задержки в канале разведки;
 $t_{\text{СПРП}}$ – время задержки в системе принятия решений на подавление;
 $t_{\text{КП}}$ – время задержки в канале подавления;
 $t_{\text{КН}}$ – время задержки в канале наблюдения;
 $t_{\text{СПРУ}}$ – время задержки в системе принятия решений на управление;
 $t_{\text{КУ}}$ – время задержки в канале управления.

Время цикла управления станции РЭП равно [16, 17]:

$$t_{\text{РЭП}} = t_{\text{КР}} + t_{\text{СПРП}} + t_{\text{КП}} = t_{\text{рВР}} + t_{\text{ан}} + t_{\text{пр}} + t_{\text{фс}} + t_{\text{вклУМ}} + t_{\text{рРО}}.$$

Время цикла управления радиолинии определяется как [16, 17]:

$$t_{\text{рЛ}} = t_{\text{КН}} + t_{\text{СПРУ}} + t_{\text{КУ}} = 2 t_{\text{рВО}} + t_{\text{фк}} + t_{\text{вклУМ}} + t_{\text{кв}} + t_{\text{прВ}} + t_{\text{вклУМ}} + t_{\text{пак}}.$$

Диапазоны значений составляющих циклов управления приведены в таблице 1.4. по данным работ [16, 17]. Отметим, что время включения усилителя мощности (УМ) $t_{\text{вклУМ}}$ ограничивается двумя факторами: временем передачи команды по интерфейсу управления и временем переключения октавных фильтров. Если усилитель мощности имеет в качестве интерфейса управления Ethernet, то это время стремится к нулю и им можно пренебречь. Если это низкоскоростной интерфейс типа RS-232C (RS-422), то время передачи командного пакета составит не меньше 40 мс (пакет – 100 бит, скорость передачи 2400 бит/с). Октавные фильтры переключаются с помощью реле. У наилучших реле, вмещающих 1 кВт и более, время стабилизации переходного процесса составляет 32-35 мс.

Таблица 1.4 – Диапазоны значений составляющих циклов управления для радиолинии КВ диапазона

	$t_{\text{РЭП}}$	$t_{\text{КР}}$			$t_{\text{СПРП}}$			$t_{\text{КП}}$		
			$t_{\text{рВР}}$	$t_{\text{ан}}$		$t_{\text{пр}}$	$t_{\text{фс}}$		$t_{\text{вклУМ}}$	$t_{\text{рРО}}$
min, мс	48.2	11.6	1.6	10	0	0	0	36.6	35	1.6
max, мс	342	116	16	100	110	10	100	116	100	16
	$t_{\text{рЛ}}$	$t_{\text{КН}}$					$t_{\text{СПРУ}}$	$t_{\text{КУ}}$		
			$t_{\text{рВО}}$	$t_{\text{фк}}$	$t_{\text{вклУМ}}$	$t_{\text{кв}}$	$t_{\text{прВ}}$		$t_{\text{вклУМ}}$	$t_{\text{пак}}$
min, мс	21	11	1	0	0	10	0	10	0	10
max, мс	521	211	10	1	100	100	10	300	100	200

Таблица 1.4 указывает основные направления совершенствования систем радиосвязи и РЭП. Для систем радиосвязи это уменьшение времени работы в одном режиме (быстрое переключение режимов работы), использование усилителей мощности с минимальным временем переключения режимов, уменьшение размеров передаваемых пакетов, повышение разведзащищенно-

сти радиолинии (уменьшение мощности передатчика при сохранении требуемых скоростей передачи).

Для систем РЭП это использование ВК с максимальной производительностью, обеспечивающих минимальное время анализа обстановки, использование усилителей мощности с минимальным временем переключения режимов, обеспечение высокой мощности передатчика.

1.5.5.3 Обобщенные алгоритмы взаимодействия линии радиосвязи и станции РЭП

В данном разделе приведено формальное описание алгоритма (процесса) однонаправленной передачи информации в радиолинии с её квити́рованием по обратной связи (однонаправленный полудуплекс). Оно не нарушает общность рассмотрения, поскольку процесс одновременной встречной передачи информации в радиолинии (дуплекс) сводится к независимому описанию двух взаимозависимых процессов однонаправленной передачи. Это обусловлено двумя факторами [16, 17]:

- реализацией квити́рования по обратному каналу в служебных полях информационных пакетов, что позволяет не выделять для реализации обратного канала отдельный ресурс при встречной передаче информации;

- необходимостью реализации для станции РЭП различных, независимых режимов подавления приемников различных станций (например, различной ориентации передающих антенн) и деления её энергетике между двумя радиолиниями.

Вызывающая радиостанция может находиться в одном из пяти состояний [16, 17]:

- 1 - «Дежурный прием»;
- 2 - «Ожидание передачи»;
- 3 - «Передача пакета»;
- 4 - «Ожидание квитанции»;
- 5 - «Прием квитанции».

Отвечающая радиостанция может находиться в одном из трех состояний [16, 17]:

- 1 - «Дежурный прием»;
- 2 - «Прием пакета»;
- 3 - «Передача квитанции».

Станция РЭП может находиться в одном из трех состояний [16, 17]:

- 1 - «Дежурный прием»;
- 2 - «Прием сигнала»;
- 3 - «Постановка помехи».

Состояние «Прием» у станции РЭП означает детектирование приема информации, включающее определение факта передачи информации, установление режима работы передающей станции (сигнально-кодовой конст-

рукции), установление поэлементной синхронизации, установление цикловой синхронизации, определение пеленга на приемник.

Взаимодействие станций радиосвязи и станции РЭБ происходит в следующем порядке. Алгоритм функционирования вызывающей станции (ВС) [16, 17]:

1. Вызывающая станция постоянно находится в состоянии «Дежурный прием».

2. При возникновении потребности в передаче информации вызывающая станция из состояния «Дежурный прием» переходит в состояние «Ожидание передачи». В нем она пребывает некоторое время, необходимое для освобождения канала, ожидания времени начала временного слота данной радиостанции, времени задержки пакета перед передачей в соответствии с протоколом множественного доступа и прочее. Время пребывания ВС в состоянии «Ожидание передачи» определяется протоколом установления соединений в радиолинии и протоколом доступа в радиосети.

3. По окончании этого времени ВС переходит в состояние «ПРД-П» и посылает информационный пакет (кодограмму) или серию пакетов к ОС. Используется начальный (заранее оговоренный, дежурный) режим формирования пакетов. Вместе с информацией отвечающей станции передается служебная информация с рекомендациями режимов работы передатчика отвечающей станции.

4. Затем ВС переходит в состояние «Ожидание передачи».

5. Если в течение оговоренного протоколом передачи времени ВС получает квитанцию, то она переходит в состояние «ПРМ-К». в этом состоянии ВС корректирует режим своего функционирования по принятым из обратного канала квитанциям и далее возвращается в состояние «ДП». Эта рекомендация передается в следующем сеансе связи с данной ОР в служебных полях передаваемых информационных пакетов.

6. Если в течение оговоренного протоколом передачи времени ВС не получает квитанцию, то она переходит в состояние «Ожидание передачи», см. п. 2.

7. Конец алгоритма.

Алгоритм функционирования отвечающей станции [16, 17]:

1. Отвечающая станция постоянно находится в состоянии «ДП».

2. В случае перехода в состояние «ПРМ-П» она формирует квитанцию с информацией о факте приема пакета, оценке используемого режима обмена в прямом канале и рекомендации по его изменению.

3. Переходит в состояние «ПРД-К» и передает по обратному каналу квитанцию вызывающей радиостанции. Переход в п.1.

4. Конец алгоритма.

Алгоритм функционирования станции РЭП [16, 17]:

1. Станция РЭП постоянно находится в состоянии «ДП».

2. В случае перехода в состояние «ПРМ» она принимает решение о выборе режима постановки помех.

3. В случае принятия решения о постановке помехи радиолинии в данном сеансе, станция РЭП формирует сигнал помехи и передает его на приемник отвечающей станции. Переход в п. 1. В противном случае переход в п. 2.

4. Конец алгоритма.

Представленные в работах [16, 17] обобщенные алгоритмы должны модифицироваться в частные алгоритмы при моделировании взаимодействия конкретных систем радиосвязи и РЭП.

1.5.5.4 Формализованное описание системы в терминах теории стохастического управления без учета воздействия РЭП

Рассматриваемая система относится к классу стохастических [17, 18, 19]. Для оценки эффективности функционирования таких систем и синтеза в них динамического или статического управления корректно использовать аппарат теории случайных процессов. Наиболее общее описание систем дает аппарат теории полумарковских процессов (ПМП), представленный в работах [21, 22]. Он позволяет получить точные модели систем при использовании небольшого числа состояний, в то время как более развитый аппарат марковских процессов (МП) для увеличения точности (обеспечения адекватности) представления требует увеличения числа состояний в экспоненциальной прогрессии. Поэтому для общего описания системы в работах [16, 17] предложено использовать аппарат ПМП в непрерывном времени, где времена пребывания процесса в состояниях определяется в соответствии с данными таблицы 1.4 и рисунка 1.20. Для частных моделей может оказаться обоснованным и корректным вырождение ПМП в МП. В этом случае функционирование системы рассматривается в дискретном времени. Для упрощения модели длительность одного состояния положим равным времени, необходимому для успешной / неуспешной передачи информационного пакета / квитанции между радиостанциями.

Для пояснения принципов построения модели рассмотрим сначала радиолинию, функционирующую без учета влияния системы РЭП. В неё входят два объекта – вызывающая радиостанция (ВР) и отвечающая радиостанция (ОР). Каждый объект потенциально может находиться в одном из трех состояний, поэтому потенциальное количество состояний $5 \times 3 = 15$. Однако некоторые из этих состояний принципиально невозможны. Так, например, при отсутствии состояния «ПРД-П» у ВР невозможно состояние «ПРМ-П» у ОР.

Определим множество возможных (разрешенных) состояний. Перечень потенциальных и возможных состояний радиолинии приведен в таблице 1.5.

Данные таблицы 1.5 позволяет построить граф переходных состояний случайного процесса, приведенный на рисунке 1.21. Переходные вероятности имеют следующий физический смысл: P_{12} – вероятность возникновения по-

требности в передаче пакета у ВС, $P_{11}=1-P_{12}$, где P_{22} – вероятность задержки пакета перед передачей, P_{22} – вероятность неприема ОС передаваемого пакета, $P_{35}=P_{52}=1$, P_{24} – вероятность приема ОС передаваемого пакета, P_{45} – вероятность неприема ВС передаваемой ОС квитанции, $P_{26}=1$, P_{47} – вероятность приема ВС передаваемой ОС квитанции, $P_{71}=1$.

Таблица 1.5– Перечень потенциальных, разрешенных и редуцированных состояний

№ потенциального состояния	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
ВР	1	1	1	2	2	2	3	3	3	4	4	4	5	5	5
ОР	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
Признак разрешенного состояния	+	-	-	+	-	-	+	+	-	+	-	+	-	-	+
№ разрешенного состояния	1			2			3	4		5		6			7
№ состояния после редукции	1			2			2	3		2		2			3

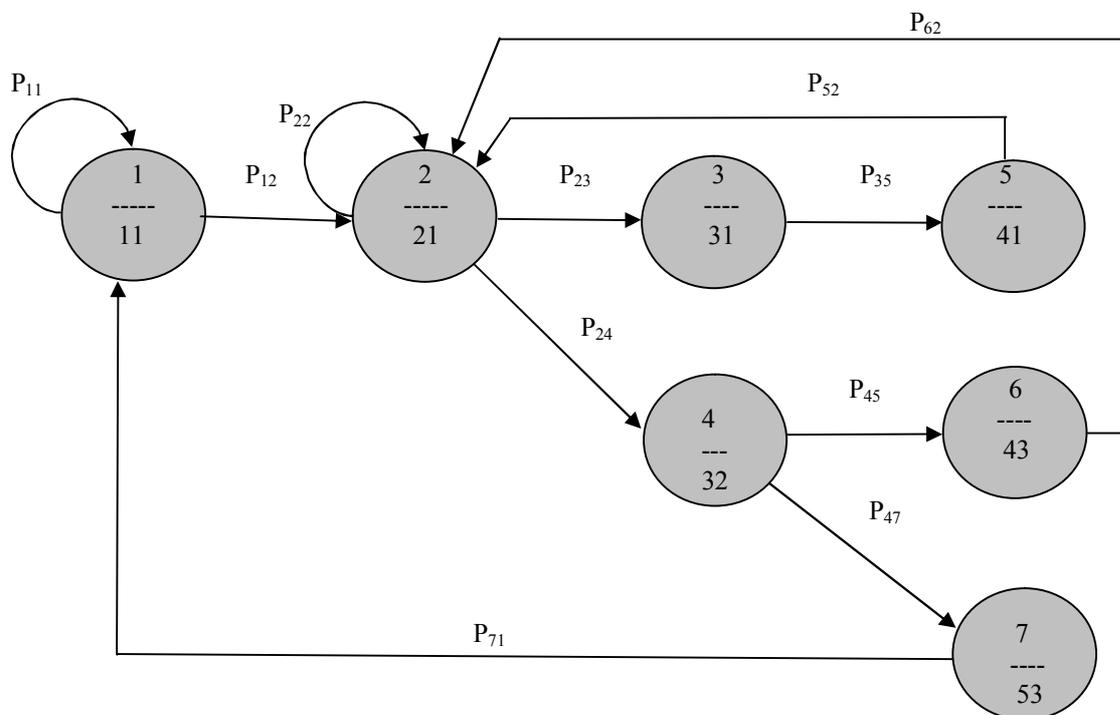


Рисунок 1.21 – Граф переходных состояний случайного процесса (без учета РЭП)

На представленном графе можно пояснить физический смысл эффективности функционирования рассматриваемой системы в терминах теории случайных процессов. При выборе в качестве оценки эффективности вероятностно-временных характеристик (ВВХ) доставки пакетов ее показателем будет вероятность перехода случайного процесса из состояния 1 в состояние 4 за требуемое время. При выборе в качестве показателя эффективности ВВХ

доставки квитанций актуальным для рассмотрения будет вероятность перехода случайного процесса из состояния 4 в состояние 5. При выборе в качестве показателя эффективности ВВХ доставки пакетов с подтверждением значимым показателем является вероятность перехода случайного процесса из состояния 1 в состояние 5 за требуемое время.

Отметим, что четыре состояния (см. таблицу 1.5) являются транзитными. Приход в них означает детерминированный переход в следующие состояния. Следовательно, граф переходных состояний случайного процесса, представленный на рисунке 1.21, можно редуцировать (упростить) исключением из него транзитных состояний. Редуцированный граф переходных состояний случайного процесса представлен на рисунке 1.22.

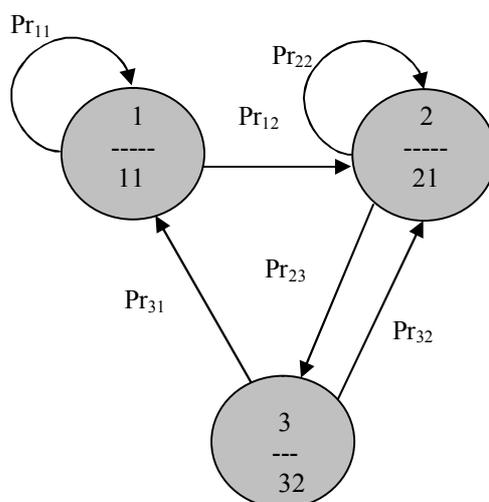


Рисунок 1.22 – Редуцированный граф переходных состояний случайного процесса (без учета РЭП)

Переходные вероятности в редуцированном графе (Pr – probability) определяются следующим образом:

$$\begin{aligned}
 Pr_{11} &= P_{11}, & Pr_{23} &= P_{24}, & Pr_{31} &= P_{47}, \\
 Pr_{12} &= P_{12}, & Pr_{22} &= P_{22} + P_{23}, & Pr_{32} &= P_{45}.
 \end{aligned}
 \tag{1.53}$$

Теперь ВВХ доставки пакетов определит вероятность перехода случайного процесса из состояния 1 в состояние 3 за требуемое время. Аналогично, ВВХ доставки квитанций определит вероятность перехода случайного процесса из состояния 3 в состояние 1, а ВВХ доставки пакетов с подтверждением определит вероятность возврата случайного процесса из состояния 1 в него же. Данные вероятности определяются известными соотношениями Колмогорова-Чепмена для марковских процессов и аналогичными уравнениями для полумарковских процессов.

Представленный граф является основой для строго описания ПМП функционирования радиолинии. Он определяется [16, 17]:

1. Вектором начальных вероятностей: $\vec{P}_n = (1, 0, 0)$. Функционирование процесса всегда начинается с первого состояния.

2. Матрицей переходных вероятностей: $P = \begin{vmatrix} Pr_{11} & Pr_{12} & 0 \\ 0 & Pr_{22} & Pr_{23} \\ Pr_{31} & Pr_{32} & 0 \end{vmatrix}$.

3. Плотностями распределений времен пребывания процесса в его состояниях в зависимости от предыдущего состояния:

$$\rho = \begin{vmatrix} \rho_{11}(t) & \rho_{12}(t) & 0 \\ 0 & \rho_{22}(t) & \rho_{23}(t) \\ \rho_{31}(t) & \rho_{32}(t) & 0 \end{vmatrix}.$$

Вероятности определяются из соотношений выражения (1.53), плотности распределения матрицы ρ - из частных алгоритмов взаимодействия радиостанций и РЭП, а также в соответствии с данными таблицы 1.4 и рисунка 1.5.

1.5.5.5 Формализованное описание рассматриваемой системы в терминах теории стохастического управления с учетом воздействия РЭП

Опишем систему по аналогии с п. 1.5.5.4. Потенциальное количество состояний системы $5 \times 3 \times 3 = 45$. Однако многие из этих состояний принципиально невозможны. Так, например, не может иметь место состояние «ПРМ» у станции РЭП при отсутствии состояний «ПРД-П (К)» у ВС (ОС).

Определим множество возможных (разрешенных) состояний у рассматриваемой системы передачи информации, полагая, что

1. Вероятность возникновения ложной синхронизации на входе приемников, как радиостанции, так и станции РЭП равна 0.

2. Вероятность имитации ложной кодограммы станцией РЭП на входе отвечающей станции также равна 0.

Перечень возможных и редуцированных состояний системы приведен в таблице 1.6. Для сокращения объема таблицы перечень потенциальных состояний не приводится. Для описания функционирования радиолинии в условиях РЭП достаточно описать процесс с 15 состояниями. Граф переходных состояний имеет вид, представленный на рисунке. 1.23.

Физический смысл переходных вероятностей на рисунке 1.23 понятен из их определения. Для оценки ВВХ доставки пакетов нас будет интересовать вероятность перехода случайного процесса из состояния 1 в множество состояний 6, 7, 8 за требуемое время. Для оценки ВВХ доставки квитанций нас будет интересовать вероятность перехода процесса из множества состоя-

ний 6, 7, 8 в состояние 1 за требуемое время. Для оценки ВВХ доставки пакетов с подтверждением нас будет интересовать вероятность возврата случайного процесса из состояния 1 в него же за требуемое время.

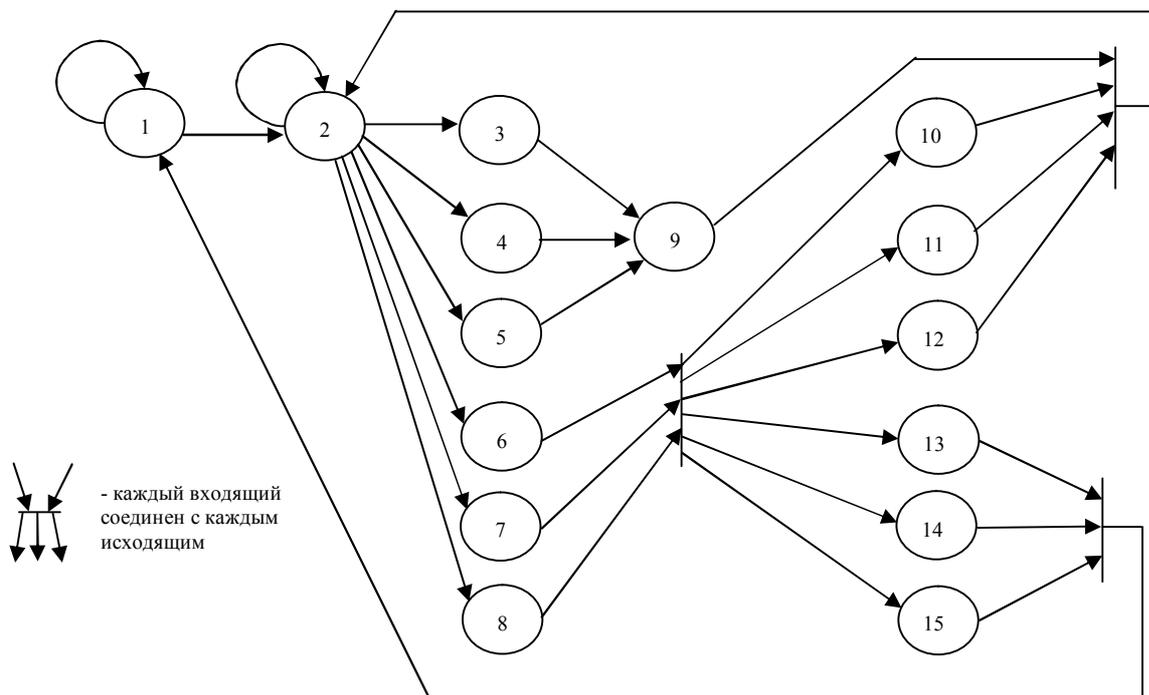


Рисунок 1.23 – Граф переходных состояний случайного процесса (с учетом РЭП)

Таблица 1.6 – Перечень возможных и редуцированных состояний системы

№ разрешенного состояния	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
ВС	1	2	3	3	3	3	3	3	4	4	4	4	5	5	5
ОС	1	1	1	1	1	2	2	2	1	3	3	3	3	3	3
РЭП	1	1	1	2	3	1	2	3	1	1	2	3	1	2	3
№ состояния после редукции	1	2	2	2	2	3	4	5	2	2	2	2	1	1	1

Как показывает таблица 1.6 рассматриваемый случайный процесс можно редуцировать. Редуцированный граф переходных состояний представлен на рисунке 1.24.

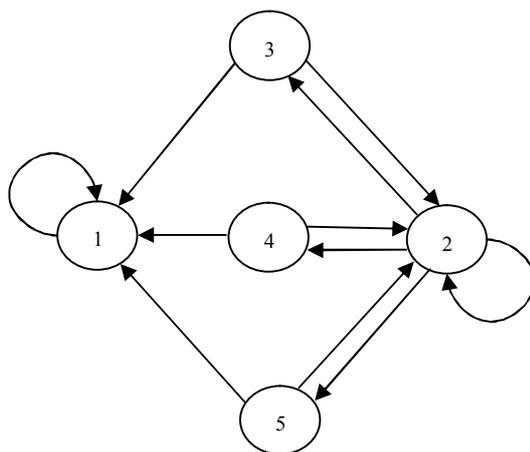


Рисунок 1.24 – Редуцированный граф переходных состояний случайного процесса (с учетом РЭП)

Переходные вероятности в редуцированном графе будут определяться в соответствии с рисунком 1.24 и таблицей 1.6:

$$\begin{aligned}
 Pr_{11} &= P_{11}, \\
 Pr_{12} &= P_{12}, \\
 Pr_{22} &= P_{22} + (P_{23} + P_{24} + P_{25}) + (P_{6.10} + P_{6.11} + P_{6.12}) + (P_{7.10} + P_{7.11} + P_{7.12}) + \\
 &+ (P_{8.10} + P_{8.11} + P_{8.12}), \\
 Pr_{23} &= P_{26}, \\
 Pr_{24} &= P_{27}, \\
 Pr_{25} &= P_{28}, \\
 Pr_{31} &= P_{6.13} + P_{6.14} + P_{6.15}, \\
 Pr_{32} &= P_{6.10} + P_{6.11} + P_{6.12}, \\
 Pr_{41} &= P_{7.13} + P_{7.14} + P_{7.15}, \\
 Pr_{42} &= P_{7.10} + P_{7.11} + P_{7.12}, \\
 Pr_{51} &= P_{8.13} + P_{8.14} + P_{8.15}, \\
 Pr_{52} &= P_{8.10} + P_{8.11} + P_{8.12}.
 \end{aligned} \tag{1.54}$$

Представленный граф является основой для строго описания ПМП функционирования радиолинии. Он определяется [21, 22]:

1. Вектором начальных вероятностей: $\vec{P}_n = (1, 0, 0, 0, 0)$. Функционирование процесса всегда начинается с первого состояния.
2. Плотностями распределений времен пребывания процесса в его состояниях в зависимости от предыдущего состояния:

$$\rho = \begin{vmatrix} \rho_{11}(t) & \rho_{12}(t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_{22}(t) & \rho_{23}(t) & \rho_{24}(t) & \rho_{25}(t) \\ \rho_{31}(t) & \rho_{32}(t) & 0 & 0 & 0 \\ \rho_{42}(t) & \rho_{42}(t) & 0 & 0 & 0 \\ \rho_{51}(t) & \rho_{52}(t) & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \tag{1.55}$$

$$3. \text{ Матрицей переходных вероятностей: } P = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & P_{22} & P_{23} & P_{24} & P_{25} \\ P_{31} & P_{32} & 0 & 0 & 0 \\ P_{42} & P_{42} & 0 & 0 & 0 \\ P_{51} & P_{52} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.56)$$

Вероятности определяются из соотношений (1.54), плотности распределения матрицы ρ - из частных алгоритмов взаимодействия радиостанций и РЭП, а также в соответствии с данными таблицы 1.4 и рисунком 1.24.

Таким образом, как показано в работах Путилина А.Н. [16, 17] Для построения математической модели конкретной радиолинии, функционирующей в условиях радиоэлектронного подавления, необходимо:

1. В зависимости от

- вектора параметров, описывающих рассматриваемую систему передачи информации,
 - вектора управляемых параметров системы передачи информации,
 - вектора параметров, задающего режим станции подавления,
- необходимо определить исходные данные для описания процесса функционирования рассматриваемой системы как полумарковского процесса.

2. Определить зависимость для расчета показателя эффективности, используя расчетные соотношения теории полумарковских процессов.

3. Методами теории игр определить оптимальные стратегии игроков, обеспечивающие им гарантированный выигрыш, а также значение показателя эффективности функционирования при выборе этих стратегий.

Порядок решения второй и третьей задач определен указанными математическими аппаратами.

Для решения первой задачи произведено определение параметров и зависимостей, описывающих модель взаимодействия радиолинии и станции РЭП [16, 17]:

1. Дано описание обобщенного алгоритма взаимодействия линии радиосвязи и станции РЭП.

2. Изложено формализованное описание рассматриваемой системы в терминах теории полумарковских процессов как без учета воздействия РЭП, так и с учетом такого воздействия.

3. Обоснована редукция сложности полученных формализованных описаний путем сокращения числа состояний описываемого случайного процесса на основе объединения некоторых состояний в одно.

Полученные результаты являются исходными данными для методики расчета эффективности функционирования радиолиний в условиях РЭП и для решения задачи оптимизации выбора оптимальных режимов функционирования радиолинии в условиях РЭП.

Для написания частной методики расчета эффективности функционирования радиолинии в условиях РЭП и решения задачи оптимизации алгоритма её функционирования необходимо [16, 17]:

- конкретизировать значения составляющих циклов управления, области определения которых приведены в таблице 1.4;
- определить характеристики ПМП в соотношениях (1.55) и (1.56);
- используя аналоги уравнений Колмогорова-Чепмена для полумарковских процессов определить уравнение для показателя эффективности рассматриваемой системы;
- методами теории игр определить оптимальные стратегии игроков и значение гарантированной эффективности функционирования рассматриваемой системы передачи информации.

1.6 Классификация и краткая характеристика помех

Системы военной связи являются сложными, интегральными структурами представляющими собой основу системы военного управления (рисунок 1.25) [23, 24], на которую воздействует целый комплекс деструктивно разрушающих факторов (рисунок 1.26) [23] которые, являются следствием функционирования системы связи в условиях ведения боевых действий.

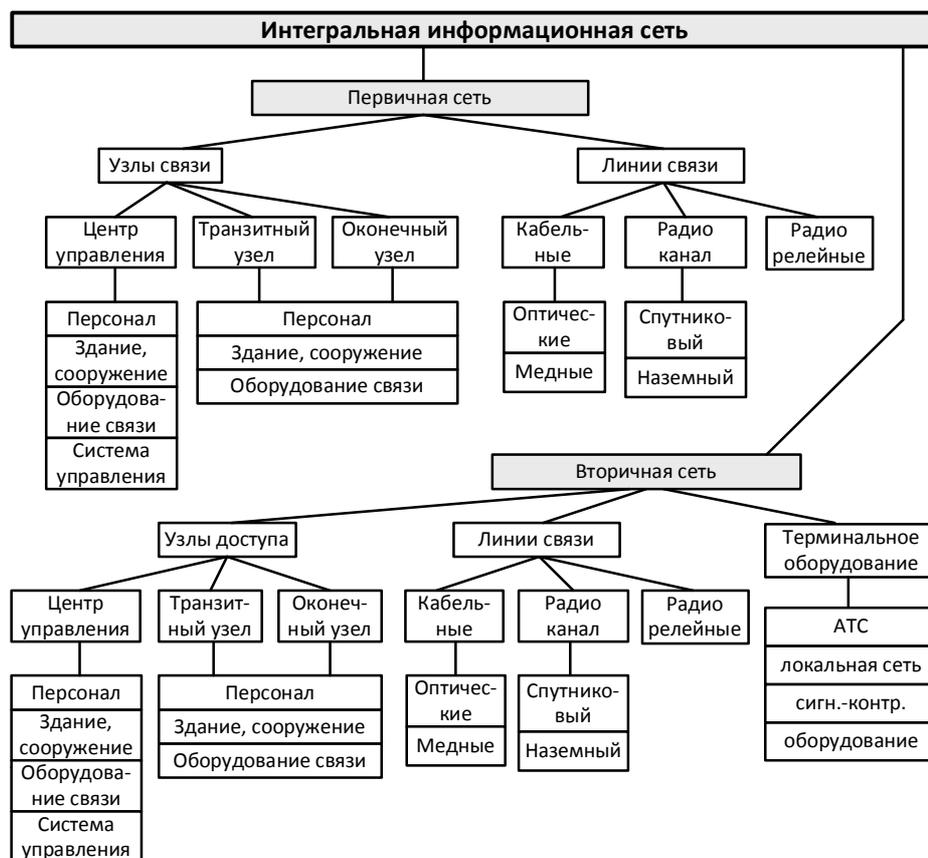


Рисунок 1.25 – Элементы интегральной системы связи военного назначения

Основным видом преднамеренного (искусственного) воздействия на систему связи при ведении боевых действия является применение обычного и высокоточного оружия по элементам интегральной сети связи (узлам, центрам ретрансляции и т.д.), а так же применение средств РЭБ(П) для подавления линий радиосвязи противника с целью дезорганизации его системы управления и информационного обеспечения. При этом именно воздействие средств РЭБ(П) является высокоэффективным, но минимально затратным (с точки зрения расхода материальных ресурсов) способом противодействия системе управления противника.

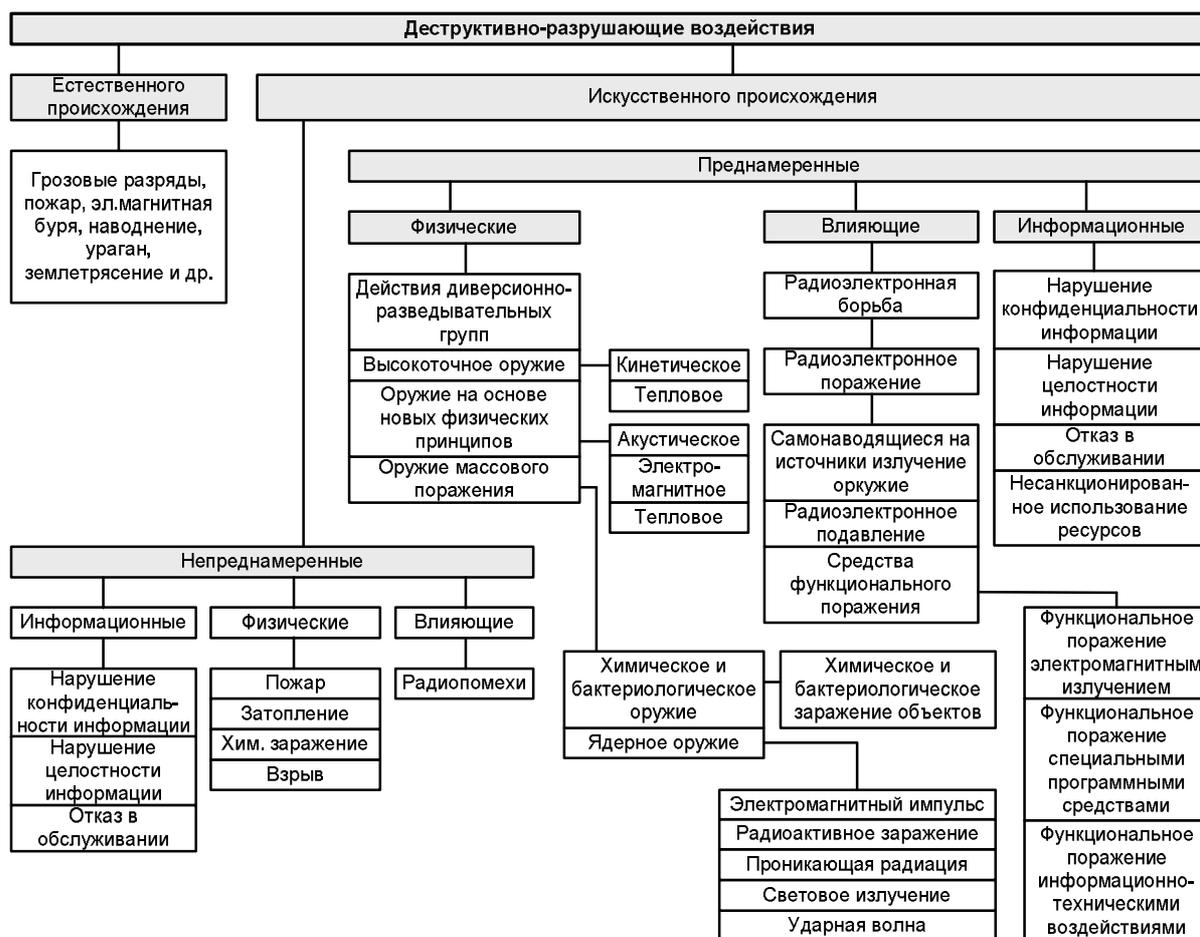


Рисунок 1.26 - Классификация деструктивно-разрушающих воздействий на системы связи военного назначения в соответствии с работой [23]

Организованные радиопомехи создаются преднамеренными действиями противоборствующих сторон в целях снижения эффективности функционирования РЭС противника. Для их создания применяются специальные средства и устройства (станции и передатчики радиопомех, дипольные, угольные и линзовые отражатели, радиолокационные и ИК-ловушки и др.). Создание помех возможно также преднамеренным воздействием на среду пространства электромагнитной энергии, излучаемой или принимаемой РЭС

или ОЭС. В результате воздействия на среду могут возникать искусственные локальные или протяженные образования (например, искусственные ионизированные области в атмосфере), параметры которых отличаются от параметров окружающей среды распространения ЭМИ от источника к приемному устройству.

Создание радиопомех является одним из основных способов подавления РЭС и ОЭС, так как независимо от назначения и типа приемные устройства подвержены (при соблюдении определенных условий) воздействию электромагнитных излучений - помеховых сигналов.

Организованные радиопомехи можно классифицировать по [25]:

- способу формирования;
- конечному результату (эффекту) воздействия на РЭС;
- соотношению ширины спектра помехового сигнала и полосы пропускания подавляемого канала РЭС;
- классам и назначению подавляемых РЭС;
- способам создания и т. д.

В зависимости от способа формирования (образования) организованные радиопомехи могут быть [25]:

- активными;
- пассивными;
- комбинированными (активно-пассивными).

Активные организованные радиопомехи создаются специальными передатчиками или станциями радиопомех, излучающими помеховые сигналы той или иной структуры.

По структуре (закону изменения параметров во времени) помеховые сигналы могут быть [25]:

- детерминированными (неслучайными) или случайными;
- непрерывными или импульсными;
- немодулированными или модулированными.

Детерминированные помеховые сигналы - сигналы, описываемые определенной функцией времени. Это, например, непрерывные немодулированные высокочастотные синусоидальные колебания, непрерывные синусоидальные колебания, модулированные по амплитуде синусоидальным колебанием.

Случайные помеховые сигналы - параметры которых (или хотя бы один из параметров) изменяются во времени случайным образом, т. е. являются случайными функциями времени. Примером служат шумовые помеховые сигналы.

Непрерывные помеховые сигналы - это высокочастотные детерминированные или случайные колебания, непрерывно изменяющиеся во времени.

Импульсные помеховые сигналы представляют собой прерывистые во времени последовательности высокочастотных колебаний.

Параметры непрерывных (амплитуда, частота, фаза) и импульсных (амплитуда, длительность импульсов, временное положение относительно импульсов полезных сигналов) могут изменяться преднамеренно во времени по детерминированному или случайному закону в соответствии с законом изменения параметров модулирующего колебания. В этом случае помеховые сигналы называют *модулированными*.

Непрерывные модулированные помеховые сигналы в зависимости от модулируемого параметра подразделяют на амплитудно, частотно и фазомодулированные сигналы. Импульсные помеховые сигналы, параметры которых изменяются во времени по случайному закону, называют *хаотическими импульсными помеховыми сигналами*.

Выбор структуры помехового сигнала (при формировании в передатчиках или станциях помех, при организации РЭП) зависит от структуры построения приемного устройства и структуры полезного сигнала подавляемого РЭС, от требуемого (заданного) эффекта воздействия помехового сигнала (подавление полезного сигнала, маскировка полезного сигнала или его имитация и др.).

Активные радиопомехи используются для подавления всех без исключения РЭС.

Пассивные организованные радиопомехи возникают вследствие отражения (рассеяния) электромагнитной энергии, излучаемой РЭС, от искусственно (преднамеренно) создаваемых образований (облаков или протяженных полос дипольных отражателей, уголковых или линзовых отражателей, аэрозолей и др.). Помеховый сигнал, возникающий за счет отражения, чаще всего является случайным. Так, при отражении от облака дипольных отражателей результирующий помеховый сигнал, воздействующий на подавляемое РЭС, представляет собой сумму элементарных сигналов, отраженных каждым из диполей искусственного образования, попавшим в поле зрения диаграммы направленности антенны подавляемого РЭС. Во всех практически возможных ситуациях искусственное образование в целом и каждый отражатель в отдельности перемещаются случайным образом относительно друг друга. За счет изменения пространственного положения амплитуды, фазы и частоты (доплеровские приращения частот) элементарных сигналов изменяются во времени по случайному закону. Случайным будет и результирующий помеховый сигнал, воздействующий на РЭС.

Структура (параметры) помехового сигнала, воздействующего на подавляемые РЭС, будет определяться структурой полезного сигнала РЭС, взаимным пространственным положением подавляемого РЭС, количеством элементарных отражателей, попавших в поле зрения диаграммы направленности антенны подавляемого РЭС.

Пассивные радиопомехи применяются для подавления радио- и оптико-локационных средств. При создании пассивных радиопомех могут решаться задачи маскировки или имитации сигналов.

Комбинированные (активно-пассивные) организованные радиопомехи образуются за счет отражения (рассеяния) электромагнитной энергии, излучаемой станцией радиопомех в направлении искусственного или естественного образования.

Структура помехового сигнала, воздействующего на подавляемое РЭС, определяется в этом случае структурой помехового сигнала станции помех, параметрами отражающего образования, взаимным пространственным положением источника облучения (станции помех), облучаемого образования и подавляемого РЭС, скоростью изменения взаимного пространственного положения и другими факторами.

В зависимости от конечного результата воздействия на РЭС активные и пассивные радиопомехи разделяются на:

- маскирующие;
- имитирующие.

Маскирующие радиопомехи (маскирующие помеховые сигналы) создают на входе приемного устройства подавляемого РЭС мешающий фон (в дополнение к фону, образованному внутренними шумами приемника), который исключает или затрудняет получение полезной информации. Структура результирующего сигнала, действующего на входе приемника РЭС, может в значительной степени отличаться от структуры принимаемого полезного сигнала.

Маскирование может осуществляться:

- по параметрам полезного сигнала (амплитуде, несущей частоте, фазе, спектру);
- по параметрам местоположения дислоцируемого объекта (угловым координатам, дальности);
- по радиальной скорости движения (доплеровскому приращению частоты сигнала) и т. д.

В результате маскирования ухудшаются характеристики обнаружения (снижается вероятность правильного обнаружения или повышается вероятность ложной тревоги), ухудшается разрешающая способность и точность определения параметров положения дислоцируемых объектов, затрудняется выделение передаваемых сообщений (команд) в линиях радиосвязи и телеуправления, увеличиваются ошибки определения параметров сигналов разведываемых РЭС, вносятся ошибки или происходит срыв автоматического сопровождения цели (по направлению, дальности, скорости).

Эффективность маскирующих радиопомех зависит от частотной и временной структуры помехового и полезного сигналов и их энергетического соотношения на входе приемника подавляемого РЭС.

В качестве активных маскирующих радиопомех используются преимущественно непрерывные шумовые сигналы. Пассивные маскирующие радиопомехи создаются искусственными образованиями большой протяженности.

Имитирующие радиопомехи вносят ложную информацию при приеме и обработке сигналов, принимаемых РЭС. Значения параметров имитирующего помехового сигнала (поляризация, несущая частота амплитуды, вид модуляции и др.) обычно близки к значениям параметров полезных сигналов, используемых в РЭС для получения полезной информации. Имитирующие радиопомехи используются при радиоэлектронном подавлении РЭС связи, командных радиополос управления.

В зависимости от соотношения ширины спектра радиопомехи и полосы пропускания подавляемого канала РЭС радиопомехи подразделяются на:

- прицельные;
- заградительные.

Прицельными и заградительными радиопомехи могут быть по несущей частоте, по частоте модуляции несущего колебания (например, по частоте сканирования), по доплеровской частоте.

Прицельные радиопомехи по частоте характерны тем, что ширина их спектра соизмерима с шириной полосы пропускания подавляемого канала РЭС (при условии, что средняя частота, помехового сигнала примерно равна резонансной частоте подавляемого канала). Так, прицельные радиопомехи по несущей частоте имеют ширину спектра, соизмеримую с шириной спектра полезного сигнала (шириной полосы пропускания приемника) подавляемого РЭС, а прицельные по доплеровскому приращению частоты отраженного сигнала - с шириной полосы пропускания узкополосного фильтра.

Заградительные радиопомехи имеют ширину спектра, существенно (в 10 и более раз) превышающую полосу пропускания подавляемого канала РЭС. При применении заградительных радиопомех имеется возможность одновременного подавления однотипных РЭС, работающих на близких несущих частотах (радиопомехи, заградительные по несущей частоте), или подавления соответствующих каналов РЭС при отсутствии точных данных об их параметрах (радиопомехи, заградительные по частоте сканирования, по доплеровскому приращению частоты).

При равных мощностях передатчиков радиопомех эффективность создания заградительных по частоте радиопомех ниже эффективности прицельных, так как спектральная плотность последних выше. Это означает, что при создании прицельных радиопомех обеспечивается более высокое отношение мощности помехового сигнала к мощности полезного сигнала на выходе приемника РЭС и тем самым больший мешающий эффект воздействия.

Прицельными и заградительными радиопомехи могут быть и по другим параметрам: по направлению, дальности, поляризации, коду, длительности и периоду следования импульсов.

Радиопомехи можно классифицировать также по классам и назначению подавляемых РЭС или подавляемых каналов РЭС:

- помехи радио- и оптико-электронным средствам связи, навигации, локализации, управления объектами;

- радиопомехи РЛС, работающим в режиме обзора или автоматического сопровождения цели и т.д.

Виды помеховых сигналов при подавлении РЭС различных классов и назначения, различных каналов отдельного РЭС могут быть существенно разными. Для подавления РЭС конкретного класса, назначения и типа с требуемой эффективностью зачастую необходимы не только определенные значения энергии помехового сигнала, но и определенная его структура, минимально необходимое количество источников помех и определенное пространственное положение относительно подавляемого средства, т. е. определенный способ создания радиопомех.

Способ создания радиопомех (способ применения средств создания радиопомех) предусматривает применение таких видов помеховых сигналов (шумовых, непрерывных, детерминированных, случайных, модулированных по амплитуде, частоте и т. д.), а также действий (или последовательности действий), в результате которых обеспечивается требуемое снижение эффективности функционирования РЭС.

Современные устройства формирования преднамеренных помех обладают небольшими массогабаритными свойствами и могут излучать в нужном режиме и с требуемой мощностью в автоматическом или полуавтоматическом режиме любую из приведенных в таблице 1.7 помеху [54].

Таблица 1.7 – Классификация преднамеренных помех

По подавляемой полосе частот				
Прицельные	Скользящие	Гребенчатые	Заградительные	
По амплитудно-временной огибающей				
Модулированные (ч.сл. - имитационные)			Немодулированные	
По амплитуде	По частоте	По фазе	Синусоидальные	Шумовые
По способу излучения				
Непрерывные			Импульсные	

Общая классификация помех приведена на рисунке 1.27.

Способ создания помех выбирается с учетом структуры и принципа функционирования подавляемого средства или системы. Влияние помех на эффективность функционирования РЭС вынуждает противоборствующие стороны принимать меры, направленные, с одной стороны, на обеспечение устойчивого функционирования собственных РЭС в условиях радиопомех и, с другой стороны, на снижение эффективности функционирования РЭС противника путем создания радиопомех. При этом противоборствующие сторо-

ны стремятся применять радиопомехи в максимально возможной степени обеспечивающие снижение эффективности РЭС противника.

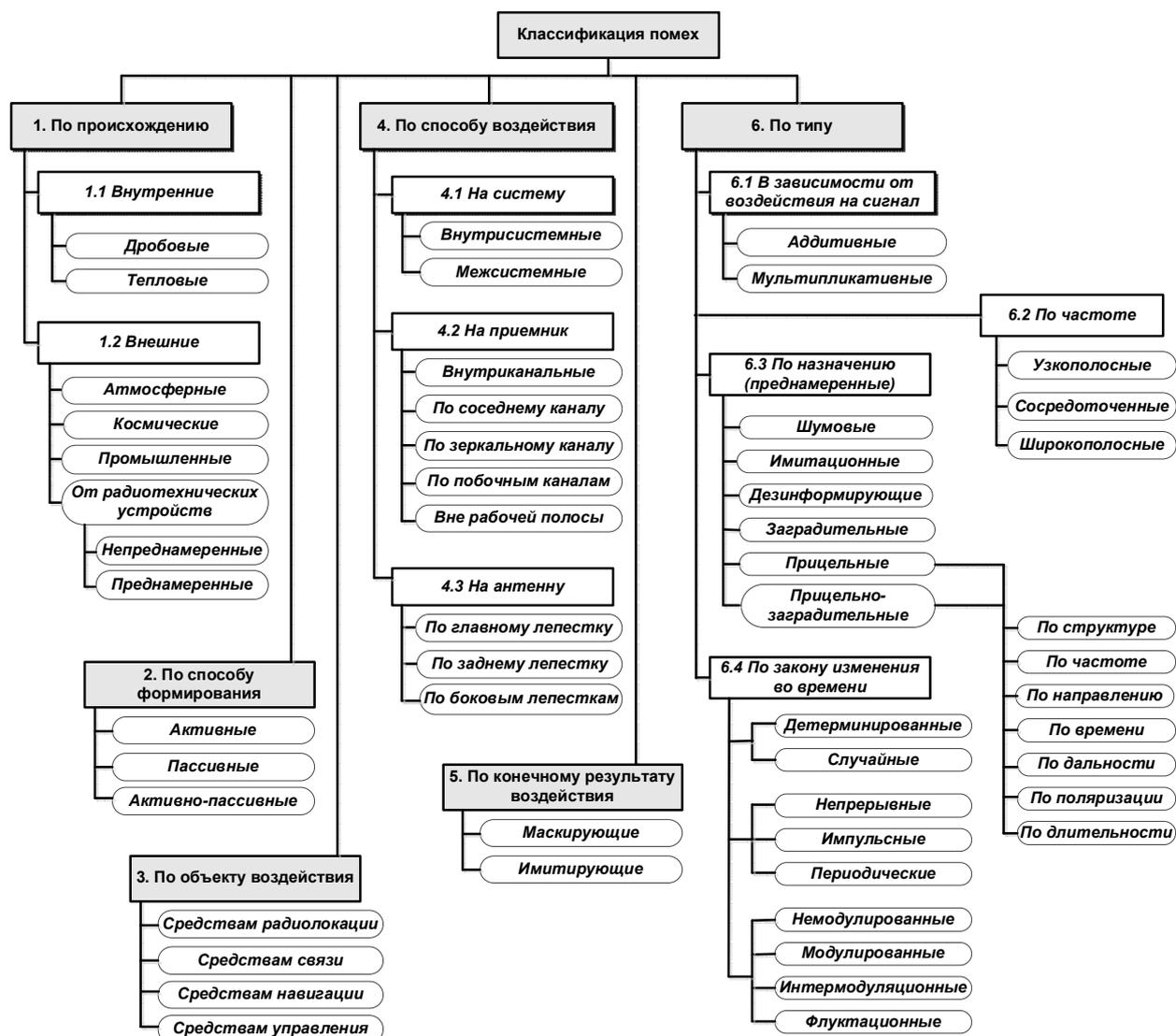


Рисунок 1.27 – Общая классификация помех

Для подавления СРС с расширением спектра, в частности СРС с ППРЧ могут применяться различные виды организованных помех. Основными видами помех, которые сравнительно просто реализуются в системах РЭП, являются (рисунок 1.28):

- шумовая заградительная помеха;
- шумовая помеха в части полосы;
- полигармоническая помеха;
- ответная (ретранслированная) помеха.

Виды помех реализуются в соответствующих станциях помех. Все многообразие вариантов СП определяется в основном путями, которыми их разработчики стремятся сконцентрировать ограниченную мощность пере-

датчиков в определенных частотных диапазонах, временных интервалах и пространственных секторах.

Наиболее универсальной и устойчивой к различным способам помехоустойчивости, применяемым в СРС, является шумовая заградительная помеха (рисунок 1.28,а), модель которой представляет собой ограниченный по полосе АБГШ со спектральной плотностью мощности G_j :

$$G_j = P_j / W_s.$$

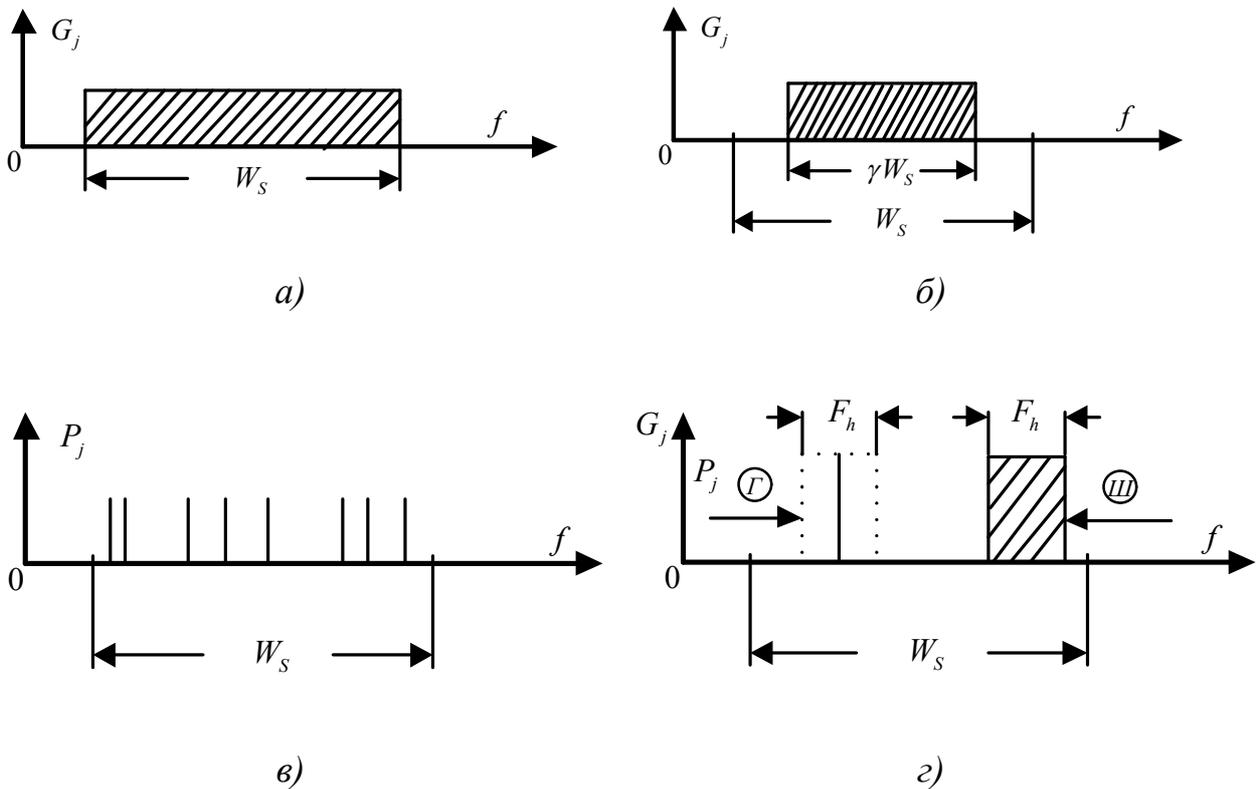


Рисунок 1.28 – Основные виды помех, воздействующих на системы связи с ППРЧ

Заградительная помеха должна перекрывать частотный диапазон СРС и при соответствующей мощности СП в состоянии подавить СРС при любых способах перестройки частоты. В виду значительного частотного диапазона СРС с ППРЧ мощность передатчика помех должна быть достаточно большой. В связи с этим СП заградительного вида представляет большую опасность с точки зрения обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) для других радиоэлектронных средств, работающих в том же диапазоне частот. При этом сама СП становится радиозаметной и, в силу этого, уязвимой целью для самонаводящихся по радиоизлучению ракет [1].

Отмеченные недостатки сужают возможности применения СП заградительного вида, особенно в группировках РЭС. Вместе с тем, в некоторых особых оперативно-тактических ситуациях может потребоваться применение заградительных помех.

Мощность шумовой помехи может быть использована более эффективно за счет сосредоточения ее в ограниченной полосе частот, значительно меньшей, чем диапазон частот СРС с ППРЧ. Такую помеху принято называть шумовой помехой в части полосы (сосредоточенной по спектру помехой, помехой с частичным перекрытием спектра сигналов СРС) - рисунок 1.28,б. Спектральная плотность мощности шумовой помехи в части полосы G может быть представлена в виде двух уровней:

$$G_j = \begin{cases} P_j / (\gamma W_s); & \text{в полосе } (\gamma W_s) \\ 0; & \text{в полосе } (1 - \gamma) W_s \end{cases}$$

где γ - коэффициент, характеризующий часть полосы, занимаемую помехой, $0 < \gamma < 1$.

Спектральная плотность мощности шумовой помехи в части полосы возрастает в $1/\gamma$ раз по сравнению со спектральной плотностью мощности шумовой заградительной помехи. Станция шумовых помех с равномерно распределенной мощностью в пределах полосы γW_s подавляет частотные элементы сигнала с ППРЧ с вероятностью γ . Вероятность того, что эти же частотные элементы сигнала с ППРЧ не подавляются помехой равна $(1 - \gamma)$.

В работе [26] рассматриваются возможности трехуровневой шумовой помехи, спектральная плотность мощности которой

$$G_j = \begin{cases} P_{j1} / (\gamma_1 W_s); & \text{в полосе } (\gamma_1 W_s) \\ P_{j2} / (\gamma_2 W_s); & \text{в полосе } (\gamma_2 W_s) \\ 0; & \text{в полосе } (1 - \gamma_1 - \gamma_2) W_s \end{cases}$$

где P_{j1} , P_{j2} мощность помехи большего и меньшего уровней, соответственно; за счет выбора значений P_{j1} и $P_{j2} = P_j - P_{j1}$ такая помеха имеет дополнительную степень свободы.

Трехуровневая помеха является эффективной для схем приема, сигналов с тестом порога отношения сигналов, соответствующих символам 1 и 0, и стиранием символов, подверженных воздействию помех [1].

С целью повышения эффективности СП спектр шумовой помехи в части полосы целесообразно скачкообразно по случайному закону перемещать по всему диапазону частот, занимаемому СРС с ППРЧ. При данной модели помехи для любого отношения сигнал-помеха P_s/P_j имеет место оптимальное значение γ_{opt} соответствующее максимальному значению подавляемой полосы частот при которой помехоустойчивость СРС будет минимальной. Помеха с такими параметрами является наилучшей для СРС. С целью текущей оптимизации ширины спектра помехи в части полосы и мощности помехи в СП

необходимо иметь станцию РТР для измерения параметров сигналов подавляемых СРС.

Для СРС с ППРЧ эффективной помехой при определенных условиях является полигармоническая помеха (многотональная помеха), представляющая собой набор из l немодулированных гармонических колебаний равной мощности, распределенных по диапазону частот W_S в соответствии с заданной постановщиком помех стратегией рисунок 1.28, в.

$$J(t) = \sum_{i=1}^l \sqrt{\frac{2P_{\text{общ}}}{l}} \cos(\omega_{ji}t + \varphi_{ji}).$$

Для создания эффективной полигармонической помехи требуется достаточно точное наведение узкополосных помех на центральные частоты каналов СРС с ППРЧ, а также обеспечение на входе i -го канала приемника СРС определенного соотношения мощности помехи P_i и мощности сигнала P_s :

$$\frac{P_j}{l} = \frac{P_s}{\alpha},$$

где α - некоторое положительное число (параметр распределения мощности), выбираемое постановщиком помех в соответствии с заданной стратегией таким образом, чтобы оптимизировать эффективность помехи.

Заметим, что эффективность гармонической помехи, действующей в том же канале, в котором находится и сигнал, зависит от разности фаз между помехой и сигналом. При неблагоприятных фазовых соотношениях и равенстве $P_j = P_s$ помеха может полностью подавить полезный сигнал.

Средняя мощность передатчика полигармонической помехи в случае равномерного распределения узкополосных помех по всем частотным каналам диапазона СРС должна быть в M_f раз больше мощности полезного сигнала. Таков энергетический выигрыш СРС с ППРЧ при воздействии на нее полигармонической помехи. В простейшей одноканальной СРС с ППРЧ доля частотных каналов, пораженных полигармонической помехой $1/M_f$. В этом случае одна гармоническая помеха при воздействии на СРС с ППРЧ, имеющей, например 10^3 каналов, может привести к появлению ошибки с вероятностью 10^{-3} , что явно недопустимо при цифровой передаче информации [1].

Такие простейшие СРС не могут использоваться в условиях РЭП и требуется разработка более помехоустойчивых СРС.

2 АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОТЕНЦИАЛЬНОГО ПРОТИВНИКА ПО ВЕДЕНИЮ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОЭЛЕКТРОННОМУ ПОДАВЛЕНИЮ

2.1 Анализ разведзащищенности сетей пакетной радиосвязи

Ведение противником интенсивной радио- и радиотехнической разведки (РРТР) направлено на своевременное вскрытие противостоящей группировки, ее дислокации и боевых возможностей. Данные РРТР позволяют осуществить целенаправленное планирование войск, подготовку и эффективное применение средств радиоэлектронной борьбы в интересах подавления средств связи, и как следствие, разрушение функционирования системы управления воинскими подразделениями и формированиями.

Проблемы разведзащищенности обусловлены, как особо высокими оперативно-техническими возможностями современных видов (наземных, подземных, морских, воздушных, космических) и средств (радио-, фото-, телевизионной-, радиолокационной-, и т.п.) технической разведки, так и ограниченными возможностями военных сетей связи по защите от них.

Так, например, современные системы РРТР способны обнаруживать работу источников радиоизлучений в диапазонах частот до 20 – 25 ГГц и с расстояний 300 – 500 км (в т.ч. и сигналов от ИСЗ), если выходные (эффективные) мощности передатчиков РС превышают несколько десятков ватт [52].

Основные проблемы защиты существующих линий связи от всех видов технической разведки обусловлены следующими факторами [27]:

- значительными линейными размерами большей части применяемых в составе линий связи военной системы космической связи (ВСКС) (напр. линейные размеры мобильных аппаратных связи достигают значений $L > 3-5$ м., антенных устройств и сооружений связи $L > 10-20$ м., технических зданий стационарных узлов связи $L > 30-50$ м и пр.);

- жестким (нормативным, принятом еще в СССР) закреплением выделенных для военных радиолиний частотных диапазонов и их дополнительным перераспределением (уже в рамках военного ведомства) под вполне определенные типы радиосредств (радиорелейные, тропосферные, спутниковые и пр.);

- значительным числом разведпризнаков, содержащихся в излучаемых радиосигналах (по видам модуляции, числу каналов связи, стабильности несущих частот и пр.);

- преимущественным использованием в отечественной военной связи частотных диапазонов, электромагнитно доступных для современных средств радиоразведки ($F < 10-20$ ГГц);

- значительными мощностями радиоизлучений. Например, типовые значения эффективной мощности передатчиков ($P_{\text{прд эф}} = P_{\text{прд}} G_A$, где G_A - коэффициент усиления антенны), состоящих на вооружении РС, находятся в следующих пределах: от 10^2 - 10^4 Вт для средств декаметрового (ДКМ) и метрового (МВ) радиосвязи, до 10^4 - 10^8 Вт для средств тропосферной (ТРС) и спутниковой связи (ССС);

- значительными уровнями инфракрасного (теплого) излучения большей части используемых в составе пакетных систем связи (ПСС) технических средств (энергетические затраты у многих типов РРС, ТРС, ССС и пр. ныне достигают единиц - десятков киловатт);

- широким использованием в линиях (сетях) каналов связи (напр. каналов служебной связи), переговоры по которым ведутся исключительно в открытом режиме. В рамках всех видов разведки последнему фактору принадлежит особая роль, поскольку позволяет противостоящей стороне по содержанию ведущихся переговоров оценивать эффективность применения средств противодействия военной связи.

Анализ вопросов методологии ведения РРТР средств радиосвязи рассмотренные в работах [28, 29, 30, 31, 32] показывает, что современный научно-методический аппарат поддержки способов проведения РРТР позволяет решать задачи:

- обнаружения и выделение сигналов РЭС (в том числе ШПС, СШПС и ППРЧ) в сложной электромагнитной обстановке;

- определения параметров сигналов (энергетических, поляризационных, временных, частотных), а также направления и пространственную ориентацию средств РЭС;

- определения информационных параметров сигналов РЭС;

- фильтрацию аномальных случаев обнаружения и анализа сигналов;

- накопления и обработку сигнального пространства в интересах вскрытия структуры системы радиосвязи, а так же вскрытия служебной и информационной частей передаваемых сообщений.

Вместе с тем основная часть работ по РРТР [60, 61, 62, 63, 64] направлена на обнаружение, вскрытие параметров сигналов и линий радиосвязи (ЛРС), а также их анализ. Однако в последнее время наметилась тенденция объединения множества абонентов в сети радиосвязи со смешанной топологией.

Сеть радиосвязи связи (СРС) образованная множеством связных ЛРС и каналов связи (КС) множественного доступа обладают рядом особенностей, которые надо учитывать при ведении сначала РРТР, а впоследствии и РЭП. Концептуальное отличие ведения РРТР в отношении СРС заключается в необходимости вскрытия вероятностно-временных характеристик не отдельных сигналов, а сообщений (пакетов). Решение данной задачи требует первоначального накопления данных о сигнальном пространстве СРС, анализа направлений передачи, вскрытия структуры сети и параметров сообщений, пе-

редаваемых по сети. Современные СРС как правило развертываются в УКВ диапазоне, что позволяет осуществить высокоскоростной обмен данными в пределах прямой видимости.

Пакетные УКВ радиосети (ПРС) с точки зрения анализа разведзащищенности обладают следующими оперативно - техническими особенностями [33]:

- установки пакетной радиосети (УПР) имеют интерактивный (случайный) трафик излучения коротких пакетов с интенсивностью 0,1-1 пакетов за окно передачи одного абонента, в режиме случайного многостанционного доступа (СМД) к выделенному для сети частотному каналу [34];

- для передачи в режиме организации помехозащищенной связи используются невысокие скорости передачи: 1,2; 9,6; 16; 19,2 Кбит/с;

- выходная мощность абонентов в сети пакетной радиосвязи составляет от 100 до 1000 Вт, антенны - высотой до 25 м с круговой диаграммой направленности;

- доставка информации осуществляется по маршруту, определяемому радиодоступностью станций и загрузкой транзитных станций с промежуточной задержкой пакетов.

По условиям распространения УКВ радиоволн наиболее вероятным является ведение воздушной и космической РРТР. Максимальное время проведения составляет не более 4 часов. При высоте полета воздушных постов разведки 8-10 км условия прямой видимости абонентов ПРС выполняются на удаленностях до 400 км. Такое взаимное размещение наземной сети и постов разведки позволяет противнику осуществлять прием сигналов, излучаемых одновременно станциями сети в районе дислокации. Очевидно, что ввиду применения в ПРС режима случайного доступа к моноканалу, на входе приемника средства РРТР в диапазоне рабочих частот ПРС будут наблюдаться налагающиеся во времени сигналы. Распознавание таких сигналов, на основании теории потоков, возможно методами частотно-временной селекции, с использованием оптимального энергетического приемника, работающего по критерию Неймана-Пирсона [33].

Разведзащищенность функционирования ПРС может быть оценена с помощью частных вероятностно-временных и обобщенных показателей по методике, приведенной в работе [33]. Данная методика позволяет учитывать частные вероятностно-временные и обобщенные показатели, что отличает ее от аналогов [35], основанных на теоретико-игровой оптимизации стратегий источников помех с ограниченной мощностью и средств пакетных радиосетей.

К частным показателям разведзащищенности относятся [33]:

- вероятность правильного энергетического обнаружения сигнала ($P_{ПЭО}$);

- время правильного энергетического обнаружения сигнала – ($T_{ПЭО}$).

Эти показатели характеризуют возможности потенциального против-

ника по обнаружению излучения УПР при условии выполнения им задачи частотно-временной селекции излучения пакета одной УПР в диапазоне частот проведения РРТР, который принимается равным диапазону частот функционирования ПРС 30–108 МГц.

К обобщенным показателям разведзащищенности ПРС относятся [33]:

- время обнаружения УПР - $T_{УПР}$ (время, необходимое для частотно-временной селекции излучения пакета одной УПР, при достижимых вероятностно-временных характеристиках (ВВХ) энергетического обнаружения;
- время вскрытия ПРС - $T_{ПРС}$ (время, необходимое для вскрытия места излучения всех функционирующих УПР ПРС), при достижимом уровне времени обнаружения УПР за время проведения разведки РРТР).

Вероятность правильного энергетического обнаружения сигнала, оптимальным энергетическим приемником по критерию Неймана-Пирсона при фиксированной вероятности ложной тревоги - $P_{ЛТ}=10^3$ определяется с помощью следующего соотношения:

$$P_{ПЭО} = \Phi \left[\frac{\frac{P_S \sqrt{B/2}}{BCN_0} + \Phi^{-1}(P_{ЛТ})}{\sqrt{\frac{1+2P_C}{BCN_0}}} \right],$$

где B - база сигнала, P_C - мощность сигнала на входе энергетического приемника, C - скорость передачи информации, N_0 - спектральная плотность мощности шумов, P_S - мощность сигнала передатчика в условиях размещения УПР, Φ и Φ^{-1} - прямая и обратная функции интеграла вероятности.

Для определения значения P_S используется модель расчета основных потерь распространения радиоволн [36] в условиях, соответствующих оцениваемой помеховой обстановки.

Время правильного энергетического обнаружения сигнала при фиксированной вероятности $P_{ПЭО}=0,999$ определяется при помощи асимптотического выражения:

$$T_{ПЭО} = \frac{2}{BC} \left(\frac{\Phi^{-1}(P_{ПЭО}) \sqrt{1+2Q}}{Q - \frac{\Phi^{-1}(P_{ЛТ})}{Q}} \right)^2,$$

где $Q = 2P_C/BCN_0$.

Средняя интенсивность излучения пак/сек УПР определяется с помощью следующего соотношения:

$$I_{ПС} = I_{ПО} C/S,$$

где $I_{ПО}$ - средняя интенсивность излучения пак/окно, S - длина пакета в битах.

Вероятность временного контакта при одной работающей УПР:

$$P_1 = ((S/C) - T_{ПЭО}) I_{ПС}.$$

Вероятность временного контакта с излучением только одной УПР при одновременной работе всех УПР ПРС:

$$P_{1n} = NP_1 \exp((N-1) \ln(1-P_1)),$$

где N - количество УПР в ПРС.

Вероятность энерго- временного контакта с излучением только одной УПР при одновременной работе всех УПР ПРС:

$$P_{1нэ} = P_{ПЭО} P_{1n}.$$

Время, необходимое для однократного анализа, разведваемого диапазона частот определим как:

$$T_{P1} = \frac{2\Delta F}{kC_{\min}^2},$$

где C_{\min} - минимальная из используемых в ПРС скоростей передачи информации, k - количество приемников, установленных в РРТР, ΔF - диапазон частот разведки.

Время обнаружения излучения одной УПР:

$$T_{ВПР} = \frac{T_{P1} \ln(1-P_{TP})}{\ln(1-P_{1нэ})},$$

где $P_{TP} = 0,9$ – требуемая вероятность достижения энерго-временного контакта при обнаружении УПР.

Вероятность вскрытия ПРС за время проведения разведки находится при использовании приближенной формулы Муавра-Лапласа:

$$P_{ПРС} = 1 - \Phi \left(N - P_{1нэ} \left(\frac{T_{pp}}{T_{p1}} \right) / \sqrt{\frac{(1 - P_{1нэ}) P_{1нэ} T_{pp}}{T_{p1}}} \right),$$

где T_{pp} - время проведения разведки воздушным комплексом РРТР.

В работе [33] проведена экспериментальная оценка разведзащищенности передачи сообщений в организованной пакетной радиосети с использованием подвижных объектов узлом комплексного технического контроля (УКТК). Оценка проведенная на РЭС, выполняющих функции специально выделенного ретрансляционного ресурса пакетной сети показала [33]:

- передача пакета со скоростью 1,2 Кбит/с, имеющего информационную часть, может варьироваться от 50 мс до 1,5 с в зависимости от объема информационной части;

- регистрационное оборудование стационарного УКТК определило факт излучения на частоте 46,200 МГц с длительностью от 100 мс;

- накопленные и проанализированные данные по источникам излучений не позволили идентифицировать средства связи и информационную составляющую сигнала;

- мероприятия по поиску РЭС, работающих в пакетном режиме с использованием мобильного комплекса технического контроля (МКТК-1), позволили с высокой достоверностью сформировать пеленги и определить местоположение источника с среднеквадратическим отклонением 300 м с целью выявления эффективности управления подразделениями анализ разведзащищенности современных УКВ ПРС в котором абонентами выступают подвижные объекты.

Таблица 2.1 – Экспериментальная оценка разведзащищенности передачи сообщений в ПРС с использованием подвижных объектов по данным [33]

Р = 100 Вт	Средняя интенсивность излучения пакетов, пак/окно							
	0.1		0.15		0.2		0.25	
Скорость передачи информации, Кбит/с	1.2	19.2	1.2	19.2	1.2	19.2	1.2	19.2
Время вскрытия одной УПР, с	163	252	604	908	2673	3964	13952	20496
Вероятность вскрытия	1	1	0.99	0.84	0	0	0	0
Время вскрытия ПРС, ч	0.79	1.2	2.8	*	*	*	*	*

* время вскрытия ПРС больше времени разведки.

К основным выводам по разведзащищенности ПРС при проведении экспериментальной оценки стоит отнести следующие [33].

- При средней интенсивности излучения пакетов 0,1 пак/окно, ПРС подвержена вскрытию за время 0,79 и 1,2 ч при скорости передачи информации 1,2 и 19,2 Кбит/с. При этом вскрытие одной УПР за время 163 и 256 с, позволяет определить несущую частоту с точностью и организовать радиоэлектронное подавление ПРС.

- При средней интенсивности излучения пакетов 0,15 пак/окно, ПРС подвержена вскрытию за время 2,8 ч, при скорости передачи информации 1,2 кБ/с с вероятностью 0,99, при скорости передачи 19,2 кБ/с, вероятность вскрытия уменьшается до 0,84 и требует больше времени, что связано с ограничением времени разведки.

- Вероятность вскрытия ПРС, при средней интенсивности излучения пакетов 0,2 и 0,25 пак/окно, равна нулю (таблица 2.1). Нужно отметить, что при интенсивности 0,25 пак/окно время вскрытия одной УПР превышает время проведения разведки, поэтому возможность постановки прицельной по спектру помехи исключена.

Таким образом, уже сейчас комплексы программных и аппаратных средств разведки позволяют осуществить разведку РЭС ПРС, развернутых на мобильных объектах. Оборудование стационарного и мобильного комплекса РТРР выявляет факт работы РЭС, однако для определения характеристик сигнала и его информационной составляющей требуется значительное время на накопление фактов работы РЭС и ее анализ. При этом доработка алгоритмического обеспечения УКТК в интересах учета изменения маршрута прохождения информации с основного на резервные в ПРС позволит снизить потребность в проведении радиоразведки действующих объектов управления ПРС за счет возможности постоянного мониторинга РЭС подвижных формирований. Для противодействия РТРР и обеспечения требований по скрытности в РЭС ПРС целесообразно поддерживать среднюю интенсивность излучения 0,25 пак/окно, использовать радиосредства абонентов с низкой выходной мощностью не более 100 Вт, применять высокую скорость обмена данными - свыше 19,2 Кбит/с.

2.2 Анализ средств радиотехнической разведки потенциального противника

Анализ источников [37, 38, 39, 40, 41, 42] показал, что для радиоразведки в интересах подавления наземных линий связи потенциальным противником (США и войсками НАТО) планируется к использованию мобильные в том числе самолётные (вертолётные) комплексы РР и РЭП из состава частей и подразделений разведки и РЭБ.

Анализ тактико-технических характеристик существующих [38, 39, 40] и перспективных [41, 42, 43, 44] средств РРТР стран – потенциальных про-

тивников позволяет сделать обоснованный вывод об устойчивой тенденции смены базирования средств РРТР и РЭБ с пилотируемой авиации на БПЛА (характеристики БПЛА которые могут быть использованы в качестве носителей средств РТР и РЭБ приведены в приложении Б).

Применительно к малым БПЛА оборудование РРТР и РЭБ для постановки помех может размещаться на отдельных образцах при решении специальных задач. Наиболее перспективными с точки зрения оснащения системами и средствами РЭБ считаются средние БПЛА. Сравнительно небольшие размеры и высокая маневренность наряду с достаточной грузоподъемностью делают их эффективными средствами для проникновения в защищенные районы и проведения разведки и радиоэлектронных атак на РЭС противника. При этом для повышения степени живучести они могут оборудоваться и средствами индивидуальной радиоэлектронной защиты.

На вооружении бригад и батальонов военной разведки, разведки и радиоэлектронной борьбы сухопутных войск находятся следующие технические средства [37 -42]:

- наземный комплекс радиоразведки AN/TSQ-152(V) «Трэквульф»;
- наземный комплекс радиоразведки AN/TSQ-199 «Усовершенствованный Трэквульф»;
- наземная станция радиоразведки коротковолнового и ультракоротковолнового диапазонов AN/TRQ-32(V)1 «Тиммейт»;
- наземная переносная станция радиоразведки коротковолнового и ультракоротковолнового диапазонов AN/PRD-12;
- наземная станция радиоподавления коротковолновой и ультракоротковолновой радиосвязи AN/TLQ-17A «Трэфик Джам»;
- наземный автоматизированный комплекс радиоразведки коротковолнового и ультракоротковолнового диапазонов AN/TSQ-114B «Трейлблэйзер»;
- самолетный комплекс радиоразведки коротковолнового и ультракоротковолнового диапазонов AN/ARW-83 «Усовершенствованный Гардрейл 5»;
- самолетный комплекс радиотехнической разведки AN/ALQ-133 «Квик Лук – 2»;
- вертолетный комплекс радиоразведки и радиоподавления AN/ALQ-151 «Квик Фикс»;
- переносная радиолокационная станция разведки наземных движущихся целей AN/PPS-5B;
- переносная радиолокационная станция разведки наземных движущихся целей AN/PPS-15A;
- разведывательно-сигнализационные приборы AN/GSQ-187 системы «Рембасс».

Самым эффективным техническим средством добывания информации о системах управления и связи противника в целях подготовки и проведения

операций (ведения боевых действий) на театре военных действий в звене выше армейского корпуса (полевая армия, группа армий) США являются комплексы радиоразведки [37 -42]:

- AN/TSQ-152(V) «Трэквульф»;
- AN/TSQ-199 «Усовершенствованный Трэквульф».

Данные комплексы находятся на вооружении наиболее боеготовых частей и подразделений радио- и радиотехнической разведки бригад и батальонов военной разведки командования разведки и безопасности сухопутных войск. Бригады и батальоны военной разведки командования разведки и безопасности сухопутных войск придаются для выполнения задач радиоразведки командованию группы армий (полевой армии).

2.3 Анализ средств радиоподавления потенциального противника

Проблемы помехозащищенности особую актуальность приобрели за последние 15-20 лет из-за резко возросших энергетических и других возможностей современных средств РЭП, в том числе и за счет их размещения на БПЛА и, возможно, на ИСЗ [37].

Значимость проблем помехозащищенности для отечественной военной связи обусловлена [37]:

- ограниченным диапазонным ресурсом РЭС военного назначения (в настоящее время, в пригодном для целей военной связи частотном диапазоне от 0 до 100 ГГц практически используется менее 5 ГГц, т. е. менее 5%);
- ограниченным частотным ресурсом основных типов РЭС (десятки - сотни частот);
- преимущественным использованием в отечественной военной связи частотных диапазонов, энергетически доступных для современных средств разведки и РЭВ ($F < 10 - 20$ ГГц);
- отсутствием в линиях связи эффективных технических средств защиты от ретрансляции помех, их размножения и т.д.;
- отсутствием в составе линий связи эффективных технических и аппаратно- программных средств для своевременного обнаружения подавленных помехами участков связи, определения характера помех, источников их возникновения и для своевременного отключения от сети пораженных помехами участков;
- отсутствием в войсках связи отработанных методик и инструкций по действиям служб эксплуатации связи в условиях организованного радиопротиводействия;
- отсутствием в настоящем разработанных критериев для сопоставительной оценки помехозащищенности военных радиолиний различных типов.

При этом этапу подавления РЭС должен предшествовать этап радиотехнической разведки.

Анализ тактико-технических характеристик существующих [38, 39, 40] и перспективных [37, 44] средств РЭП(Б) стран – потенциальных противников позволяет сделать обоснованный вывод об устойчивых тенденциях:

- активное внедрение маломощных, высокомобильных средств РЭП;
- широкое использование в качестве летно-подъемных средств (ЛПС) для базирования средств РРТР и РЭП - БПЛА;
- внедрение в качестве перспективного варианта базирования средств РРТР и РЭП космических средств - ИСЗ.

В настоящее время, противником считается наиболее целесообразным постановка помех заградительного типа (шумовые, хаотические, импульсные, квазигармонические). Они резко сокращают время реакции комплекса РЭП, так как отсутствует необходимость в проведении «тонкого» анализа структуры радиосигналов. При наличии соответствующего энергетического потенциала обеспечивается гарантированный результат подавления.

В ближайшей перспективе противник ставит задачи создания и применение комплексов РЭП, имеющих в арсенале прицельные по структуре сигнала помехи (имитационные, ретранслированные, структурные). Анализ построения данных средств показывает, что основной тенденцией развития современных средств РЭБ является создание интегрированных систем РЭП, обладающих высокими тактико-техническими характеристиками.

Технические средства разведки и радиоэлектронной борьбы сухопутных войск США обеспечивают ведение радиоразведки и радиоподавление тактической и оперативно-тактической связи в диапазонах УКВ 1,5...500 МГц и 20...80 МГц соответственно. К основным средствам подавления в этом звене относятся [38, 39, 40]:

- вертолетный комплекс AN/ALQ-151(V)2 «Квик Фикс-2»;
- наземная станция AN/TLQ-17A (V)1 «Трефик джам».

На вооружении сухопутных войск США имеются технические средства разведки и постановки помех радиорелейной, тропосферной и космической связи [38, 39, 40]:

- комплекс радиоразведки и радиоподавления AN/ULQ-11 «Сеферм Лидер»;
- комплекс радиоподавления линий радиорелейной связи AN/ALQ-150 «Сефайр Тайгер»;
- автоматизированный комплекс радиоразведки радио- и радиорелейной связи «Лефокс Грей».

2.4 Анализ технического оснащения, состава и тактико-технических возможностей подразделений радиоразведки и РЭБ потенциальным противником (США и войсками НАТО)

Как показано в работах [41, 42, 43, 44] основным воинским формированием решающим задачи РР и РЭБ являются батальоны разведки и РЭБ мо-

топехотных и бронетанковых дивизий (в США) которые предназначены для выявления и радиоэлектронного подавления систем и средств КВ и УКВ радиосвязи и РЛС в тактическом звене, прежде всего систем разведки управления огнем наземной артиллерии, войсковой ПВО, дивизий первого эшелона взаимодействия частей сухопутных войск с армейской и фронтовой авиацией. Кроме того средства разведки батальона могут определять координаты РЛС наземной артиллерии войсковой ПВО и ВВС для целеуказания средствам поражения.

2.4.1 Рота РЭБ

Рота РЭБ предназначена для ведения воздушной и наземной радиоразведки и создания помех радиосетям (радионаправлениям) тактического звена управления. (Предназначение выделяемых сил и средств из состава батальона разведки и РЭБ дивизии США аналогичное) [41, 42].

В составе роты РЭБ отдельной бригады имеются три взвода [41, 42]:

1) Вертолетный взвод, на вооружении которого находятся два вертолетных комплекса РЭП «Квик Фикс–2», включающие 2 станции помех для подавления радиосетей (радионаправлений) КВ и УКВ диапазона. Носитель – вертолет EH-1H или EH-60A.

2) Взвод радиоразведки (радиоперехвата). На вооружении этого взвода находятся:

- 3 наземные станции радиоразведки КВ и УКВ диапазона AN/TRQ, включающие 6 постов радиоперехвата (3 – КВ и 3 – УКВ) и 1 пеленгаторную сеть (3 поста). Размещаются станции на 1,25 т автомобилях с прицепами;

- 3 носимые станции радиоразведки КВ и УКВ диапазона AN/TRQ, включающие 6 постов радиоперехвата (3 – КВ и 3 – УКВ).

3) Взвод радиоподавления (помех). На вооружении находятся:

- 2 наземных комплекса РЭП УКВ диапазона «Такджам», каждый из которых имеет по 3 передатчика помех. Размещаются на 2-х гусеничных БТР М548;

- наземный комплекс РЭП КВ и УКВ диапазона «Трефик-Джам». имеющий один передатчик помех (КВ или УКВ диапазона). Размещается на автомобиле с одноосным прицепом.

Таким образом, рота РЭП имеет возможности развернуть [41, 42]:

- 12 постов радиоперехвата;

- 3 пеленгаторных поста (1 пеленгаторную сеть);

- 9 передатчиков помех.

Эти средства позволяют вести периодическое наблюдение за 35–50 радиосетями (радионаправлениями) определить в течении часа местоположение 60–80 радиостанций, создать помехи 1 КВ и 8 УКВ радиосетям (радионаправлениям).

Усиление роты РЭП [41, 42]:

- 1 вертолетный комплекс РЭП «Квик Фикс – 2»;
- 1+2 наземных комплекса РЭП «Трефик-Джам»;
- комплект забрасываемых передатчиков помех.

Время вскрытия системы связи составляет 2–3 часа.

Боевой порядок сил и средств радиоразведки РЭП (роты РЭБ) в полосе действия мотострелкового (танкового) полка строится один эшелон. Вертолетные комплексы ведут разведку и подавление с высоты 60–180 м. на удалении 4–8 км от линии соприкосновения войск. Дальность подавления – до 40 км [41, 42].

Наземные станции радиоразведки развертываются в полосе 10–15 км на удалении 4–6 км от линии соприкосновения войск и обеспечивают пеленгование радиостанций на глубину до 25 км [41, 42].

Станции помех комплексов «Такджам» и «Трефик-Джам» развертываются в 3–4 км и обеспечивают подавление радиосетей (радионаправлений) на глубину до 25–25 км [41, 42].

Носимые станции радиоразведки развертываются на удалении до 1,5–2 км и ведут радиоразведку на глубину до 5–7 км [41, 42].

2.4.2 Батальон РЭП

Батальон РЭП состоит из штаба и четырех рот [41, 42]:

- оперативно-штабной;
- сбора данных и РЭП;
- разведки и наблюдения;
- обслуживания.

В тяжелой дивизии США батальон разведки и РЭБ состоит из рот: штабной и оперативной маскировки, РЭБ; радиоразведки и контроля; обслуживания [41, 42].

Оперативно-штабная рота обеспечивает управление силами и средствами разведки и РЭБ дивизий с центром управления боевыми действиями (ЦУБД). Для этого рота выделяет в состав секции РЭБ штаба дивизий силы и средства, занимающиеся планированием РЭБ в боевых действиях, обработкой разведывательной информации, управлением и контролем. Кроме того, из состава роты выделяются силы и средства в состав центра технического анализа и контроля штаба дивизии. Его личный состав по указанию начальников оперативного и разведывательного отделений штаба дивизии разрабатывает задачи подразделениям батальона, обеспечивает контроль за действиями средств разведки и РЭП и нацеливает их на выполнение поставленных задач. Группа контроля безопасности связи роты кроме своего прямого назначения может использоваться для разработки и проведения по указанию оперативного отделения штаба дивизии мероприятий оперативной маскировки [41, 42].

Рота сбора данных и РЭП служит для выявления и подавления помехами радиосвязи и РЛС тактического звена на дальности 15–20 км. Ее взводы оснащены средствами радио-, радиотехнической разведки и станциями радиопомех. В ее составе имеются [41, 42]:

- комплекс радиоразведки КВ/УКВ радиосвязи TSQ–114А;
- комплекс РТР типа MSQ–103А;
- по 3 наземных станций радиопомех УКВ радиосвязи MLQ–34, КВ/УКВ радиосвязи TLQ–7А и VLQ–4.

В дальнейшем возможно поступление на вооружение батальонов станции помех авиационной УКВ радиосвязи MLQ-33. Кроме того, в составе роты может быть 3 вертолета EH-60А со станциями помех КВ/УКВ радиосвязи ALQ-151 «Квик Фикс»–2 и станциями РТР и помех РЛС ALQ-143. Вертолеты EH-60А имеются также в составе бригад армейской авиации. Так, в тяжелой дивизии США имеется 12 вертолетов РЭБЕН-60А [41, 42].

Комплекс радиоразведки и управления TSQ-114, состоящий из 4 постов радиоперехвата (по 2 радиоприемных устройства в каждом), обеспечивает радиоперехват передач средств КВ/УКВ радиосвязи в диапазоне 0,5 – 150 МГц и пеленгование 6–12 радиостанций в минуту в диапазоне 20 – 80 МГц. Система MSQ-103 «Тимпэк» позволяет за час работы определить местоположение 6–9 РЛС в диапазоне 0,5 – 40 ГГц [41, 42].

Мобильные станции радиопомех TLQ-17А, MLQ-34 и VLQ-4 и вертолетный комплекс ALQ-151 «Квик Фикс–2» предназначены для выявления и подавления КВ/УКВ радиосвязи с амплитудной и частотной модуляцией; комплекс ALQ-143 «Малтьюз» – для создания помех РЛС войсковой ПВО и наземной артиллерии [41, 42].

Комплекс радиопомех TLQ-17А обеспечивает поиск и подавление КВ/УКВ радиосвязи дивизий в диапазоне 1,5–80 МГц. Его приемник (всего в комплексе их 12) при создании помех настраивается на частоту подавляемой станции. Работой передатчика радиопомех управляет микро-ЭВМ. Аппаратура комплекса может размещаться в автомобиле грузоподъемностью 1,25 т. с прицепом, или в БТР М-113, или на вертолете EH-1Н [41, 42].

Станция радиопомех MLQ-34, установленная на БТР М-113 и прицепе, предназначается для подавления КВ/УКВ радиосвязи тактического звена в диапазоне 20–150 МГц. Одна станция может подавлять до 3 радиосвязей (радиосетей и радионаправлений) [41, 42].

Вертолетный комплекс ALQ-151 «Квик Фикс–2», действуя совместно с наземной системой радиоразведки и управления TSQ-114, может создавать помехи КВ/УКВ радиосвязи в диапазоне 2–76 МГц на дальности до 60 км. В состав комплекса входят приемопеленгаторная станция и бортовой вариант наземной мобильной станции помех TLQ-17А. Комплекс ALQ-143 «Малтьюз» позволяет выявлять и подавлять одновременно 4–6 РЛС войсковой ПВО и наземной артиллерии на дальности до 40 км [41, 42].

Всего рота сбора данных и РЭП может развернуть 12 постов радиоперехвата (по шесть КВ и УКВ), 6 радиопеленгаторных постов (по три КВ и УКВ), 3 поста РТР, 15 комплексов радиопомех КВ/УКВ радиосвязи и наземных РЛС. Этими средствами рота может вести периодическое наблюдение за 24–36 радиоканалами, создавать помехи 12 КВ и УКВ радиоканалам, 6 РЛС, а также определить характеристики и местоположение 5–10 РЛС на дальности 30 км с точностью 50 м. Взвод радио- и радиотехнической разведки обеспечивает выявление и радиопеленгование средств радиосвязи, а также анализ радиосигналов [41, 42].

3 ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ СВЯЗИ ИСПОЛЬЗУЮЩИХ РЕЖИМ ППРЧ

3.1 Общая характеристика радиолиний с ППРЧ и каналообразующей аппаратуры систем связи специального назначения

В современных системах связи в интересах повышения надежности, помехо- и разведзащищенности все большее распространение получают линии радиосвязи использующие режим ППРЧ. Анализ помехоустойчивости ЛРС передачи дискретных сообщений с ППРЧ свидетельствует о высоком потенциале последних, при использовании их в СС в условиях применения противником средств радиоэлектронного подавления. В настоящее время ведется активное внедрение ЛРС с ППРЧ в системы связи тактического назначения, а также разрабатываемые перспективные тактические СС. Таким образом, уже в ближайшее время СС с ЛРС использующих ППРЧ станут основой информационного обеспечения и управления войсками.

Организацию ЛРС с ППРЧ определяют следующие характеристики:

- адресная группа частот – подмножество рабочих частот, используемых для ППРЧ;
- код идентификации сети и задающий частоту, с которой начинается ППРЧ;
- время канала ППРЧ;
- транзитивная переменная - правило соответствия адресной группы частот и кодовых комбинаций, формируемых генератором ПСП.

Эти данные получили название ключевых переменных и полностью определяют сеть.

Адресная группа частот для ППРЧ формируется из всего допустимого множества частот: 2320 частот в диапазоне 30 -88 МГц, 7000 частот в диапазоне 225 -400 МГц. Также существуют варианты радиосредств формирующих частоты в трех доступных диапазонах (например, радиостанция МР-5800М-МР: 30 -512 МГц) Как правило, адресная группа рассредоточена по всему диапазону (широкополосный режим ППРЧ), хотя может быть компактной и сосредоточенной в пределах одного из равновеликих поддиапазонов частот (узкополосный режим ППРЧ).

Адресная группа частот в УКВ диапазоне, как правило, включает 128, 256 или более частот. При передаче в КВ диапазоне используется 4, 8 или 16 частот.

При выборе скорости ППРЧ в войсковых УКВ радиостанциях разработчики исходили из того, что с увеличением скорости ППРЧ повышается защищенность от организованных помех и ухудшаются условия для обнару-

жения и пеленгации, но в то же время повышается стоимость радиостанций, ухудшается ЭМС, увеличивается время синхронизации.

Приемлемые скорости ППРЧ заключены в диапазоне 50 -600 скачков/с [45, 46]. При таких скоростях защищенность от организованных помех следящего типа оказывается теоретически невысокой, однако на практике постановка следящей помехи оказывается нереализуемой из-за высокой плотности радиостанций в зоне ведения боевых действий, а также вследствие наличия многолучевости и доплеровских сдвигов частоты [47]. Поэтому считается, что увеличение скорости ППРЧ свыше 200 скачков/с не дает преимуществ. Однако в перспективных радиостанциях УКВ диапазона скорость ППРЧ составляет до 600 -1000 скачков/с.

Согласно данным опубликованным в работах [45, 46, 48, 49, 50, 51, 52, 53] радиостанции обеспечивают одноканальную симплексную связь в режиме фиксированной рабочей частоты (ФРЧ) или ППРЧ. В них предусматривается ретрансляция информации. Обмен информацией осуществляется в сети радиостанций, одной из которых отводится роль управляющей станции.

Передача информации осуществляется в цифровой форме с использованием частотной манипуляции или относительной фазовой манипуляции в диапазоне 30 -400 МГц. Для преобразования речевого сигнала в цифровую форму применяется дельта-модуляция со скоростью 16 Кбит/с [45]. Передача данных осуществляется со скоростью 2,4, 4,8, 16, 64 Кбит/с через адаптер скоростей передачи, который осуществляет дискретизацию низкоскоростных потоков 0,075 -16 Кбит/с в высокоскоростной канал [45]. В радиоканале сигнал в цифровой форме передается со скоростью 19,2 Кбит/с, поскольку при перестройке частоты для подавления переходных процессов производится подавление излучения передатчика. Пауза между излучением на соседних скачках частоты составляет около 10 % от времени однократного использования частоты.

Передача цифровой информации может осуществляться в режиме фиксированной настройки частоты в открытом или закрытом виде, а в режиме ППРЧ - только с закрытием. Для закрытия используется либо внешний, либо встроенный модуль криптозащиты, включающий генератор ПСП сложной конфигурации.

Важной характеристикой войсковых радиостанций является их защищенность от преднамеренных и непреднамеренных помех, воздействие которых приводит к так называемому блокированию частотных каналов (частот адресной группы). Ниже указываются обобщенные результаты анализа помехоустойчивости радиолиний с ППРЧ при воздействии на них естественных и преднамеренных помех различного типа.

3.2 Примеры каналообразующей аппаратуры линий радиосвязи с ППРЧ систем связи сухопутных войск

3.2.1 Радиостанции комплекса Р -168 «Акведук»

В Сухопутных войсках РФ в настоящее время ведется активное перевооружение средств связи на помехозащищенные радиостанции комплекса Р -168 «Акведук» разработки ОАО «Концерн «Созвездие» которые станут основой Единой системы управления тактического звена (ЕСУ ТЗ) [55, 56]. Радиостанции комплекса «Акведук» предназначены для обеспечения устойчивой помехозащищенной и разведзащищенной радиосвязью всех подразделений и частей от отделения (экипажа танка, БМП и т. д.) до мотострелковой и танковой дивизии с дальностью связи до 30 км в движении, до 70 км на стоянке в УКВ диапазоне, до 350 км - в КВ диапазоне. В комплекс входят 16 портативных, носимых и возимых радиосредств мощностью от 0,1 до 100 Вт: радиосредства УКВ диапазона [55, 56]:

- портативные радиостанции Р-168-0.1УЕ; Р-168-0.5УЕ; Р-168-0.5УСЕ;
- поисковый приемник Р-168ПП;
- маркерный передатчик Р-168МП;
- носимая радиостанция Р-168-5УНЕ;
- автомобильная радиостанция Р-168-5УТЕ;
- возимые радиоприемник Р-168УПЕ
- радиостанции Р-168-5УВЕ; Р-168-25УЕ; Р-168-100УЕ;
- радиостанция Р-168-100УФЕ для ВМФ.

радиостанции КВ диапазона:

- носимая радиостанция Р-168-5КНЕ;
- возимые радиостанции Р-168-5КВЕ; Р-168-100КАЕ; Р-168-100КБЕ.

Радиосредства комплекса Р-168Е «Акведук» обладают широкими функциональными возможностями [55, 56]:

- обеспечивают программную перестройку рабочей частоты (ППРЧ);
- автоматизированную адаптивную связь (АС);
- техническое маскирование речевой и цифровой информации;
- ретрансляцию информации;
- ручной и автоматический ввод радиоданных;
- передачу и прием цифровой информации со скоростью 100, 200 и 1200 бит/с в КВ и от 1,2 до 16 Кбит/с в УКВ диапазонах;
- сканирующий прием по 4-8 заранее подготовленным частотам;
- работу на 4-8 заранее подготовленных каналах; прием и передачу тонального вызова;
- экономичный прием для портативных и носимых радиосредств в целях экономии потребляемой энергии;
- адресную и циркулярную связь.

Высокая степень помехозащищенности достигается использованием ППРЧ и адаптивного режима работы, а информационная скрытность - техническим маскированием.

В режиме ППРЧ скорость перестройки рабочей частоты УКВ радиосредств – 100 скачков/с во всем рабочем диапазоне на 256 частотах. В КВ диапазоне, являющемся существенно более сложным для работы средств противодействия, реализована скорость перестройки по частотам в пределах 32 кГц со скоростью, равной 1 скачок/с [55, 56].

Адаптивная автоматизированная связь позволяет радиосредствам автоматизировано анализировать помеховую обстановку на выделенных для работы частотах и переходят в случае необходимости на частоты с минимальным уровнем помех. Техническое маскирование (ТМ) применяется для исключения несанкционированного прослушивания переговоров. Данный режим реализован во всех радиостанциях комплекса Р-168Е. Число ключей, равное 2.128, и алгоритм работы датчика псевдослучайных чисел гарантируют надежное закрытие тактической информации.

3.2.2 Комплекс связи на основе радиосредств «Азарт»

Кроме радиосредств Р-168 «Акведук» в настоящее время прошли испытания и ожидаются к поставке в войска радиосвязные комплексы «Азарт» производства компании «Ангстрем». Так радиостанция «Азарт-П1» обеспечивает следующие виды и режимы работы [91, 98, 99]:

- передача речи как в аналоговой форме (ЧМ) так и в преобразованной в цифровую форму (TETRA, ППРЧ) в симплексном режиме ведения переговоров;

- передача речи в дуплексном режиме для TETRA (при наличии инфраструктуры);

- передача данных со скоростью до 7,2 кбит/с;

- ППРЧ со скоростью 20 000 скачков/с;

- определение координат с помощью космических радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS с точностью определения местоположения не хуже 25 м по широте и долготе и 40 м по высоте;

Диапазон рабочих частот изделия «Азарт-П1» в диапазоне МВ составляет 27...220 МГц, в ДМВ1 диапазоне 220...520 МГц с шагом сетки рабочих частот: 1; 6,25; 8,33; 12,5; 25 кГц в МВ диапазоне; 25; 250; 500; 1000 кГц в ДМВ1 диапазоне [91, 98, 99].

Дальность связи изделия «Азарт-П1» при работе в режиме ФЧ с однопольными радиостанциями и при максимальной выходной мощности приёмопередатчика должны составлять не менее 4 км и обеспечивать связь в течение 99% времени суток, в любое время года и на 90% местности, на частотах свободных от помех, на стоянке и в движении на среднeperесеченной местности.

Изделие «Азарт-П1» обеспечивает встречную работу на совпадающих участках частотного диапазона с радиостанциями Р-163, Р-168, Р-169 и радиостанциями «Дуэт» в режиме ФЧС.

Особенностью построения современных систем радиосвязи «Азарт» будет использование Mesh-технологий [91, 98, 99] которые позволят вести ретрансляцию информационных потоков в смежные радиосети через общих (находящихся в зоне действия радиосредств друг друга) абонентов – рисунок 3.1. Это позволит обеспечить бесшовную ретрансляцию информационных потоков через абонентов при условии их радиовидимости, а также обеспечить информационный обмен между абонентами разных эшелонов и звеньев управления в составе единой системы связи ВС РФ.

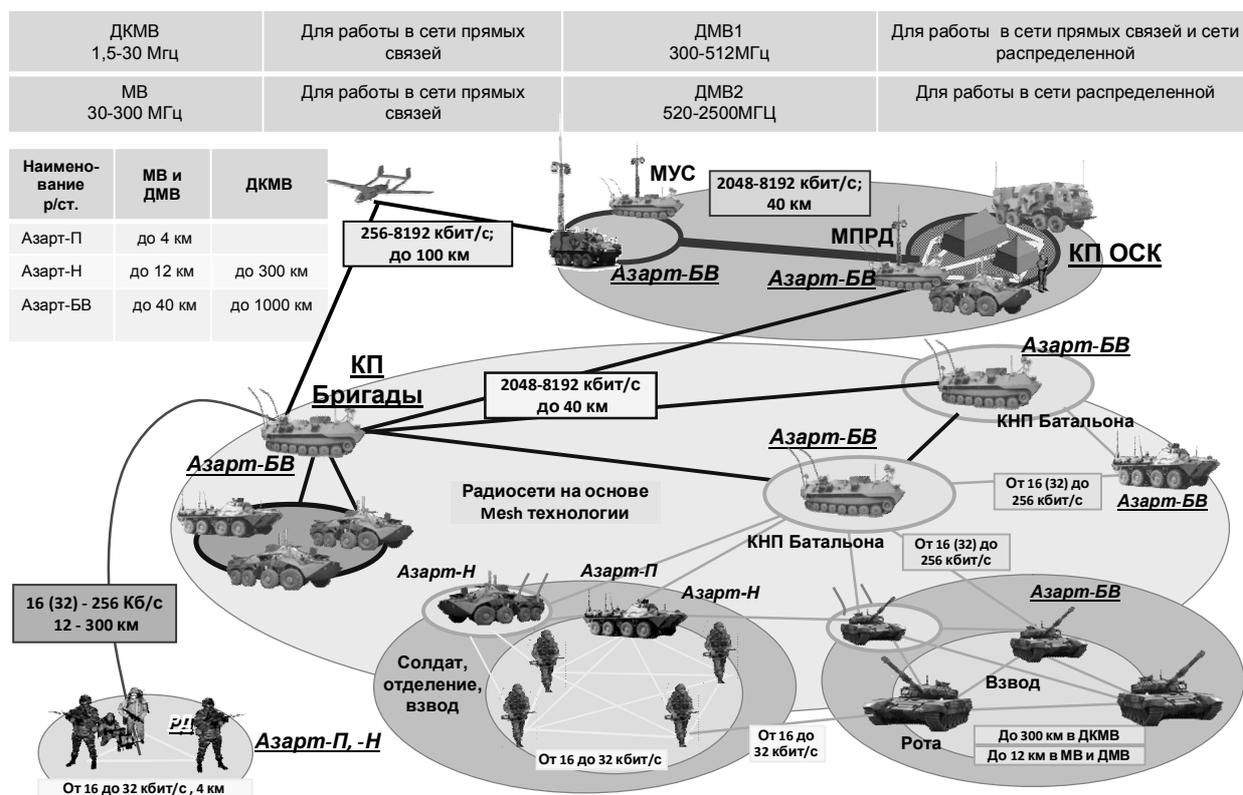


Рисунок 3.1 – Комплекс многофункциональных программно-аппаратных радиосредств «Азарт» ведущих информационный обмен по принципу Mesh-сетей при управлении бригадой (по данным работы [91])

3.2.3 Средства связи «Буссоль»

Аналогично комплексам связи «Азарт» в настоящее время ведутся активные разработки призванные на основе современных цифровых средств связи и обработки информации решить задачи автоматизированного управления ведением боевых действий. Одним из таких перспективных решений является комплекс автоматизации управления бригадой от МКБ «Компас», состоящий из [57]:

- комплекса средств автоматизации управления;
- системы связи.

Предлагаемый МКБ «Компас» комплекс средств автоматизации управления боем обеспечивает решение следующих задач [57]:

- определение местоположения объектов автономными средствами навигации и по сигналам спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS;
- нанесение и отображение оперативной информации на цифровой карте местности;
- определение, передачу координат цели, корректировка применения средств вооружения по информации от средств разведки и прицеливания;
- формирование и передачу команд, сообщений и оперативной информации;
- голосовую связь;
- формирование, передачу и отображение в автоматическом режиме или по запросу идентификатора «свой–чужой»;
- подготовку и загрузку исходной информации в высокоточное оружие.

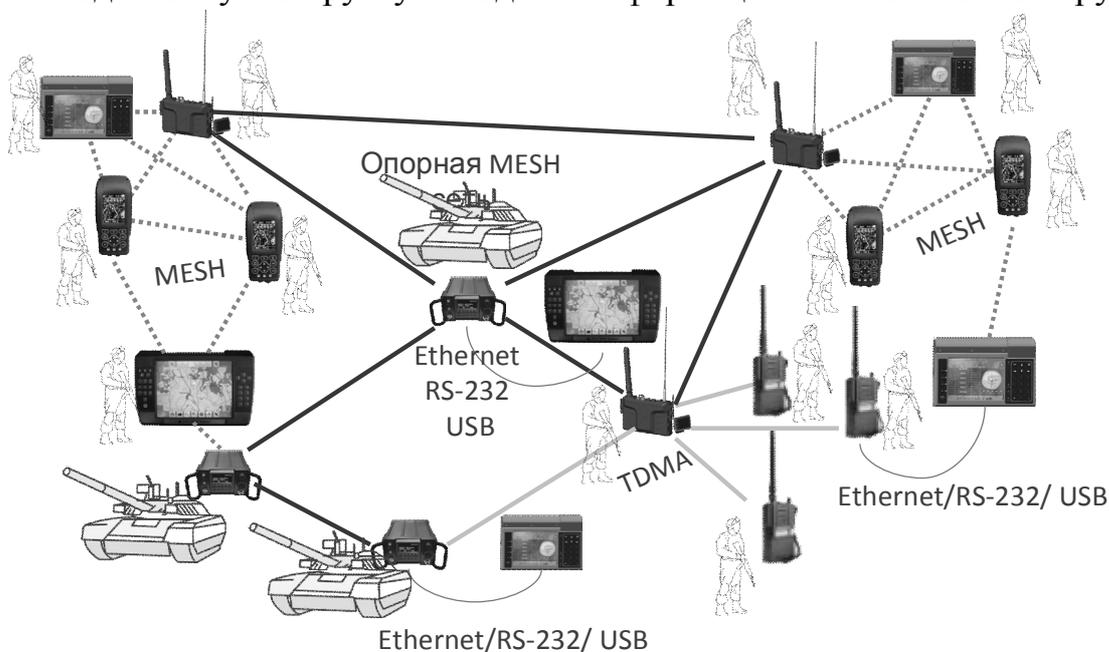


Рисунок 3.2 – Принцип построения и информационного обмена в комплексе средств автоматизации управления бригадой от МКБ «Компас»

Технической основой предлагаемой системы управления является система радиосвязи, которая строится на базе программируемых носимых и возимых радиостанций и модулей радиосвязи, интегрированных в коммуникаторы. Система радиосвязи представляет собой многоуровневую самоорганизующуюся, самовосстанавливающуюся, помехо- и разведустойчивую сеть связи с использованием технологии Mesh-сетей. Принцип информационного обмена в предлагаемой системе управления показаны на рисунке 3.2.

Основу системы связи составляют радиостанции «Буссоль» в носимом и возимом исполнении, предназначенные для создания самоорганизующейся, самовосстанавливающейся, помехоустойчивой, скрытной сети связи тактического звена [57].

Основные тактико-технические характеристики радиостанции «Буссоль» [57]:

- количество высокочастотных интерфейсов: 3 независимых; при этом обеспечивается одновременная работа обоих интерфейсов - опорная сеть и сеть доступа;

- диапазоны частот:

 - опорная Mesh сеть: 108...520 МГц;

 - сеть доступа (TDMA): 30...108 МГц;

 - локальная Mesh сеть 2: 820...960 МГц;

- мощность передатчика (возимая радиостанция):

 - опорная MESH сеть: 5 Вт;

 - сеть доступа (TDMA): 10 Вт;

 - локальная Mesh сеть : 500 мВт;

 - с усилителем мощности в возимом варианте - 50 Вт;

- обеспечение помехоустойчивости: режим ППРЧ, перестройка в соответствии с ранее заданным частотным планом;

- интерфейсные стыки: С1-ФЛ, С1-ТЧ, RS-232С, Ethernet10/100, USB;

- интегрированный приемник КНС ГЛОНАСС/GPS, обеспечивающий работу по коду высокой точности ГЛОНАСС;

- режимы голосового обмена: полудуплексная и дуплексная передача, адресный вызов, групповой вызов, многоадресная циркулярная посылка;

- режимы передачи данных:

 - в опорной сети – пакетная передача данных со скоростью:

 - до 8 Мбит/с – в режиме Mesh-сети;

 - до 32 Мбит/с – в режиме точка-точка;

 - в сети доступа (TDMA): потоковая, пакетная передача данных, до 32 Кбит/с;

 - в локальная Mesh сети: пакетная передача данных, до 200 Кбит/с;

- режим самоорганизации опорной Mesh сети: до 400 узлов;

- режим самоорганизации локальной Mesh сети: до 25 узлов;

- режим множественного в сети доступа: TDMA, до 10 абонентов;

- криптозащита: абонентское шифрование, канальное маскирование.

3.3 Примеры каналообразующей аппаратуры линий радиосвязи с ППРЧ авиационных систем связи

В современных отечественных авиационных системах связи режим ППРЧ нашел самое широкое применение. В таблице 3.1 приведен обзор ТТХ отечественных авиационных радиостанций по данным работы [58].

Выполненный в работах [53, 58] анализ тенденций развития систем вооружения стран НАТО показал, что развитие систем авиационной радиосвязи потенциального противника в основном связаны с двумя программами:

- JTRS, Joint Tactical Radio System (создание объединенной тактической системы радиосвязи);

- MIDS, Multifunctional Information Distribution System (многофункциональная система распределения информации).

По данным источника [53] в таблице 3.2 приведены ТТХ современных радиостанций МВ/ДМВ диапазона входящих в отечественный комплекс авиационной радиосвязи С-701 разработки НПП «Полет» и терминал MIDS-LVT. В качестве радиостанции, которая, как считается, сможет удовлетворить всем требованиям программы JTRS, предположительно будет выбрана радиостанция AN/ARC-210 (V), в проекте которой предусмотрена возможность ее дальнейшего усовершенствования.

Как видно из таблицы 3.2, зарубежные авиационные радиостанции имеют характеристики аналогичные отечественным Р-833Б и Р-999 «Бекас-07» в части касающейся режима ППРЧ.

К перспективным изделиям авиационной связи стоит отнести радиостанции Р-997-1Б «Пастух» и «Прима-ДМВ». Радиостанция Р-997-1Б «Пастух» разработки ОАО «Владимирское КБ радиосвязи» применяется для ведения беспойсковой и бесподстроечной двухсторонней телефонной радиосвязи и обмена данными на фиксированных частотах (ФРЧ) и в режиме ППРЧ и предназначено для оснащения автоматизированных наземных приемопередающих центров для систем наземно-воздушной связи. Особенностью радиостанции «Прима-ДМВ» разработки ОАО «Прима» является режим высокоскоростного обмена данными до 480 Кбит/с (режим излучения G1WCN) в том числе и в режиме ППРЧ.

Необходимо отметить, что в последнее время в интересах решения задачи информационного сопряжения воздушных средств авиации и сухопутных (морских) сил во вновь разрабатываемых радиосредствах предусмотрено два режима ППРЧ: ППРЧ-А и ППРЧ-Б. Режим ППРЧ-А предназначен для информационного обмена между воздушными судами и с радиосетями тактического звена сухопутных войск, ВМФ и др. структур (в том числе с Р-168 и Р-612) с использованием ЧМн со скоростью до 19,2 кбит/с. Режим ППРЧ-Б предназначен для информационного обмена между воздушными судами и наземными абонентами с использованием ОФМн на скоростях до 48 кбит/с.

Таблица 3.1 – ТТХ отечественных авиационных радиостанций по данным работы [58]

Параметры	Р-997-1Б (Пастух-Б) НКВС, АППЦ, КДЦ, СКП	Бекас-01	Бекас-02	Р-999 (Банкер 2)	Р-800ПП (Луны)	Прима -ДМВ	Акведук А-25У	Р-833Б1/Б2 (Бурка)	Р-853-В2М (Варево-М) ПАН, ПУАН, десант	Р-853-В2М кп10
Объекты установки	Местное От пульты От ПЭВМ	Вертолеты, легкие самолеты	Вертолеты, ВзЛУ, КШМ, ЦПУ	Вертолеты, легкие самолеты	Вертолеты, легкие самолеты	Вертолеты	Танки, БМП, КШМ	легкие самолеты	ПАН, ПУАН, десант	КДЦ, СКП, КШМ
Управление:	+	ограничено	ограничено	ограничено	ограничено	-	-	ограничено	+	+
Диапазон частот, МГц	100...156 220...400	30...88 100...150 156...174 220...400	30...88 100...150 156...174 220...400	30...88 100...150 156...174 220...400	100...150 220...400	30...88 100...150 156...174 220...400	30...108	100...150 156...174 220...400	100...150 220...400	30...186 220...400
Шаг сетки, кГц	25/8,33/4,16/1	25/8,33	25/8,33	25/8,33	25	25/8,33	25	25/8,33	25	25
Виды работ	АМ/ЧМ/ЧТ/ ШПЧ	АМ/ЧМ/ЧТ/ ШПЧ	АМ/ЧМ/ЧТ/ ШПЧ	АМ/ЧМ/ЧТ/ ШПЧ	АМ/ЧМ/ЧТ	АМ/ЧМ/ЧТ	ЧМ/ЧТ/ ШПЧ	АМ/ЧМ/ЧТ/ ШПЧ	АМ/ЧМ/ЧТ/ ШПЧ	АМ/ЧМ/ЧТ/ ШПЧ
Тип режима ШПЧ	М1, М3	ГОСТ РБ51092-97, М1	ГОСТ РБ51092-97, М1, М3	ГОСТ РБ51092-97, М1, М3	-	-	ГОСТ РБ51092-97	М1, М3	М1, М3	М1, М3
Мощность излучения, Вт	40 100	10 15	40 60	10 15	10 25	20 30	25 25	10/20 15/30	0,5 1	10 10
Ограничения на время работы в режиме «передача»	Не ограничено	По циклу	По циклу	По циклу	По циклу	По циклу	По циклу	По циклу	По циклу	По циклу
Наработка на отказ, час	5000	2000	1500	500	1000	5000		1500	2000	2000
Масса, кг	45	6 (1,7 рама)	10,6 (2,3 рама)	19	13	5,6	25	8,3 +2,2 (рама)	0,8	12
Объем, дм. куб	47,4	5,3	9,2	26,8	14,4	6,4	23	15,7	0,65	11,3
Размер, мм	483*177*555	124*145*249	124*145*249 90,4*145*249	474*208*272	405*266*133	320*156*128		133*260*455	188*74*47	120*295*320
Мощность потребления, Вт	ПРД ПРМ	200 54	450 54	324 81	270 41	200 40		215/320 40/40	25 3	160 25
Уровень шумов, дБ/Гц	-150	-158	-158	-158	Не нормирован	Не нормирован	Не нормирован	-	Не нормирован	Не нормирован
При отстройке 5 %	-	60	60	60	60	60	60	-158	50	60
при отстройке 10 %	-	2	2	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5
Уровень побочных изл, дБ	70	1 (5,6)	1 (5,6)	2,5 (1,5)	2,5 (1,5)	2,5 (1,5)	2,5 (1,5)	2,5 (1,5)	1,5 (1,5)	1,5 (1,5)
Чувств. прием., мкВ:	АМ	100	100	80	20	20		80	80	80
ЧМ (лев. кГц)	80	100	100	80	20	20		80	80	80
Кол-во прогр. каналов связи	~220	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Напряжение питания, В	27	27	27	27	27	27	27	27	11...18	27
Условия эксплуатации	ГОСТ В20.39.304-76	гр.3.4.1	гр.3.4.1	гр.3.4.1	гр.3.4.1	гр.3.4.1	гр.1.7.1	гр.3.4.1	1,14	гр.1.7.1
ГОСТ В20.39.304-98	гр.1.3	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Таблица 3.2 – Сравнительный обзор ГТХ современных авиационных радиостанций МВ/ДМВ диапазона

Основные параметры (данные)	Радиостанции					
	Бекас-07 (Р-999)	Р-833Б	AN/ARC-210	SRT-651/N-S	MR 6000	TRA 6020
Диапазон частот, МГц	30-108 (30-88) 100-174 220-400	- 100-174 220-400	30-88 108-174 225-400	30-88 108-174 225-400	30-88 108-174 225-400	30-88 108-174 225-400
Сетка частот, кГц	8,33;25	8,33;25	1,25;2,5;5; 8,33;25	5;8,33; 12,5;25	8,33;25	8,33;25
Классы излучения (виды модуляции)	АМ (А3) ЧМ (F3) ЧТ (F1)	АМ (А3) ЧМ (F3) ЧТ (F1) G1 (ФЧМ)	АМ (А3) ЧМ (F3)	АМ (А3) ЧМ (F3)	АМ (А3) ЧМ (F3) FSK	АМ (А3) ЧМ (F3) ЧТ (F1)
Режим помехозащитны (ЕССМ)	ППРЧ-А (100 скачк./сек) ППРЧ-Б (600 скачк./сек)	ППРЧ-Б (600 скачк./сек)	HaveQuickI (100 скачк./сек) HaveQuickII (1000 скачк./сек) SATURN	Have Quick I Have Quick II SATURN	Have Quick I Have Quick II SATURN SECOS	Have QuickI Have QuickII SATURN
Мощность передатчика, Вт	10 (АМ) 15 (ЧМ, ЧТ) 15 (ППРЧ)	20 (АМ) 30 (ЧМ, ЧТ) 75 (ППРЧ-Б)	10-15 (АМ) 15-22 (ЧМ)	10(АМ) 15(ЧМ)	10(А3) 15 (ЧМ, PSK)	10 (АМ) 15 (ЧМ, ЧТ)
Передаваемая информация	Откр.реч Закр.реч Данные	Откр.реч Закр.реч Данные	Откр.реч Закр.реч Данные			
Скорость передачи данных, Кбит/с	до 16	до 16	до 16	до 16	до 16	до 16
Разработчик	ФГУП «НПП «По- лет», Россия	КТЦ «Сиг- нал», Россия	Rockwell Collins, США	Marconi Mobile, Италия	ROHDE& SCHWARZ, Германия	THOMSON -CSF Comm., Бельгия
Год разработки	2004	2003	1990			

4 АНАЛИЗ МЕТОДОЛОГИИ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЕСТЕСТВЕННЫХ И ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ НА РАДИОЛИНИИ И РАДИОСЕТИ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА С РЕЖИМОМ ППРЧ

Развитие методологии возможностей использования сигналов с ППРЧ было положено работами академика А. А. Харкевича, посвященных амплитудной и частотной модуляции чистого шума в 50-х годах XX века. Данные работы содержали важные теоретические результаты по возможности использования шумоподобных сигналов для передачи информации. Теоретические основы, принципы построения и широкие возможности систем радиосвязи (СРС) с расширением спектра сигналов различными методами наиболее полно нашли отражение в работах Н. Т. Петровича и М. К. Размахнина, Л. Е. Варакина, А. А. Сикарева, в трудах научных школ В. Б. Пестрякова и Г. И. Тузова. Большой вклад по практической реализации методов расширения спектра сигналов в системах связи, передачи информации и управления внесли К. Я. Петров, А. П. Биленко, В. И. Борисов.

Одно из основных свойств сигналов с ППРЧ – высокая помехозащищенность, привела к актуальности внедрения СРС с ППРЧ в системы радиосвязи военного и специального назначения. При этом методологически необходимо было исследовать вопросы помехоустойчивости (для собственных СРС) и оптимального подавления (для СРС противника) сигналов с ППРЧ. Данные вопросы широко исследовались в ФНИИИЦ РЭБ ОЭСЗ Минобороны РФ, ВИРЭ (с 2008 г. входит в состав ВУНЦ ВВС «ВВА» г. Воронеж), ОАО «Концерн «Созвездие» (бывший Воронежский НИИ связи) и ВАС им. маршала СС С. М. Буденного. Кроме того, вопросы помехоустойчивости СРС с ППРЧ исследовались опытным путем производителями СРС при обосновании их характеристик при принятии образцов СРС в эксплуатацию.

Ввиду существенного значения параметров помехоустойчивых режимов для СРС военного и специального назначения значительная часть работ в данной области носит закрытый характер.

Общие вопросы помехоустойчивости линий радиосвязи с ППРЧ, основы данного режима и его аппаратной реализации изложены в работах Владимира В. И. и Комаровича В. Ф.. Общие вопросы использования частотно-адаптивных радиолиний исследованы Мельниковым В. Ф.

Вопросы идентификации, вскрытия структуры ППРЧ сигнала, мониторинга и радиоконтроля ППРЧ абонентов рассматривались в работах Агеева А.В. [59], Багно Д.В. [60], Хоружего С.Г. [61]. В работе Агеева А.В. [59] проведено решение задачи идентификации и приема сигналов ППРЧ с ФМ-4 в канале с памятью и неизвестными параметрами. В работе Багно Д.В. [60] решена задача обнаружения, пространственного и временного разделения,

анализа структуры, вскрытия основных параметров и приема сложных высокоинформативных сигналов с ППРЧ и пространственно-временной базой до 1 млн. В работе Хоружего С.Г. [61] проведена разработка и исследование цифровых алгоритмов и устройств обнаружения и оценки параметров сигналов с ППРЧ в условиях высокой априорной неопределенности.

Исследованию вопросов по особенностям использования режима ППРЧ и его помехоустойчивости в КВ диапазоне посвящены работы Гордея В. В. и Пекарского Н. Ю. В работах Гордея В. В. обосновываются параметры и способы создания помех линиям радиосвязи КВ диапазона с ППРЧ. В работах Пекарского Н. Ю. исследуется воздействие структурных помехи представляющей собой копии сигнала на линии радиосвязи КВ диапазона.

Исследованию вопросов использования и помехоустойчивости радиолиний с ППРЧ в УКВ диапазоне посвящены работы Панасенко Н. Н., Немчилова А. В., Жиронкина С. Б. В работах Панасенко Н. Н. проведено исследование эффективности и обоснованы требования к дискретно-заградительным аддитивно-модулирующим помехам для ЛРС УКВ-диапазона с быстрой ППРЧ. В работах Немчилова А. В. рассмотрен цикл «разведка-подавление-контроль» при решении задачи подавления ЛРС с ППРЧ, а так же произведена оптимизация временных параметров данного цикла. В работах Жиронкина С. Б. рассмотрены вопросы применения ППРЧ как способа повышения помехоустойчивости авиационных систем обмена данными при воздействии преднамеренных помех.

Исследованию вопросов помехоустойчивости кодовых комбинаций использующих корректирующие коды при передаче их по радиолиниям с ППРЧ посвящены работы Жиронкина С. Б., Поддубного В. Н. и Каунова А. Е. [62, 63, 64, 65], а так же Борисова В. И. [66, 67].

Неоднозначность функционирования радиосредств с ППРЧ в условиях быстроменяющейся помеховой обстановки привела к необходимости управления параметрами системы связи с ППРЧ в условиях ее радиоподавления. Этому направлению исследований посвящены работы Коровина С.Д. [68] и Коханова Р.П. [69]. Работа Коровина С.Д. [68] посвящена разработке алгоритмов динамического управления частотно-временным ресурсом линий декаметрового диапазона с ППРЧ при их функционировании в условиях радиоэлектронного подавления, реализующие процесс управления с учетом выбранного критерия оптимизации. В работе Коханова Р.П. [69] рассмотрены угрозы информационной безопасности характерные для систем пакетной радиосвязи с ППРЧ в условиях их радиоподавления и обоснованы предложения по организации противодействия им на основе управления временными параметрами (длительностью) передаваемых сигналов.

Кроме того, решение задачи управления параметрами системы связи с ППРЧ потребовало развития теории моделирования радиоэлектронного конфликта в обобщенной системе «комплекс связи – комплекс РЭП» применительно к системам связи с ППРЧ. К таким исследованиям, развивающим тео-

рию моделирования радиоэлектронного конфликта в указанном направлении, следует отнести работы Владимирова В.И. [9], Чуднова А.М. [100, 101, 102], Путилина А.Н. [16, 17].

В работе [66] проводится оценка помехоустойчивости типовых СРС с ППРЧ и двух тональными многочастотными (DTMF – dual-tone multi-frequency) сигналами при воздействии различных типов помех. Рассматриваются пространственные и вероятностно-временные возможности станций помех при подавлении ППРЧ и DTMF сигналов. В работе [67] приводится анализ возможных способов повышения помехозащищенности типовых СРС с ППРЧ и частотной манипуляцией в условиях организованных помех и собственных шумов СРС. Решаются задачи синтеза и анализа помехоустойчивости адаптивных алгоритмов демодуляции сигналов с ППРЧ и частотным разнесением информационных символов в условиях априорной неопределенности относительно мощности сосредоточенной по спектру помехи. Приводятся типовые структурные схемы и алгоритмы функционирования основных устройств подсистемы синхронизации в СРС с ППРЧ, показатели и методы оценки эффективности циклических процедур поиска.

Оценка воздействия преднамеренных помех на реальные системы связи, в частности, систему связи специального назначения «JTIDS» приведены Поддубным В. Н. и Кауновым А. Е. в работах [62, 63, 64, 65], в которых рассматривается воздействие на СС «JTIDS» узкополосной и широкополосной заградительных помех различного типа, оценивается воздействие указанных видов помех на сложный спектрально-эффективный частотно манипулированный сигнал с минимальным сдвигом (ЧМн-МС сигнал), а так же на вероятность искажения кодовой комбинации корректирующего кода Рида-Соломона.

В работе Богданова А.Е. [70] решалась задача синтеза методологии функционирования локальных радиосетей, функционирующих в условиях воздействия помех и использующих при передаче информации методы ППРЧ.

Исследования помехозащищенности СРС с ППРЧ проводимые в ОАО «Концерн «Созвездие» обобщенно в открытых работах [66, 67] выпущенных под редакцией В. И. Борисова. Экспериментальные исследования помехозащищенности конкретных образцов СРС с режимами ППРЧ приводилось соответствующими производителями и изложено в работах [46, 53] для радиостанций комплекса связи С-701 разработки НПП «Полет» и для радиостанций комплекса Р-168 «Акведук» разработки ОАО «Концерн «Созвездие».

5 ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИГНАЛОВ С ППРЧ

5.1 Зависимость вероятности обеспечения связи радиолиний с ППРЧ от дальности связи и воздействия помех

5.1.1 Оценка относительного числа заблокированных каналов радиолинии передачи речевой информации в режиме ППРЧ от дальности связи и воздействия помех

Моделирование воздействия помех на радиолинии передачи речевой информации показано на рисунке 5.1 - приведен график зависимости относительного числа заблокированных каналов от средней дальности связи, полученной моделированием в предположении, что имеет место релейский канал с замираниями и используются мобильные радиостанции мощностью 50 Вт [71]. Из графика видно, что дальность связи с разборчивой речью ограничена 30 км.

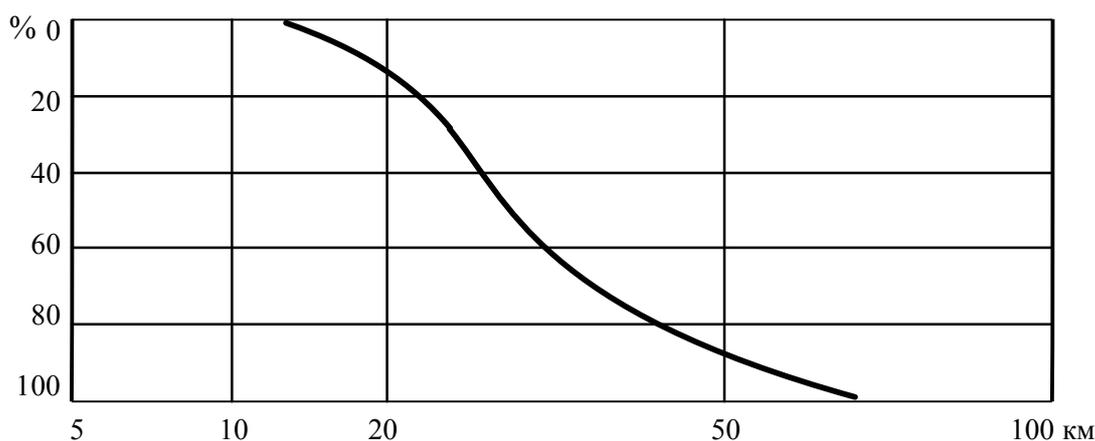


Рисунок 5.1 –Зависимость относительного числа заблокированных каналов от дальности связи в режиме ППРЧ на линиях связи с многолучевым распространением радиоволн

5.1.2 Оценка вероятности обеспечения связи от дальности связи в условиях мешающих сигналов

Влияние мешающих сигналов от других радиостанций оценивалось фирмой Rasal путем моделирования функционирования сетей на основе типового сценария (противостояние двух групп армий) [4, 47, 71]. Результаты моделирования приведены на рисунок 5.2, из которого видно, что в режиме ППРЧ 90 % радиостанции могут поддерживать связь с удовлетворительным качеством на дальности 8,5-12,5 км.

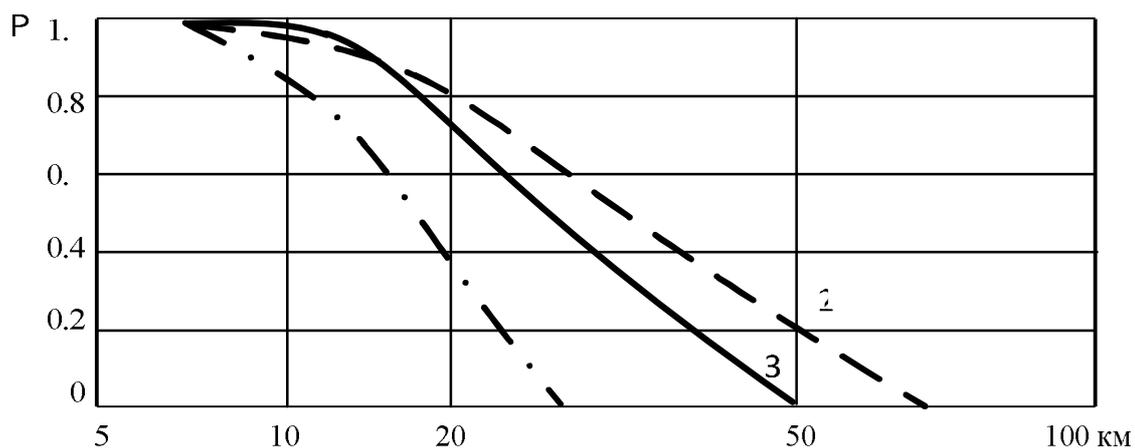


Рисунок 5.2 – Зависимость вероятности обеспечения связи от дальности связи в условиях мешающих сигналов:

- 1 - в режиме ФРЧ;
- 2 - в режиме ППРЧ при 10% блокированных каналов;
- 3 - в режиме ППРЧ при 30% блокированных каналов

5.1.3 Оценка вероятности обеспечения связи при воздействии на радиолинии с ППРЧ заградительных широкополосных и узкополосных преднамеренных помех

Исследование воздействия преднамеренных помех на каналы связи с ППРЧ проводилось как зарубежными так и отечественными организациями. Так в 80-х годах было проведено исследование [47, 71] воздействия широкополосной помехи при условии, что постановщик активных помех (ПАП) имел мощность излучения 2 кВт и был удален от линии развертывания на 3 км. Широкополосная помеха занимала полосу, равную 100 частотным каналам, а узкополосная - 1 частотный канал. Результаты моделирования приведены на рисунке 5.3 [47].

В отсутствии помех вероятность обеспечения связи не хуже 0,9 может быть достигнута на дальности до 17 км в режиме фиксированной настройки частоты и до 19 км в режиме ППРЧ. В случае воздействия узкополосной помехи в режиме ППРЧ изменений практически не наблюдается, а в режиме фиксированной настройки частоты дальность связи уменьшается до 2 км. При воздействии широкополосной помехи в режиме ППРЧ дальность связи достигает 10 км.

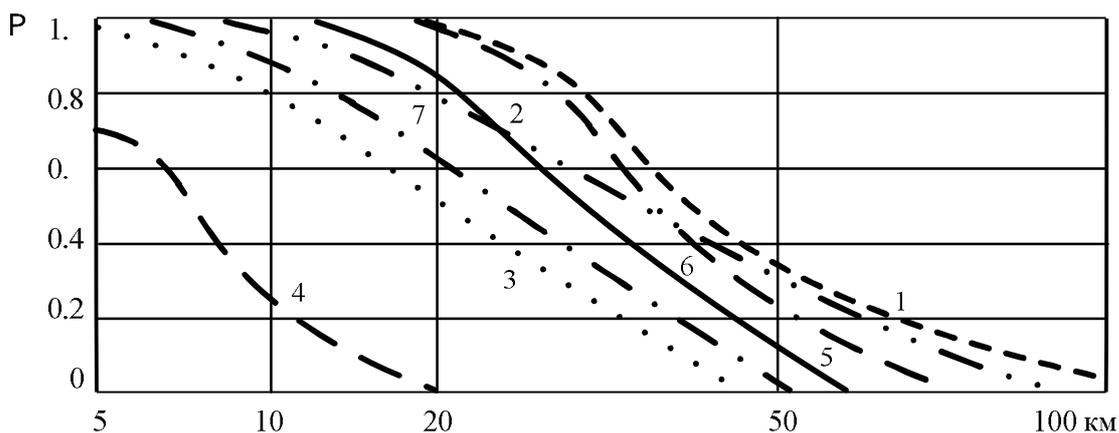


Рисунок 5.3 – Зависимость вероятности обеспечения связи от дальности связи

В режиме ФРЧ:

- 1 - без помех;
- 2 - с помехами от соседних станций;
- 3 - с широкополосной помехой и помехами от соседних станций;
- 4 - с узкополосной помехой и помехами от соседних станций.

В режиме ППРЧ:

- 5 - без помех;
- 6 - с помехами от соседних станций;
- 7 - с широкополосной помехой и помехами от соседних станций.

5.2 Оценка дальности связи по радиолиниям с ППРЧ в зависимости от числа подавленных частот заградительными широкополосными и узкополосными преднамеренными помехами

Более современные исследования [46, 53] были выполнены НПП «Полет» (Россия) при обосновании принятия на вооружение комплекса связи С-701. Радиостанции Р-833Б и Р-999 «Бекас-07», в составе С-701, имеет два основных режима работы:

- на фиксированных рабочих частотах (ФРЧ);
- с использованием псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ), когда противник вынужден применять заградительную помеху. В этом случае мощность передатчика помех распределяется между большой группой частот, на которых работает радиолиния.

Проведенный в работе [46] анализ помехозащищенности радиостанций Р-833Б и Р-999 «Бекас-07» в режимах ФРЧ и ППРЧ показал, что качественные ТЛФ радиосвязь и обмен данными с надежностью не ниже 0,95 при отсутствии преднамеренных помех (ПП) обеспечиваются, практически, на всем интервале прямой видимости - 750 км для радиолинии «борт-борт» и 350 км для радиолинии «борт-земля». При этом наблюдается уменьшение дальности ТЛФ радиосвязи в радиолинии «борт-борт» при работе на частотах вблизи

400 МГц диапазона ДМВ1 до 320 км и 420 км, соответственно, для АМ и ЧМ модуляций, что обусловлено изрезанностью диаграммы направленности бортовых антенн и увеличением потерь в этой части рабочего диапазона.

При работе радиостанции Р-999 «Бекас-07» в режиме ФРЧ дальность ТЛФ радиосвязи с надежностью не ниже 0,95 составляет для радиолинии «борт-борт» (диапазон МВ2-ДМВ1): 140-300 км (АМ); 280-780 км (ЧМ). Для радиолинии «борт-земля» дальность радиосвязи с теми же начальными характеристиками составляет: 350 км (диапазон МВ2-ДМВ1); 60-270 км (диапазон МВ1).

При работе радиостанции Р-999 «Бекас-07» в режиме ППРЧ (диапазон МВ2-ДМВ1) ТЛФ радиосвязь с надежностью не ниже 0,95 составляет не менее 440 км для радиолинии «борт-борт» и 280 км для радиолинии «борт-земля».

Для случая воздействия ПП в материалах [46] представлены результаты оценки помехозащищенности радиолиний «борт-борт» и «земля-борт», при работе радиостанции Р-833Б в режиме ППРЧ, в случае их подавления самолетными комплексами РЭБ типа «Ривер Файер» или АН/USQ-113 на базе самолетов-носителей ЕС-130Н и ЕА-6В. Мощность постановщиков ПП составляет, соответственно, 1 кВт и 2,5 кВт, а высота полета - $h_{ПП} = 3-4$ км и $h_{ПП} = 9$ км. Граница зоны воздействия ПП на подавляемую радиолинию определялась по формуле:

$$r_{ПП \max} = 4,12 \cdot \left(\sqrt{h_{ПП}} + \sqrt{h_{ПРМ}} \right),$$

где $h_{ПП}$ - высота подъема антенны источника ПП (м), $h_{ПРМ}$ - высота подъема приемной антенны объекта РЭП (м).

Границы зон воздействия ПП при подавлении радиолиний «борт-борт» и «земля-борт» самолетными комплексами РЭБ с высотами полета $h_{ПП} = 3-4$ км и $h_{ПП} = 9$ км составляют, соответственно, 650 км и 800 км.

Помехозащищенность характеризуется минимальным удалением постановщика ПП от объекта РЭП ($r_{ПП}$), при котором радиолиния функционирует с требуемым качеством. С целью оценки помехозащищенности радиолиний «борт-борт» и «борт-земля» в условиях РЭП проведен расчет надежности радиосвязи МВ-ДМВ диапазона при $r_{ПП} = 5- r_{ПП \max}$ и определено минимальное удаление постановщика ПП от объекта РЭП, при котором обеспечивается требуемая дальность радиосвязи ($r_c \geq 350$ км) с надежностью не ниже 0,95.

При расчетах предполагалась постановка вероятным противником заградительной шумовой помехи мощностью $P_{ПП} = 1$ кВт и 2.5 кВт и с шириной спектра помехи $F_{ПП}$, составляющей $k\%$ ($k \in [1,100]$) от диапазона рабочих частот $F_{раб}$ ($F_{раб} = 50$ МГц в МВ2 диапазоне и $F_{раб} = 180$ МГц в ДМВ1 диапазоне).

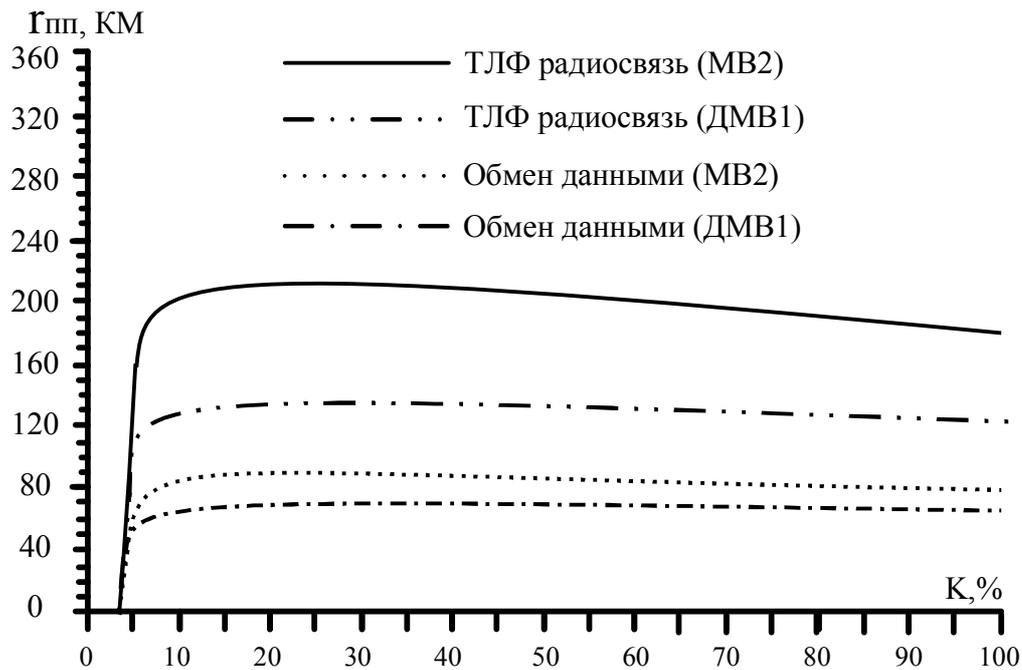


Рисунок 5.4 – Зависимость минимального удаления ПП ($r_{ПП}$) от процента подавления диапазона рабочих частот (k) для радиолинии «борт-борт» при $P_{ПП} = 1$ кВт

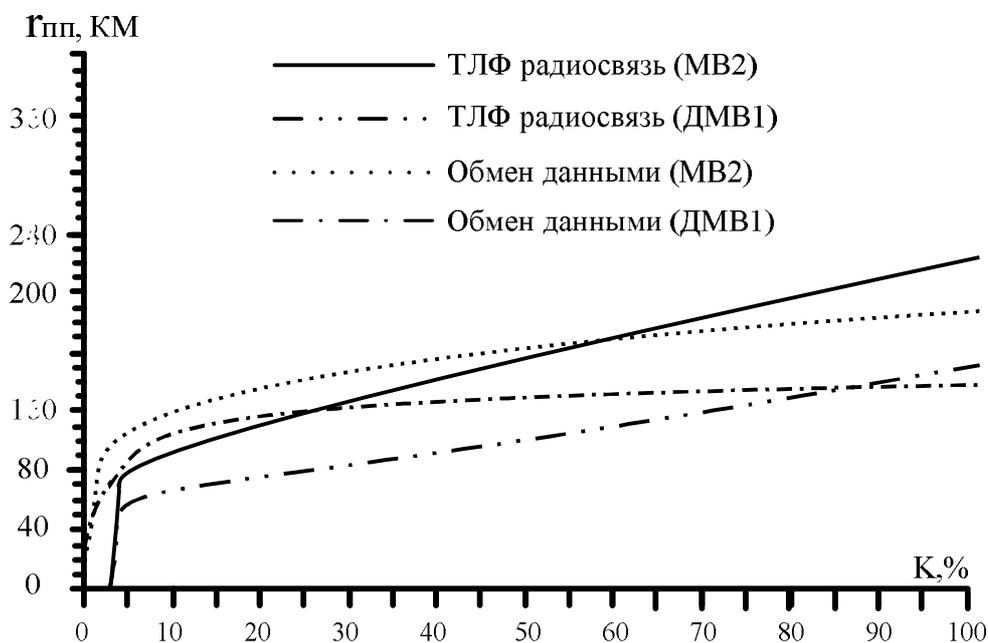


Рисунок 5.5 – Зависимость минимального удаления ПП ($r_{ПП}$) от процента подавления диапазона рабочих частот (k) для радиолинии «земля-борт» при $P_{ПП} = 1$ кВт

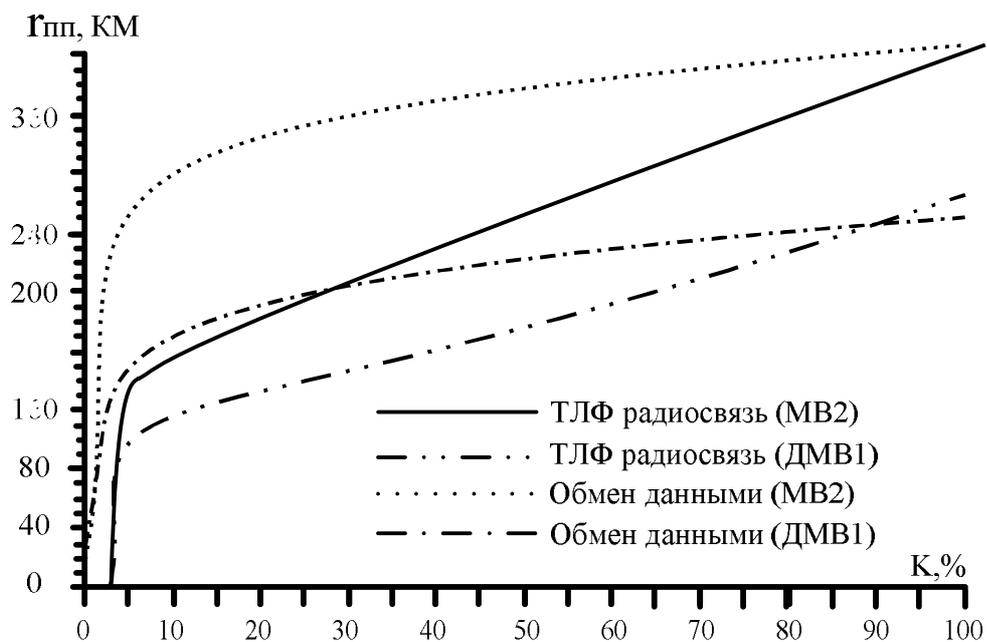


Рисунок 5.6 – Зависимость минимального удаления ПП ($r_{\text{ПП}}$) от процента подавления диапазона рабочих частот (k) для радиолинии «земля-борт» при $P_{\text{ПП}} = 2,5$ кВт

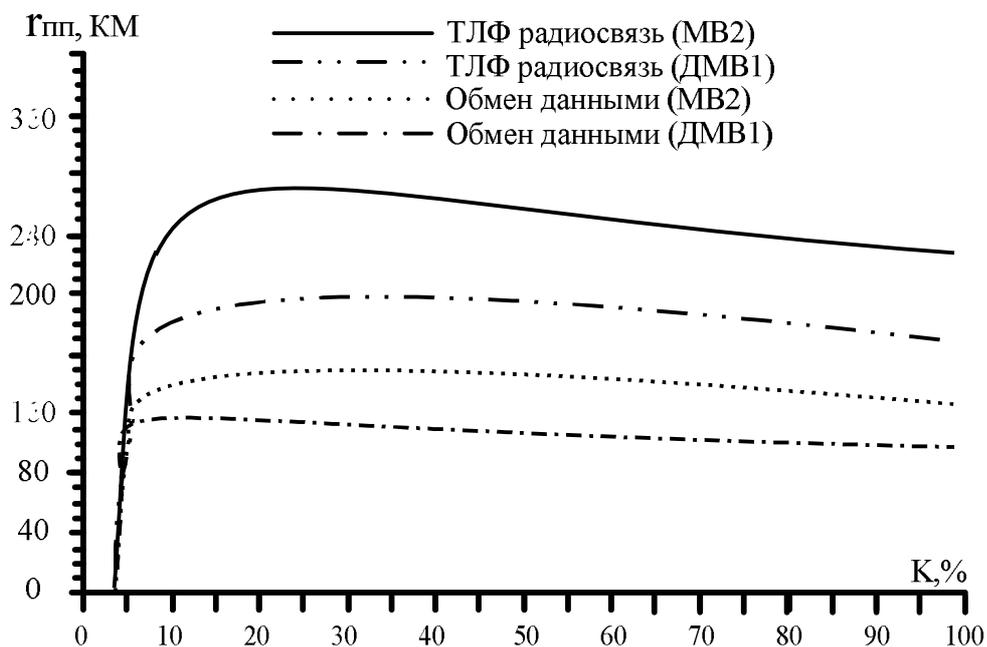


Рисунок 5.7 – Зависимость минимального удаления ПП ($r_{\text{ПП}}$) от процента подавления диапазона рабочих частот (k) для радиолинии «борт-борт» при $P_{\text{ПП}} = 2,5$ кВт

Результаты определения минимального удаления постановщика ПП от объекта РЭП, при котором обеспечивается требуемая дальность радиосвязи ($r_c \geq 350$ км) с надежностью не ниже 0,95 при работе радиостанции Р-833Б в режиме ППРЧ, в зависимости от процента подавления диапазона рабочих частот (k) для радиолиний «борт-борт» и «земля-борт» (мощность ПП $P_{ПП} = 1$ кВт) приведены, соответственно на рисунках 5.4 и 5.5. Аналогичные графики для случая $P_{ПП} = 2,5$ кВт приведены, соответственно на рисунках 5.6 и 5.7.

Анализ графических зависимостей позволяет сделать вывод о том, что при удаленности абонентов ЛРС до ПП менее 250-200 км существенно возрастает возможности ПП по подавлению всех частот ЛРС с ППРЧ.

5.3 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиолиниям с ППРЧ при воздействии шумовых помех

5.3.1 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиолиниям с ППРЧ при воздействии шумовых помех в части полосы

Анализ для пунктов 4.3 – 4.4 выполнен в виде обобщения частных результатов изложенных в работе [4, 72]. Нижеуказанные математические соотношения и графические зависимости приводятся без вывода, приведенного в работе [72].

Помехоустойчивость систем радиосвязи с ППРЧ при воздействии шумовых помех в части полосы определяется средней вероятностью ошибочного приема сигнала или средней вероятностью ошибки (СВО) на символ – P_E .

Для сигналов с частотной манипуляцией передаваемых по ЛРС с ППРЧ P_E определяется как [4, 72]:

$$P_E = \frac{1}{2} \gamma e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{G_0 + P_j}{E_s + \gamma K_s P_s} \right)^{-1}} + \frac{1}{2} (1 - \gamma) e^{-\frac{E_s}{2G_0}} \quad (5.1)$$

где P_{E2} , P_{E0} - условная вероятность ошибки на бит при воздействии помехи на оба канала и отсутствие помехи на входе демодулятора, соответственно; E_s - энергия сигнала, в данном случае энергия информационного бита ($E_s = P_s T_b$); γ - коэффициент, определяющий часть полосы сигнала с ППРЧ, занимаемой помехой. G_j - спектральная плотность мощности помехи в полосе частот W_s ($G_j = P_j / W_s$, P_j - мощность помехи).

В соответствии с (4.1) на рисунке 5.8 сплошными линиями изображены графики зависимости СВО на бит P_E как функции от коэффициента γ при $E_s / G_0 = 13,35$ дБ (что соответствует вероятности ошибки $P_E = 10^{-5}$ в отсутст-

вии помех), эквивалентное отношение сигнал-помеха $(q_{\text{экв}})^2 = K_S P_S / P_j$ выступает в качестве параметра.

Из графиков на рисунке 5.8 видно, что для каждого отношения сигнал-помеха существует оптимальное значение $\gamma = \gamma_{\text{opt}}$, при котором СВО набит $P_E(\gamma_{\text{opt}})$ имеет максимальное значение. Полагая, что $E_s \gg G_0$ и решая уравнение $dP_E/d\gamma$ получим максимальную СВО на бит при двоичной ЧМ [31]:

$$P_{E\text{max}} \approx \begin{cases} \frac{P_j e^{-1}}{K_s P_s}; & \frac{P_j}{K_s P_s} \leq 1 \quad \gamma = \gamma_{\text{opt}} \\ \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{P_j}{K_s P_s} \right)^{-1} \right]; & \frac{P_j}{K_s P_s} > 1 \quad \gamma = 1 \end{cases} \quad (5.2)$$

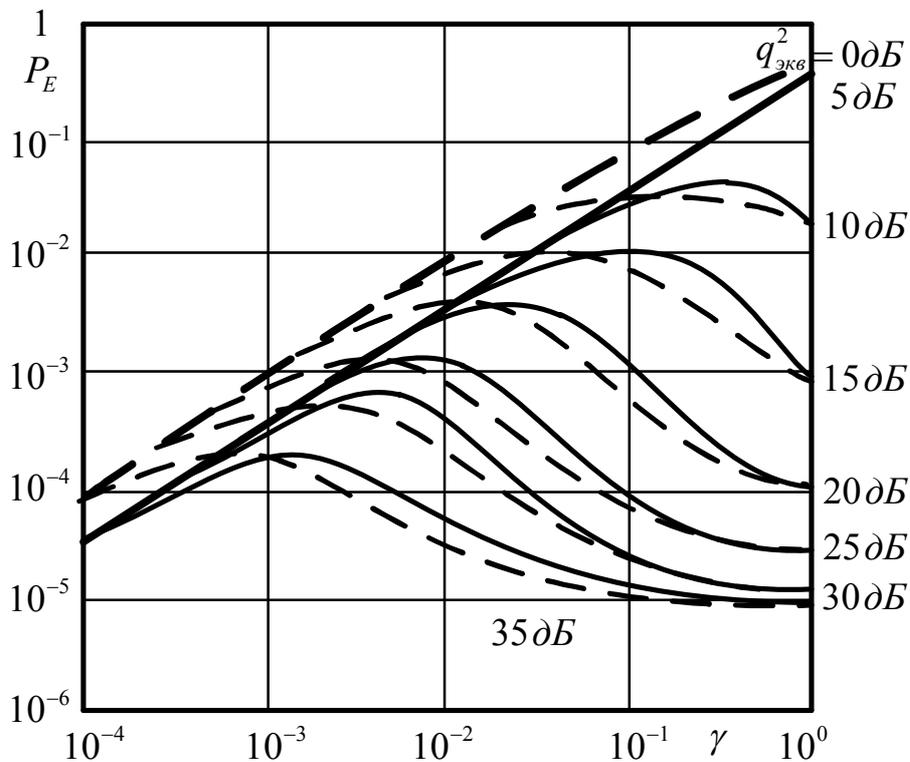


Рисунок 5.8 – Зависимость СВО на бит P_E как функции от коэффициента γ при $E_s / G_0 = 13,35$ дБ

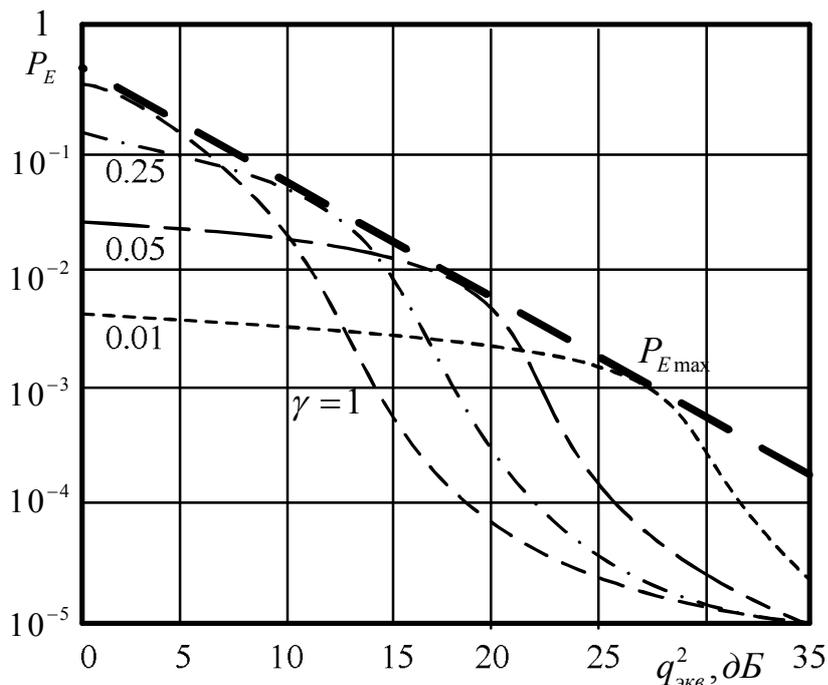


Рисунок 5.9 – Зависимость СВО на бит P_E как функции от отношения $q_{\text{экв}}^2$

Из графиков на рисунке 5.8 видно, что для каждого отношения сигнал-помеха существует оптимальное значение $\gamma = \gamma_{\text{opt}}$, при котором СВО на бит $P_E(\gamma_{\text{opt}})$ имеет максимальное значение. Как следует из (5.2) $\gamma = \gamma_{\text{opt}}$ экспоненциальный характер зависимости СВО на бит P_E (5.1) изменяется на линейный, что приводит к значительному уменьшению помехоустойчивости двоичной СРС с ППРЧ по сравнению с подавлением такой же СРС во всем диапазоне перестройки частоты.

На рисунке 5.9 изображены графики СВО на бит P_E в зависимости от $q_{\text{экв}}^2$ и мощности собственных шумов приемника, представленных в данном случае отношением $E_s/G_0=13,35$ дБ, где:

$$q_{\text{экв}}^2 = K_s P_s / P_j.$$

Из графиков на рисунке 5.9 видно, что СВО на бит при заданном отношении E_s/G_0 при увеличении отношения $q_{\text{экв}}^2$ стремится к $P_E = 10^{-5}$; учет шумов приемника, как и следовало ожидать, приводит к возрастанию СВО на бит. Огибающая графиков (штриховая линия) отражает максимальную СВО на бит $P_{E \text{ max}}$ при $\gamma = \gamma_{\text{opt}}$.

В общем случае при M -ичной ЧМ, $M = 2^k$ ($k = 1, 2, 3 \dots$), $\gamma = \gamma_{opt}$, максимальная СВО на бит $P_{E \max}$ СРС с ППРЧ в условиях воздействия наихудшей шумовой помехи в части полосы определяется из выражения [4, 73, 74]:

$$P_{E \max} \approx \begin{cases} \frac{\beta G_j}{E_s}; & \rho \leq \frac{E_s}{G_j}, \quad \gamma = \gamma_{opt} \\ \frac{M}{4} e^{-\frac{kE_s}{2G_j}}; & \rho > \frac{E_s}{G_j}, \quad \gamma = 1 \end{cases}. \quad (5.3)$$

Здесь E_s / G_j отношение энергии сигнала на бит E_s к спектральной плотности мощности помехи G_j (без учета влияния собственных шумов приемника)

$$\frac{E_s}{G_j} = \frac{P_s W_s}{P_j R_b} = \frac{K_s P_s}{P_j},$$

где R_b - скорость передачи двоичных символов ($R_b = 1/T_b$), $\gamma = \gamma_{opt} = \rho G_j / E_s$. Значения параметров $\beta(k) \leq 0,37$ и $\rho(k) \leq 3,01$ дБ для различных k приведены в таблице 5.1 по данным из источника [74].

Таблица 5.1 - Значения параметров β и ρ

k	M	β	ρ , дБ
1	2	$e^{-1} = 0,3679$	3,01
2	4	0,2329	0,76
3	8	0,1954	-0,33
4	16	0,1 803	-0,59

Из верхней строки выражения (5.3) и таблицы 5.1 следует, что при воздействии на M -ичную СРС с ППРЧ наихудших шумовых помех в части полосы максимальная СВО на бит уменьшается с ростом размера алфавита сигнала M , но все равно СВО на бит имеет линейную зависимость, а это значительно снижает помехоустойчивость СРС с ППРЧ.

При воздействии на СРС с ППРЧ и M -ичной ЧМ широкополосной шумовой помехи (ШШП) с равномерно распределенной мощностью во всей полосе частот W_s ($\gamma = 1$) СВО на бит P_E может быть представлена в виде:

$$P_E = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{m=2}^M (-1)^m \mathbb{C}_M^m \exp \left[-k \left(1 - \frac{1}{m} \right) \left(\frac{G_0}{E_s} + \frac{P_j}{K_s P_s} \right)^{-1} \right],$$

где: $\mathbb{C}_M^m = \frac{M!}{m!(M-m)!}$ - сочетания m из M .

Эффективность воздействия такой ШШП на M -ичную СРС с ППРЧ значительно уступает эффективности наихудшей шумовой помехи в части полосы (5.3).

Если принять, что для наихудших полосовых и независимых многотональных помех имеет место оптимальное значение отношения сигнал-помеха α_{opt} , ограниченное пределами $(0; 1)$, а в каждом сегменте M -ичного сигнала имеется одна гармоническая помеха ($n = 1$), частота которой совпадает с центральной частотой сегмента, то на основе [4, 74] максимальная СВО на бит:

$$P_{E_{max}} \approx \begin{cases} \frac{1}{2}; & \frac{E_s}{G_j} \leq \frac{M}{k}, \quad \alpha_{opt} = \frac{k}{M} \frac{E_s}{G_j} \\ \frac{M}{2kE_s / G_j}; & \frac{E_s}{G_j} > \frac{M}{k}, \quad \alpha = 1 \end{cases} .$$

На рисунке 5.10 изображены графики зависимости максимальной СВО на бит $P_{E_{max}}$ как функции отношения сигнал-помеха E_S/G_j при $k = 1$ и $k = 4$ в условиях наихудших полосовых многотональных помех при $n = 1$ (сплошные линии).

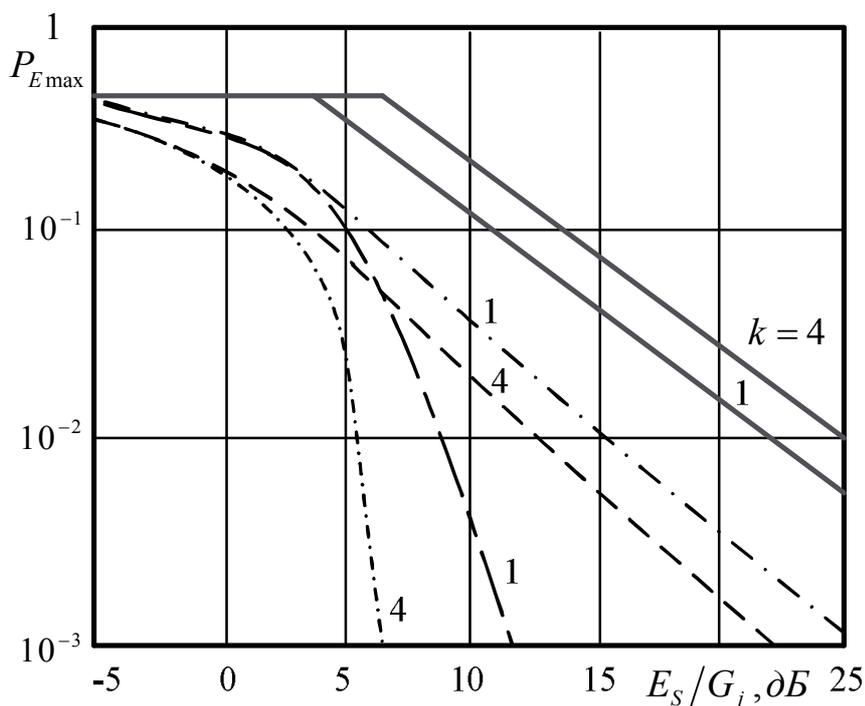


Рисунок 5.10 – Зависимость максимальной СВО на бит от отношения сигнал-помеха

Анализ приведенных на рисунке 5.10 графиков зависимости $P_{E_{max}}$ позволяет сделать следующие выводы:

- в случае воздействия на СРС с ППРЧ и M -ичной ЧМ наихудших многотональных помех имеет место линейная зависимость $P_{E\ max}$ для всех значений $P_{E\ max} < 1/2$, вместе с тем рабочие характеристики (РХ) системы радиосвязи ухудшаются с увеличением k в соответствии со значением M/k ;

- наихудшие многотональные помехи эффективнее наихудших шумовых помех в части полосы, так при небольшом значении k ($k = 4, M = 16$) максимальная СВО на бит $P_{E\ max}$ увеличивается примерно на порядок по сравнению с $P_{E\ max}$ при действии наихудшей шумовой помехи и одном и том же отношении сигнал-помеха.

При $k = 1, M = 2$ выигрыш в эффективности наихудших многотональных помех по сравнению с наихудшими шумовыми помехами значительно уменьшается.

Для случайной двоичной ЧМ вероятностную ситуацию необходимо рассматривать с учетом того, что помеха может воздействовать либо на оба канала, либо на один канал, либо не воздействовать ни на один из каналов демодулятора. При таком условии СВО на бит P_E в общем виде может быть представлена выражением [75, 76]:

$$P_E = \frac{1}{2} \gamma^2 e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{G_0}{E_s} + \frac{P_j}{\gamma K_s P_s} \right)^{-1}} + \gamma(1-\gamma) e^{-\left(\frac{2G_0}{E_s} + \frac{P_j}{\gamma K_s P_s} \right)^{-1}} + \frac{1}{2} (1-\gamma)^2 e^{-\frac{E_s}{2G_0}}. \quad (5.4)$$

На приведенном выше рисунке 5.8 пунктирными линиями изображены графики зависимости СВО на бит P_E (5.4) как функции от γ при $E_s/G_0 = 13,35$ дБ, отношение сигнал-помеха $q_{экв}^2$ является параметром. Графики зависимости P_E показывают, что для СРС с ППРЧ и случайной двоичной ЧМ (как и для неслучайной ЧМ) имеют место оптимальные значения $\gamma = \gamma_{opt}$ для каждого отношения P_s/P_j при котором СВО на бит P_E имеет максимальное значение. При этом $P_{E\ max}$ имеет одно и то же значение для СРС с неслучайной и случайной ЧМ, но при различных значениях γ_{opt} . Из сравнения графиков СВО на бит P_E видно, что при одних и тех же исходных данных $E_s/G_0, K_s, P_s/P_j$ СРС с ППРЧ и случайной двоичной ЧМ более помехоустойчива к шумовой помехе в части полосы, чем аналогичная СРС с неслучайной двоичной ЧМ.

Следует заметить, что при $\gamma = 1$, когда шумовая помеха в части полосы трансформируется в ШШП (заградительную помеху), СРС с неслучайной и случайной двоичной ЧМ имеют одну и ту же помехоустойчивость. В этом случае:

$$P_E = \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{G_0}{E_s} + \frac{P_j}{K_s P_s} \right)^{-1} \right].$$

5.3.2 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиолиниям с ППРЧ при воздействии ответных шумовых помех

Произведем оценку воздействия ответных помех на СРС с ППРЧ в наихудших для системы радиосвязи условиях, при которых помеха попадает в соответствующий канал приемника до того, как произойдет перескок рабочей частоты. Результат воздействия ответных помех на приемник СРС с ППРЧ в общем случае может быть оценен СВО на бит P_E которая имеет вид [76]:

$$P_E = \rho P_{E1} \left(\frac{E_s}{G_0 + G_j} \right) + (1 - \rho) P_{E0} \left(\frac{E_s}{G_0} \right), \quad (5.5)$$

где ρ - коэффициент, характеризующий часть частотного элемента (скачка частоты), пораженную помехой (коэффициент перекрытия), $0 \leq \rho \leq 1$.

В предельном случае $\rho = 1$ и в соответствии с (5.5) СВО на бит. Для случая $\rho = 1$, когда постановщик помех имеет принципиальную возможность воздействовать на основной канал, дополнительный канал и одновременно на оба канала демодулятора СРС с ППРЧ и неслучайной ЧМ. Если принять, что ответная шумовая помеха представляет сосредоточенный по полосе БГШ, то, СВО на бит P_E для СРС с ППРЧ и двоичной ЧМ можно записать в виде [4, 75, 77, 78]:

- при воздействии шумовой помехи на основной канал

$$P_E(\text{осн.}) = \frac{1}{2 + \beta} \exp \left[- \left(\frac{2G_0}{E_s} + \frac{P_j}{P_s} \right)^{-1} \right], \quad (5.6)$$

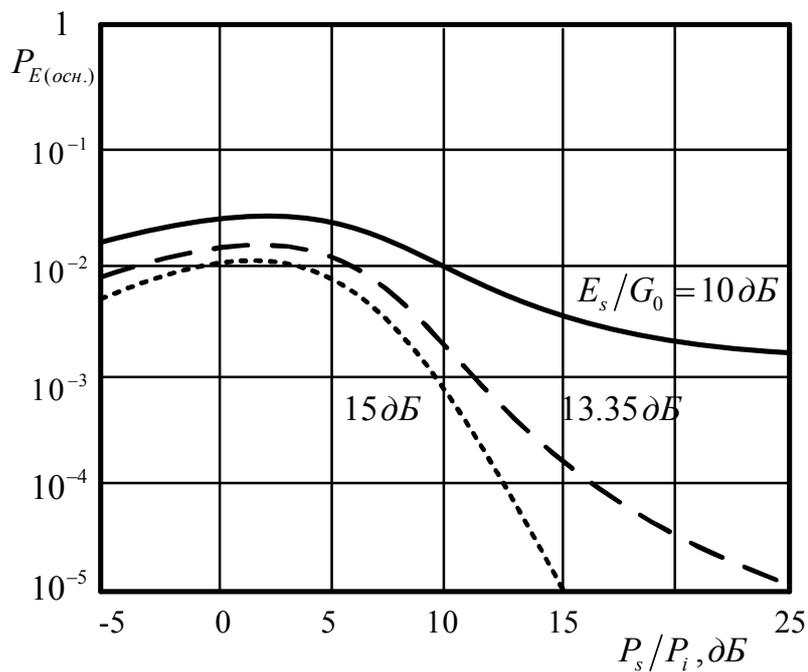
- при воздействии шумовой помехи на дополнительный канал

$$P_E(\text{доп.}) = \frac{1 + \beta}{2 + \beta} \exp \left[- \left(\frac{2G_0}{E_s} + \frac{P_j}{P_s} \right)^{-1} \right] \quad (5.7)$$

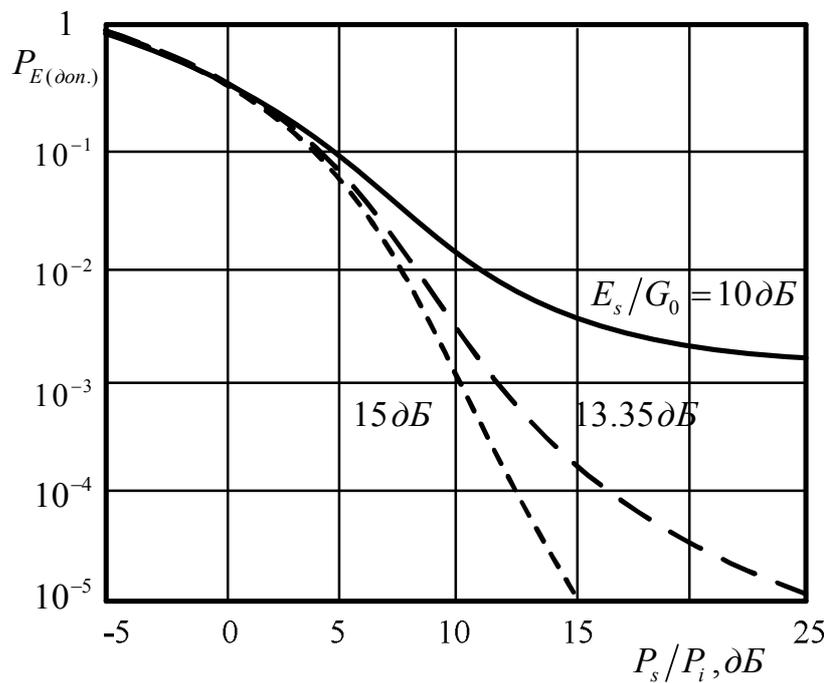
- при воздействии шумовой помехи равной мощности на основной и дополнительный каналы

$$P_E(2) = \frac{1}{2} \exp \left[- \left(\frac{2G_0}{E_s} + \frac{P_j}{P_s} \right)^{-1} \right], \quad \text{где } \beta = E_s P_j / (G_0 P_s) \quad (5.8)$$

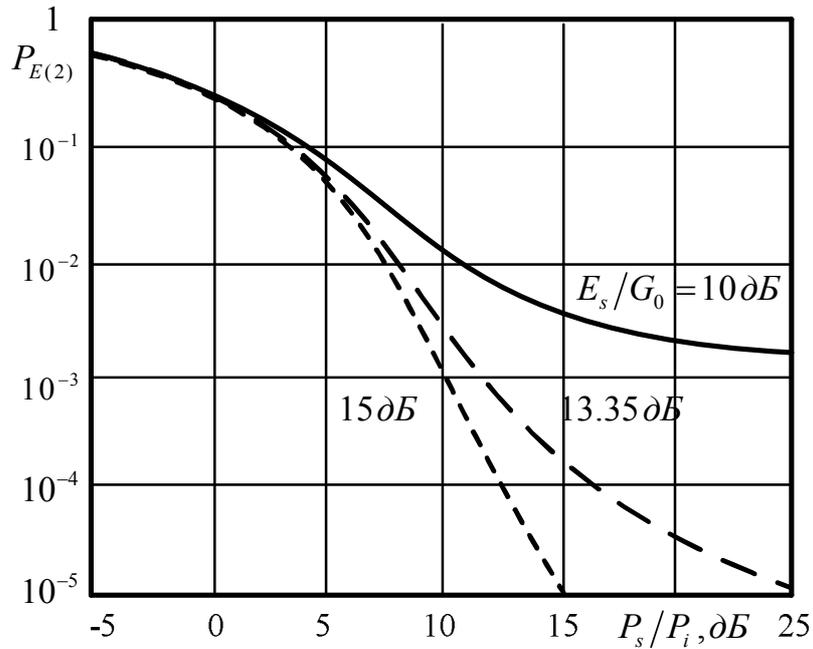
На рисунке 5.11 приведены графики зависимости СВО на бит P_E (5.6), (5.7) и (5.8) от отношения сигнал-помеха P_s/P_j при различных значениях сигнал-шум E_s/G_0 .



а.)



б.)



в.)

Рисунок 5.11 –Зависимость СВО на бит от отношения сигнал-помеха для различных каналов приема

Максимальное значение СВО на бит P_E при воздействии ответной шумовой помехи на основной канал определяется путем решения уравнения $dP_E/d(P_s/P_j)=0$ применительно к выражению (5.6). В результате имеем

$$P_{E \max} (\text{осн.}) \approx \begin{cases} \frac{G_0}{E_s} e^{-1}; & P_j = P_s - 2\sigma_0^2 > 0 \\ \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_s}{2G_0}\right); & P_j = P_s - 2\sigma_0^2 \leq 0 \end{cases}. \quad (5.9)$$

Из рисунка 5.11,а видно, что при заданных отношениях E_s/G_0 помеха наиболее эффективна в небольшой области (около 10-12 дБ) отклонения отношения P_s/P_j от $(1+2\sigma_0^2/P_j)$. За пределами этой области эффективность помехи уменьшается. Выполнение равенства $P_j \approx P_s$ приводит к тому, что худшая шумовая помеха заменяет экспоненциальную зависимость P_E (осн.) на линейную и больше не влияет на канал передачи. Станция ответных помех исчерпала все свои возможности, чтобы добиться максимальной СВО на бит.

Сравнение приведенных на рисунке 5.11,а,б графиков СВО на бит P_E (осн.) и P_E (доп.) показывает, что воздействие помех на дополнительный канал более эффективно, чем на основной канал. В соответствии с (5.6) и (5.7) $P_E(\text{доп.})/P_E(\text{осн.}) = (1+\beta) > 1$. Это свидетельствует о том, что шумовая помеха в дополнительном канале в вероятностном смысле выступает в роли

полезного сигнала. Как следует из (5.7) и рисунка 5.11,б, при воздействии шумовой помехи на дополнительный канал максимальное значение СВО на бит $P_{E\max}(\text{доп.})$ стремится к 1 при $P_s/P_j \rightarrow 0$. Таким образом, с точки зрения помехоустойчивости СРС целесообразно, чтобы частотный разнос между информационными каналами не был постоянным, что не позволяет постановщику помех вскрывать частоту дополнительного канала.

Воздействие ответных шумовых помех на оба канала СРС с ППРЧ более эффективно, чем на основной канал. Из (5.6) и (5.7) следует, что $P_E(2)/P_E(\text{осн.}) = (1 + \beta/2) > 1$. При этом максимальное значение СВО на бит $P_{E\max}(2)$, как и следовало ожидать, стремится к 1/2 при $P_s/P_j \rightarrow 0$.

Эффективность воздействия шумовых помех на дополнительный канал и одновременно на оба канала СРС, как видно из графиков СВО на бит $P_E(\text{доп.})$ и $P_E(2)$ (рисунок 5.11,б,в), практически одна и та же при отношении сигнал-помеха $P_s/P_j > 1$.

В случае, если передача данных осуществляется с использованием М-ичной ЧМ, СВО на бит определяется зависимостью помехи на основной канал М-ичной СРС с ППРЧ [75]:

$$P_E(\text{осн.}) = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1} C_{M+1}^m}{m+1} \times \frac{1}{1+m\beta(m+1)} \exp \left[-k \left(\frac{P_j}{P_s} + \frac{m+1}{m} \frac{G_0}{E_s} \right)^{-1} \right] \quad (5.10)$$

На рисунке 5.12 приведены графики зависимости СВО на бит $P_E(\text{осн.})$ в соответствии с выражением (5.10) как функции отношения сигнал-помеха P_s/P_j при $M = 2, 4, 8$ и $E_s/G_0 = 13,3; 10,6; 9,1$ дБ. При указанных значениях M и E_s/G_0 СВО на бит $P_{E0} = 10^{-5}$ в случае отсутствия помех.

Так как $m E_s k / (m+1) G_0 \gg 1$ то можно принять, что $P_s / P_j \approx 1/k$.

Подставляя отношение $P_s/P_j = 1/k$ в (5.10), получим

$$P_E(\text{осн.}) = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} C_{M-1}^m \frac{G_0 e^{-1}}{m k E_s}. \quad (5.11)$$

Графики зависимости $P_{E\max}(\text{осн.})$ как функции отношения сигнал-шум для $M = 2, 4, 8$ и, соответственно, $k = 1, 2, 3$ приведены на рисунок 5.13.

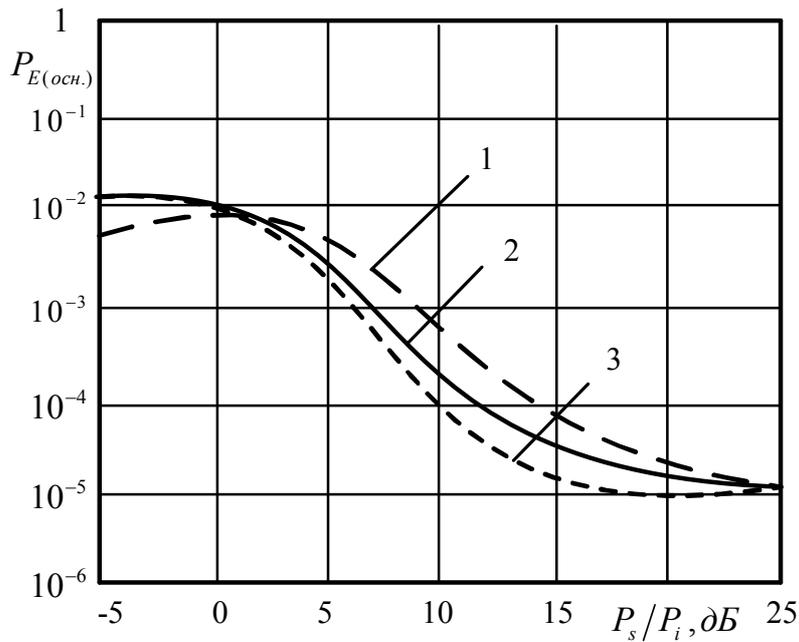


Рисунок 5.12 – Зависимость СВО на бит от отношения сигнал-помеха для основного канала (1 – $M=2$, $E_s/G_0=13,35$ дБ; 2 – $M=4$, $E_s/G_0=10,6$ дБ; 3 – $M=8$, $E_s/G_0=9,1$ дБ).

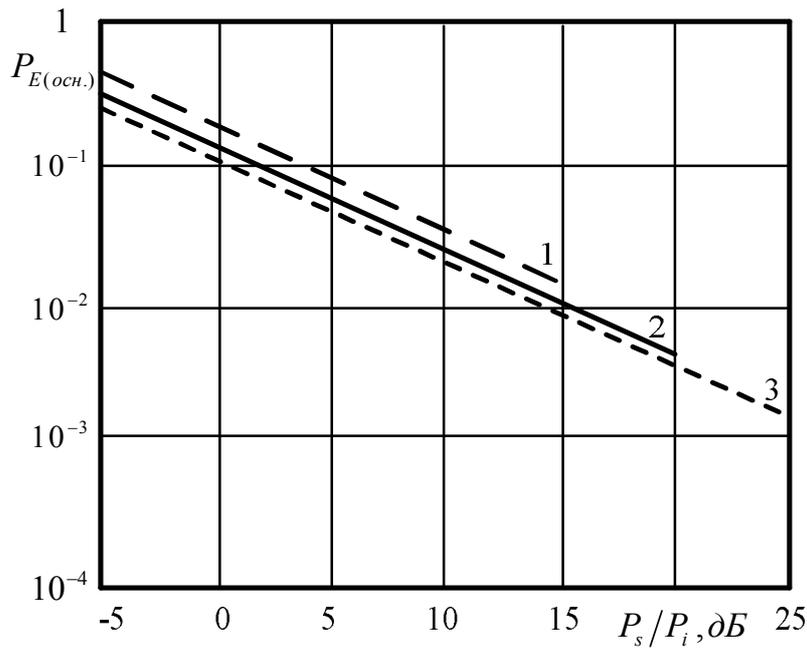


Рисунок 5.13 – Зависимость максимальной СВО на бит от отношения сигнал-шум для основного канала (1 линия – $M=2$, $P_s/P_j=1$; 2 линия – $M=4$, $P_s/P_j=0,5$; 3 линия – $M=8$, $P_s/P_j=0,33$).

Как и следовало ожидать, наихудшая ответная шумовая помеха приводит к замене экспоненциальной зависимости $P_E(осн.)$ на линейную, как и в случае с двоичной ЧМ, и больше не оказывает влияния на снижение помехоустойчивости СРС. Следовательно, разрабатывая СРС с большим отноше-

ем E_s/G_0 можно значительно снизить эффективность ответных шумовых помех.

Из графиков (рисунок 5.13) видно, что увеличение размера алфавита сигнала M при постоянной скорости передачи и энергии сигнала на бит приводит к снижению эффективности ответных помех.

Из анализа выражений (5.6)-(5.8) и (5.10) видно, что в условиях ответных шумовых помех СВО на бит СРС с ППРЧ не зависит от коэффициента расширения спектра сигнала. Это объясняется спецификой создания ответных помех, воздействующих на конкретно выбранный частотный канал с вероятностью, близкой к единице.

5.4 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиолиниям с ППРЧ при воздействии гармонических помех

При воздействии гармонической помехи с частотой ω_j , равной частоте сигнала ω_0 , и равномерно распределенной фазой на основной канал демодулятора СВО на бит P_E (осн.) для случая $\rho = 1$ после усреднения по фазе определяется из выражения:

$$P_E(\text{осн.}) = \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{E_s}{2G_0} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} \right) \right] I_0 \left(\frac{E_s}{G_0} \sqrt{\frac{P_j}{P_s}} \right). \quad (5.12)$$

Графики зависимости СВО на бит P_E (осн.) (сплошная линия) как функции отношения сигнал-помеха P_s/P_j при $E_s/G_0 = 13,35$ дБ, приведены на рисунке 5.14.

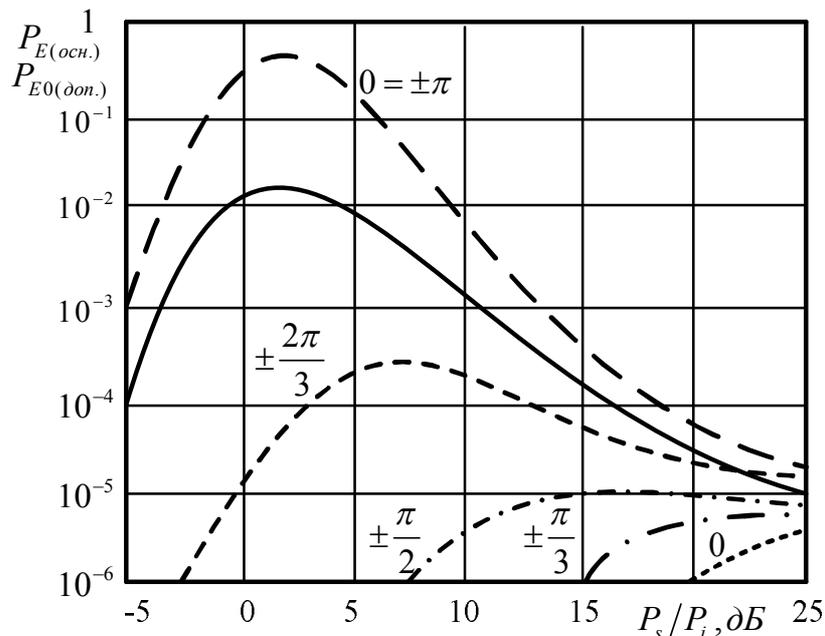


Рисунок 5.14 – Зависимость СВО на бит от отношения сигнал - помеха в основном и дополнительном канале

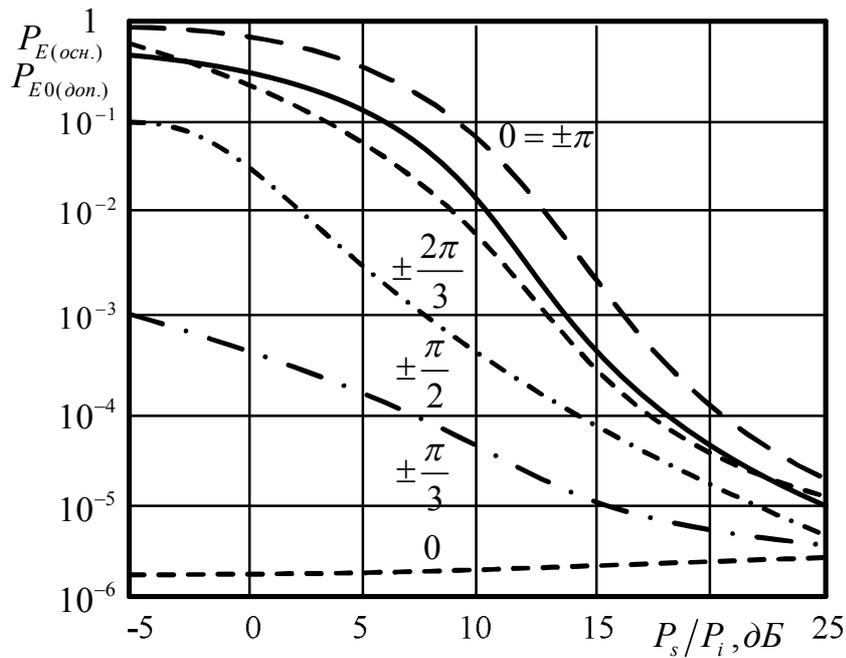


Рисунок 5.15 – Зависимость СВО на бит от отношения сигнал-помеха в обоих каналах демодулятора

Анализ графиков P_E (осн.) на рисунке 5.14 показывает, что зависимость СВО на бит P_E (осн.) (как и в случае воздействия шумовой помехи) имеет экстремальный характер, т.е. при определенном отношении сигнал-помеха ($P_s < P_j$) СВО на бит уменьшается.

При наихудшей гармонической помехе максимальное СВО на бит определяется из выражения

$$P_{E_{\max}}(\text{осн.}) \approx \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_0}{2\pi E_s}} \quad P_j \approx P_s \gg \sigma_0^2 \quad (5.13)$$

При условиях (5.13) станция ответных гармонических помех полностью исчерпывает свои возможности по подавлению СРС. Дальнейшее увеличение мощности помехи в основном канале демодулятора (5.12) приводит к снижению ее эффективности (рисунок 5.14), так как помеха в этом случае начинает выступать в качестве полезного сигнала.

Сравнение зависимостей СВО на бит P_E (осн.) приведенных на рисунке 5.11,а и рисунке 5.14, показывает, что гармоническая помеха в основном канале демодулятора при $\omega_j = \omega_0$ несколько эффективнее, чем шумовая помеха в этом же канале, для небольшой области отклонения отношения сигнал-помеха P_s/P_j от 1. За пределами этой области эффективность гармонической помехи падает и становится меньше эффективности шумовой помехи.

При воздействии гармонических помех равной мощности одновременно на оба канала демодулятора СВО на бит $P_E(2)$ может быть представлена зависимостью вида:

$$P_E(2) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ Q \left[\sqrt{\frac{E_s}{G_0} \frac{P_j}{P_s}}, \sqrt{\frac{E_s}{G_0} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} + 2\sqrt{\frac{P_j}{P_s} \cos \theta} \right)} \right] - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{E_s}{G_0} \left(\frac{1}{2} + \frac{P_j}{P_s} + \sqrt{\frac{P_j}{P_s} \cos \theta} \right) \right] I_0 \left[\frac{E_s}{G_0} \sqrt{\frac{P_j}{P_s} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} + 2\sqrt{\frac{P_j}{P_s} \cos \theta} \right)} \right] \right\} d\theta \quad (5.14)$$

где: Q - функция Маркума, рассчитываемая через интеграл плотности распределения Райса как:

$$Q(\alpha, \beta) = \int_{\beta}^{\infty} x [I_0(\alpha x)] \cdot \exp\left(-\frac{\alpha^2 + x^2}{2}\right) dx.$$

Графики зависимости СВО на бит $P_E(2)$ (сплошная линия) как функции отношения сигнал-помеха P_s/P_j при $E_s/G_0 = 13,35$ дБ изображены на рисунке 5.15.

Из сравнения графиков P_E (осн.) и $P_E(2)$, представленных на рисунке 5.14 и рисунке 5.15, видно, что воздействие гармонической помехи на оба канала демодулятора более эффективно, чем воздействие помехи на основной канал. Как следует из (5.15) максимальное значение СВО на бит при воздействии помехи на оба канала $P_{E \max}(2)$ стремится к $1/2$ при $P_s/P_j \rightarrow 0$.

В случае, если воздействию гармонической помехи подвергается только дополнительный канал демодулятора, то СВО на бит определяется из выражения [78, 79]:

$$P_E(\text{доп.}) = Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{G_0} \frac{P_j}{P_s}}, \sqrt{\frac{E_s}{G_0}} \right) - \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{E_s}{G_0} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} \right) \right] I_0 \left(\frac{E_s}{G_0} \sqrt{\frac{P_j}{P_s}} \right). \quad (5.15)$$

Если в СРС с ППРЧ для передачи сообщения используется M - ЧМ, то эффект воздействия гармонической помехи на основной канал может быть найден из выражения (5.9).

Используя результаты [4, 75, 80], получим, что воздействие гармонической помехи на канал передачи приводит к СВО на бит:

$$P_E(\text{осн.}) = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \mathbb{C}_{M-1}^m \exp \left[-\frac{kE_s}{G_0} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} \right) \frac{m}{m+1} \right] \times \times I_0 \left(\frac{2m}{m+1} \frac{kE_s}{G_0} \sqrt{\frac{P_j}{P_s}} \right) . \quad (5.16)$$

Используя выражение (5.16), на рисунке 5.16 получены графики СВО на бит $P_E(\text{осн.})$ как функции отношения сигнал-помеха P_s/P_j . Из графиков на рисунке 5.16 видно, что при гармонической помехе (как и при воздействии шумовой помехи) СВО на бит увеличивается до определенного значения (достигая максимума) с ростом мощности помехи, после которого характеристики приема улучшаются в силу того, что помеха начинает выступать в качестве сигнала.

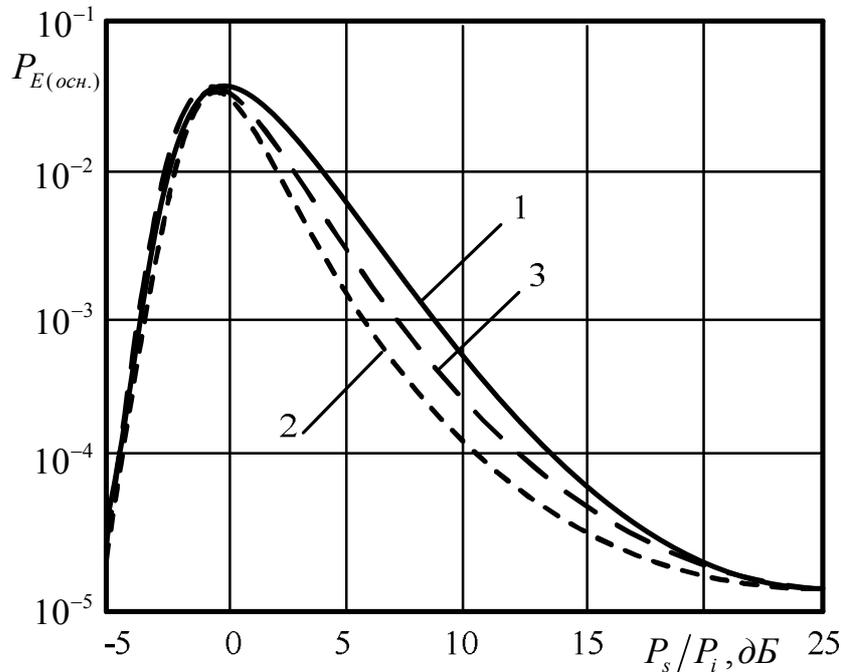


Рисунок 5.16 – Зависимость СВО на бит от отношения сигнал-помеха

1 линия – $M=2$, $E_s/G_0 = 13,35$ дБ;

2 линия – $M=4$, $E_s/G_0 = 10,6$ дБ;

3 линия – $M=8$, $E_s/G_0 = 9,1$ дБ)

Максимальное значение СВО на бит $P_E(\text{осн.})$ имеет место при $P_s = P_j \gg \sigma_0^2$. В этом случае, если воспользоваться представлением функции Бесселя $I_0(x)$, то получим

$$P_{E_{\max}}(\text{осн.}) \approx \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \mathbb{C}_{M-1}^m \cdot \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(m+1)G_0}{\pi m k E_s}} \quad P_s = P_j . \quad (5.17)$$

Графики зависимости $P_{E \max}(\text{осн.})$ от отношения сигнал-шум E_s/G_0 для наихудшей гармонической помехи при $P_s/P_j = 1$ изображены на рисунке 5.17.

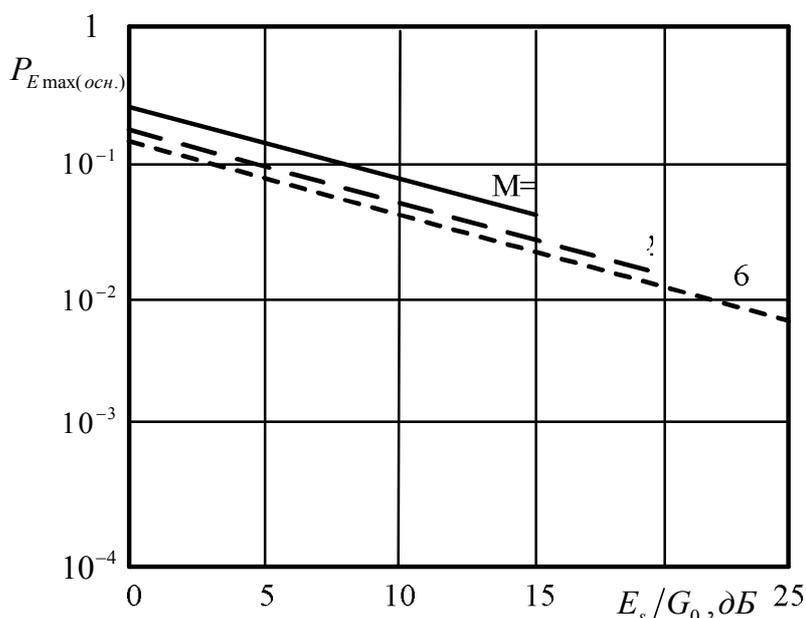


Рисунок 5.17 – Зависимость СВО на бит от отношения сигнал-шум

Из графиков на рисунке 5.17 видно, что наихудшая гармоническая помеха в случае M -ичной ЧМ трансформирует экспоненциальную зависимость $P_E(\text{осн.})$ в линейную и более не влияет на помехоустойчивость СРС. Наихудшая помеха оптимизирует ресурсы передатчика помех, внося ровно столько энергии в один канал, сколько требуется для получения максимальной ошибки в символах.

Как и при воздействии шумовой помехи, эффективность гармонической помехи с увеличением размера алфавита сигнала M при постоянной скорости передачи символов и энергии сигнала на бит уменьшается. Уменьшение эффективности гармонической помехи при $M=4$ и $M=8$ составляет примерно 2 и 3 дБ по сравнению с эффективностью помех при двоичной ЧМ, $M=2$. Однако воздействие гармонической помехи на любой из M -ичных дополнительных каналов, в котором не ведется передача (как и в случае воздействия шумовой помехи на дополнительный канал), приводит к значительному уменьшению помехоустойчивости СРС.

Сравнение графиков зависимости СВО на бит $P_{E \max}(\text{осн.})$ для СРС с M -ичной ЧМ при воздействии шумовой и гармонической помех, приведенных на рисунке 5.13 и рисунке 5.17, показывает, что оптимальная гармоническая помеха несколько эффективнее оптимальной шумовой помехи. Эффективность гармонической помехи быстро уменьшается с ростом отношения сигнал-помеха. Из-за специфики организации ответных гармонических помех,

как и ответных шумовых помех, СВО на бит не зависит от коэффициента расширения спектра сигнала.

5.5 Оценка средней вероятности ошибки приема сигналов с частотной манипуляцией по радиолиниям с ППРЧ при воздействии комбинированных (шумовых и гармонических) помех

Для подавления СРС с ППРЧ и ЧМ возможно применение комбинированной (шумовой и гармонической) ответной помехи. При воздействии комбинированной помехи на основной канал демодулятора СРС с ППРЧ и двоичной ЧМ СВО на бит определяется зависимостью вида:

$$P_E(\text{осн.}) = \frac{1}{2 + \frac{E_s}{G_0} \frac{P_j}{P_s}} \exp \left[-\frac{1 + \frac{P_j}{P_s}}{\frac{P_j}{P_s} + 2 \frac{G_0}{E_s}} \right] \times I_0 \left(\frac{\sqrt{\frac{P_j}{P_s}}}{\frac{P_j}{P_s} + 2 \frac{G_0}{E_s}} \right)$$

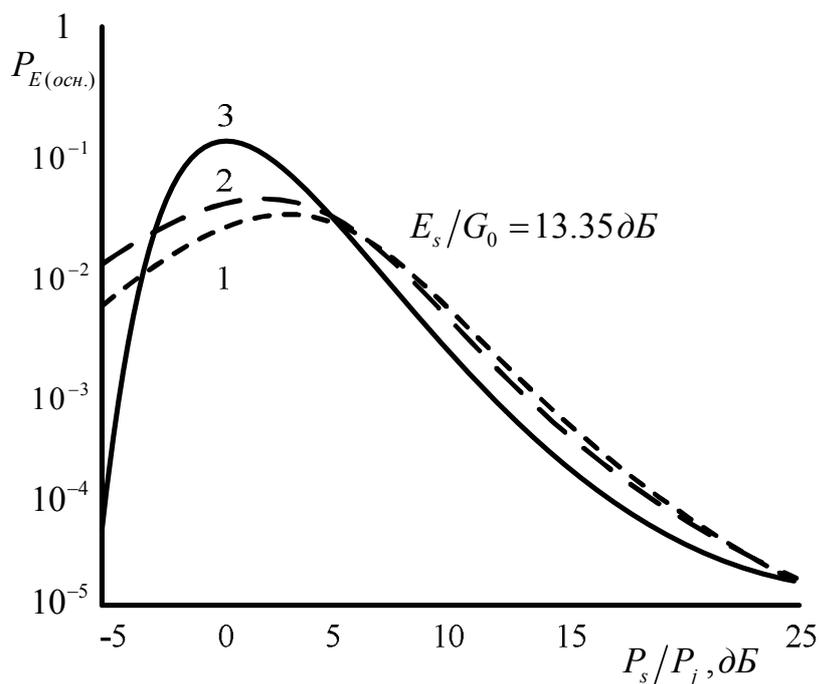


Рисунок 5.18 –График зависимости СВО на бит $P_E(\text{осн.})$ как функция отношения сигнал-помеха P_s/P_j

В соответствии с этим выражением на рисунке 5.18 изображен график зависимости СВО на бит $P_E(\text{осн.})$ (кривая 1) как функция отношения сигнал-помеха P_s/P_j при $E_s/G_0 = 13,35 \text{ дБ}$. На этом же рисунке приведены графики

СВО на бит P_E (осн.) при воздействии на основной канал демодулятора только шумовой помехи (кривая 2) и только гармонической помехи (кривая 3).

Из представленных на рисунке 5.18 графиков следует, что воздействие такой сложной ответной помехи на основной канал демодулятора СРС с ППРЧ и двоичной ЧМ не повышает эффективность подавления СРС по сравнению с шумовой или с гармонической помехой. Вместе с тем техническая реализация комбинированной помехи в СОП достаточно сложна [75].

5.6 Оценка средней вероятности ошибочного приема кодовых комбинаций использующих помехоустойчивое кодирование при передаче по радиолиниям с ППРЧ и воздействии преднамеренных помех

Анализ для пункта 5.6 выполнен в виде обобщения частных результатов изложенных в работах [81, 82]. Нижеуказанные математические соотношения и графические зависимости приводятся без вывода, который подробно приведен в указанных работах.

5.6.1 Оценка средней вероятности ошибочного приема кодовой комбинации с использованием блочного помехоустойчивого кодирования при передаче по радиолиниям с ППРЧ и воздействии шумовых и гармонических преднамеренных помех

Системы радиосвязи с ППРЧ весьма чувствительны к наихудшим помехам. Так, выше было показано, что при действии наихудшей ответной шумовой помехи на основной канал приемника максимальная СВО на бит $P_{E\ max} \approx G_0/(e E_s)$, а при наихудшей шумовой помехе в части полосы - $P_{E\ max} \approx P_j/(e K_S P_s)$. Экспоненциальный характер зависимости СВО на бит превращается в линейный, что резко снижает помехоустойчивость СРС. Рабочие характеристики СРС с ППРЧ в условиях таких помех могут быть значительно улучшены с помощью кодов, исправляющих ошибки. С этой целью оценим возможности сравнительно просто реализуемых блочных кодов в СРС с ППРЧ и ЧМ при воздействии различных видов помех.

Основными параметрами блочных кодов являются [83]:

- число информационных бит k и полное число бит в кодовом слове n (длина кода);
- относительная скорость кода $R_c = k/n$,
- минимальное кодовое расстояние d , равное наименьшему значению расстояния Хэмминга, представляющему собой число позиций, в которых кодовые комбинации отличаются друг от друга;
- максимальное число исправляемых ошибок t на длине кодового слова связано с d зависимостью $t = [(d-1)/2]$, где $[\cdot]$ - целая часть числа; избы-

точность кода, под которой понимается параметр $\omega = r/n = 1 - R_c$, определяющий долю избыточно передаваемых символов.

Характеристики простейших двоичных блоковых кодов которых приведены в таблице 5.2

Таблица 5.2 – Характеристики двоичных блоковых кодов

Вид кода	Характеристики кода				
	(n, k)	t	d	R_c	$\omega(\%)$
Хэмминга	(7,4)	1	3	1/2	50
Голея	(23,12)	3	7	1/2	50
БЧХ	(15,5)	3	7	1/3	70
	(15,7)	2	5	1/2	50
	(15,11)	1	3	3/4	25

При применении в СРС с ППРЧ и ЧМ двоичных блоковых кодов и демодулятора с «жесткими» решениями СВО на бит P_{Ek} (в случае статистической независимости ошибок в приеме различных символов) может быть представлена выражением [73, 84]:

$$P_{Ek} \approx \frac{d}{n} \sum_{i=t+1}^d C_n^i P_e^i (2) [1 - P_e(2)]^{n-i} + \frac{1}{n} \sum_{i=d+1}^n i C_n^i P_e^i (2) [1 - P_e(2)]^{n-i} \quad (5.18)$$

где $P_e(2)$ - вероятность ошибки на бит кодового слова (на канальный символ) на выходе демодулятора (на входе декодера).

Выражение для вероятности ошибки $P_e(2)$ при воздействии ответных шумовых и гармонических помех на основной канал демодулятора можно определить из (5.6) и (5.12), если учесть, что энергия канального символа $E_c = (k/n)E_s = R_c E_s$, где E_s - энергия сигнала, на длительности бита информации. В результате при воздействии ответной шумовой помехи получим:

$$P_E (\text{осн.}) = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{E_s}{2G_0} \frac{P_j}{P_s}} \exp \left[-R_c \left(\frac{2G_0}{E_s} + \frac{P_j}{P_s} \right)^{-1} \right], \quad (5.19)$$

при воздействии ответной гармонической помехи

$$P_E (\text{осн.}) = \frac{1}{2} \exp \left[-R_c \frac{E_s}{2G_0} \left(1 + \frac{P_j}{P_s} \right) \right] I_0 \left(R_c \frac{E_s}{G_0} \sqrt{\frac{P_j}{P_s}} \right). \quad (5.20)$$

Как следует из (5.19) и (5.20) применение кодирования приводит к увеличению вероятности ошибки на канальный символ по сравнению с отсутствием кодирования, когда $R_c = 1$. Отметим также, если при применении кодирования длительность кодового слова (или скорость передачи информации) сохраняется, то длительность передаваемого канального символа уменьшается. Следовательно, полоса пропускания каждого канала должна быть увеличена. Это ведет к тому, что при заданном диапазоне перестройки частот СРС с ППРЧ число каналов M_f , которое можно было иметь без кодирования, сокращается до

$$M_k = \left[\frac{kM_f}{n} \right],$$

а мощность шумов в каналах приемного устройства СРС увеличивается,

$$\sigma_{0k}^2 = \frac{n\sigma_0^2}{k},$$

что приводит к уменьшению помехоустойчивости СРС по отношению к шумам системы.

Эти примеры отражают известное в теории кодирования положение о негативном влиянии на помехоустойчивость СРС увеличения избыточности [73, 83]: *если при цифровой передаче вводится избыточные символы, а скорость передачи информации и мощность сигнала сохраняются постоянными, то энергия, приходящаяся на один канальный символ, уменьшается и вероятность ошибки увеличивается.* Таким образом, применение в СРС кодирования может быть эффективным при условии, если уменьшение вероятности ошибки благодаря кодированию будет достаточным для компенсации потерь, обусловленных введением избыточности.

Рассмотрим возможности двоичных блоковых кодов (таблица 5.2) в условиях действия наихудших помех, при которых СВО на бит имеет максимальное значение. Максимальная ошибка в приеме бита информации имеет место при вполне определенном значении отношения сигнала-помеха. Применяя уравнение $dP_e/d(P_s/P_j) = 0$ к выражениям (5.19) и (5.20), имеем:

- при воздействии ответной шумовой помехи:

$$P_{e \max} (\text{осн.}) \approx \frac{G_0 e^{-1}}{R_c E_s}; \quad \frac{P_s}{P_j} = \frac{1}{R_c - \frac{2G_0}{E_s}} \approx \frac{1}{R_c}; \quad \text{при } R_c \gg \frac{2G_0}{E_s} \quad (5.21)$$

- при воздействии ответной гармонической помехи:

$$P_{e \max} (\text{осн.}) \approx \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_0}{2\pi R_c E_s}} ; \frac{P_s}{P_j} \approx 1. \quad (5.22)$$

Таким образом, максимальная вероятность ошибки на канальный символ $P_{E \max}(\text{осн.})$ (5.21) и (5.22) на входе декодера больше в $1/R_c$ раза при шумовой помехе и в $(1/R_c)^{1/2}$ раза при гармонической помехе по сравнению со СВО на бит $P_{E k \max}(\text{осн.})$ (5.13) без кодирования.

Подставляя (5.21) и (5.22) в (5.18), получим выражение максимальной СВО на бит $P_{E k \max}(\text{осн.})$ при применении в СРС с ППРЧ блочного кодирования при действии наихудших ответных шумовых и гармонических помех.

Для приведенных в таблице 5.2 кодов на рисунке 5.19 и рисунке 5.20 изображены графики зависимости максимальной СВО на бит $P_{E k \max}(\text{осн.})$ как функции отношения сигнал-шум E_s/G_0 при $P_s/P_j = 1/R_c$ для наихудшей ответной шумовой помехи и $P_s/P_j = 1$ для наихудшей ответной гармонической помехи.

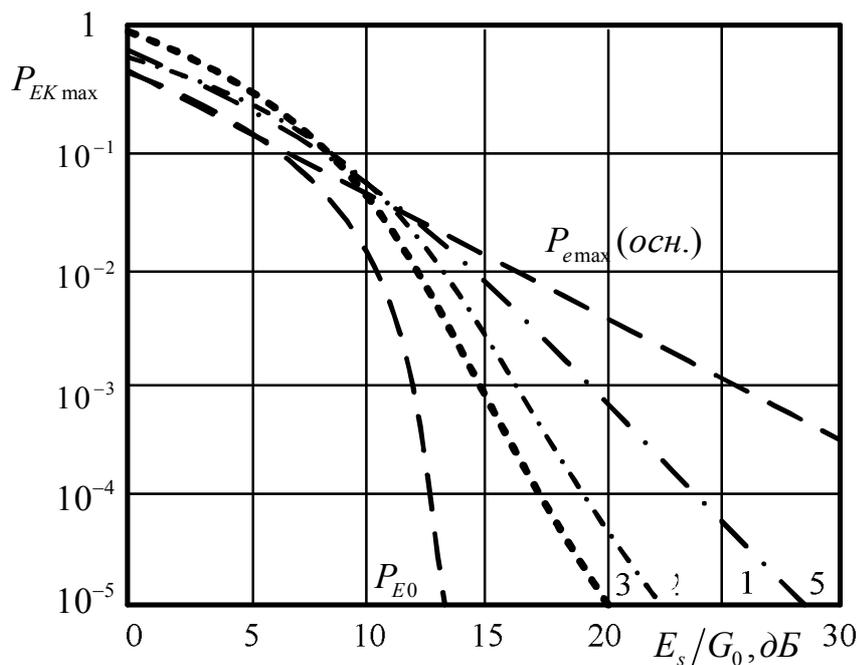


Рисунок 5.19 – Зависимость СВО на бит от отношения сигнал-шум при наихудшей шумовой помехе

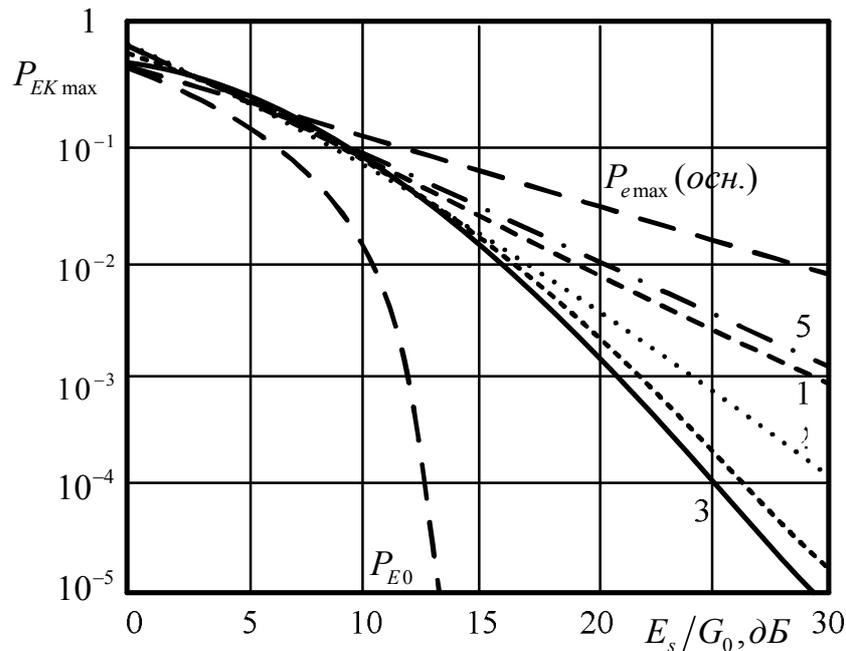


Рисунок 5.20 – Зависимость СВО на бит от отношения сигнал-шум при наихудшей гармонической помехе

На рисунке 5.19 и рисунке 5.20 график 1 соответствует коду Хэмминга, график 2 - коду Голя, графики 3, 4, 5 - кодам БЧХ. На этих же рисунках штриховыми линиями приведены графики СВО на бит $P_{E \max}(\text{осн.})$ для СРС с ППРЧ и двоичной ЧМ без кодирования ($R_c=1$) в условиях воздействия наихудшей ответной шумовой и гармонической помехи с отношением $P_s/P_j = 1$. Штрихпунктирные кривые рисунка 5.19 и рисунка 5.20 соответствуют СВО на бит P_{E0} в отсутствие помех.

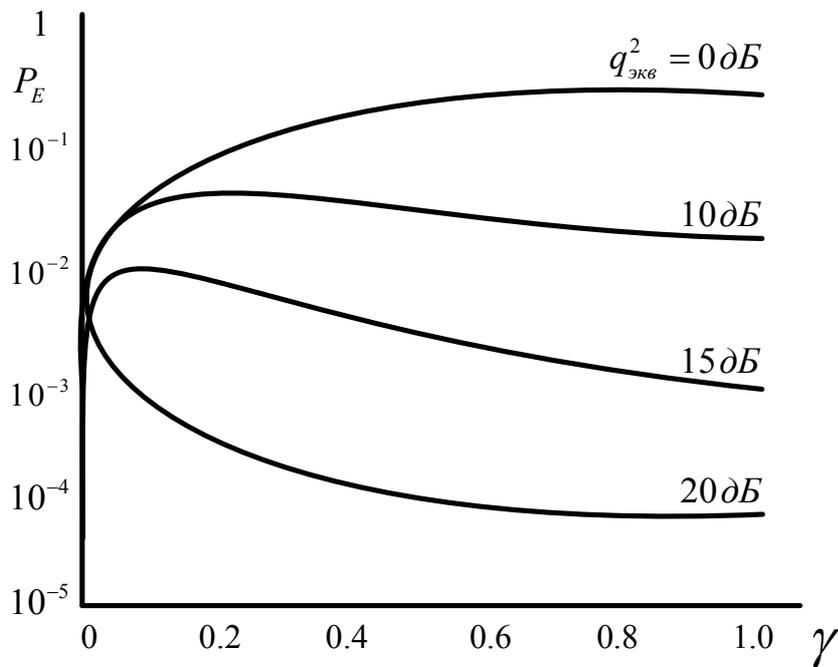
Из сравнения изображенных на рисунках графиков СВО на бит $P_{E k \max}$ следует, что применение простых двоичных блоковых кодов приводит к повышению помехоустойчивости двоичных СРС с ППРЧ. Так, применение кода Хэмминга (7, 4) в условиях наихудшей ответной шумовой помехи позволяет получить выигрыш отношения сигнал-шум E_s/G_0 около 8 дБ при СВО на бит $P_{E k \max}(\text{осн.}) = 10^{-3}$ и 18 дБ при $P_{E k \max}(\text{осн.}) = 10^{-5}$. Еще больший выигрыш можно получить, используя более помехоустойчивые коды. При применении низкоскоростного кода БЧХ (15, 5) рабочая характеристика СРС с ППРЧ при наихудшей ответной шумовой помехе на уровне СВО на бит $P_{E k \max}(\text{осн.}) = 10^{-3}$ уступает примерно 3 дБ по сравнению с рабочей характеристикой в случае отсутствия помех.

Применение кодирования с исправлением ошибок в условиях наихудших ответных гармонических помех, как и в случае ответных шумовых помех, значительно улучшает рабочие характеристики СРС с ППРЧ, повышая помехоустойчивость. Так, применение кода Голя (23, 12) обеспечивает выигрыш отношения сигнал-шум E_s/G_0 примерно на 25 дБ при СВО на бит $P_{E k \max}(\text{осн.}) = 10^{-3}$.

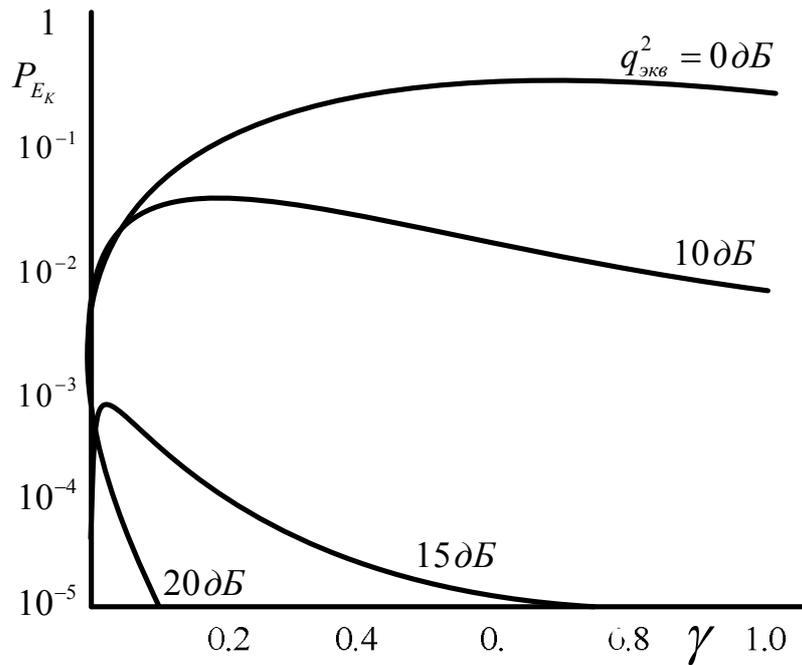
Заметим, что полученный выигрыш в помехоустойчивости при применении кодов достигается только в СРС с ППРЧ и случайной ЧМ, так как для такой СРС ответные помехи могут воздействовать только на основной канал приема.

Аналогичные результаты приведены в [75, 85], где показано, что использование помехоустойчивого кодирования в СРС с медленной ППРЧ при действии наихудших ретранслированных помех позволяет значительно снизить требования к отношению сигнал-шум. Так, использование длинных блоковых кодов, таких как БЧХ (127, 36), (127, 64) в условиях наихудшей ответной шумовой помехи и ответной гармонической помехи дает выигрыш отношения сигнал-шум примерно на 20 дБ и 30 дБ, соответственно, по сравнению со случаем отсутствия кодирования при СВО на бит $P_{Ek}(\text{осн.}) = 10^{-4}$.

Применение двоичных блоковых кодов существенным образом может повысить помехоустойчивость СРС с ППРЧ и при сосредоточенных в части полосы помехах.



а.)



б.)

Рисунок 5.21 – Графики зависимости СВО на бит как функции от части занимаемой помехой полосы γ :

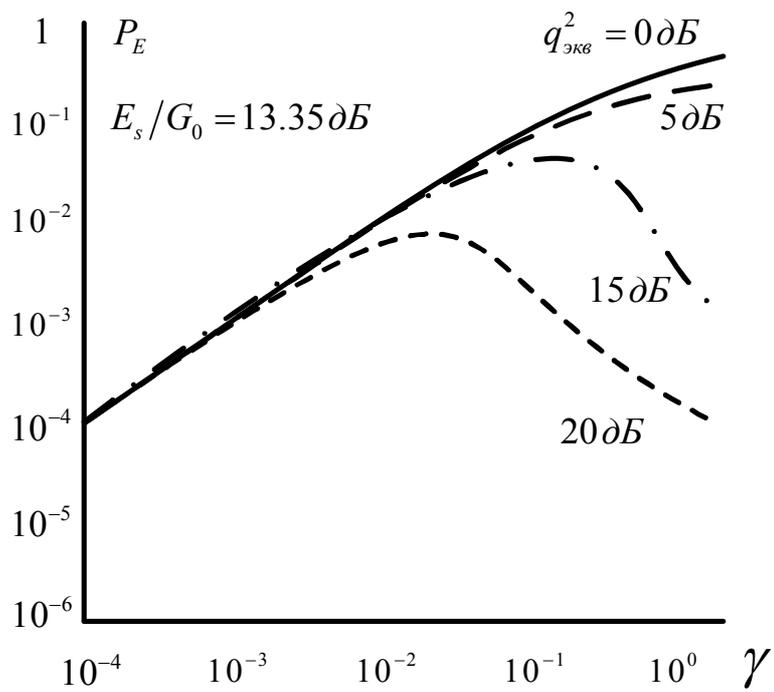
а) для некодированной двоичной СРС со случайной ЧМ

б) для кодированной двоичной СРС со случайной ЧМ и кодом Хэмминга (7, 4)

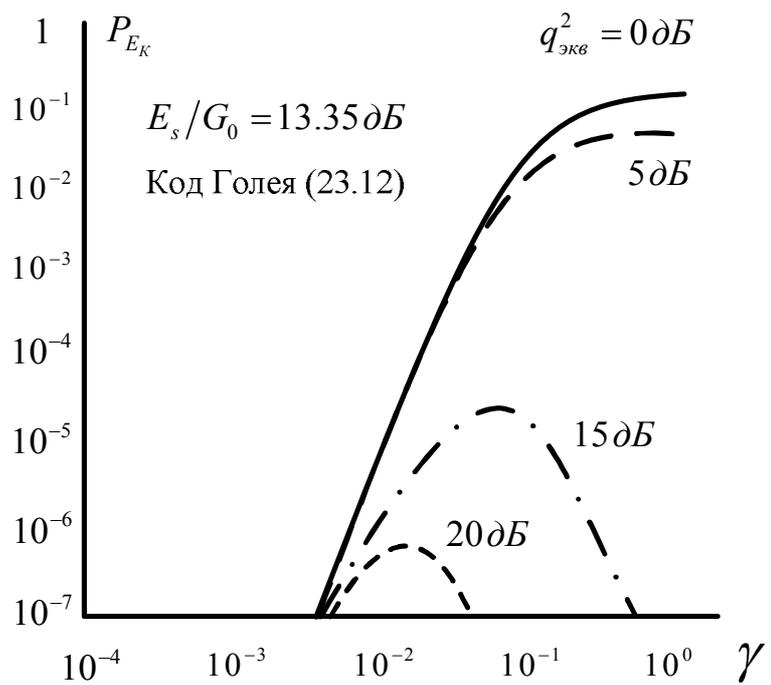
Для примера на рисунке 5.21, а, б изображены графики зависимости СВО на бит как функции от части занимаемой помехой полосы γ для некодированной двоичной СРС со случайной ЧМ и для кодированной двоичной СРС со случайной ЧМ и кодом Хэмминга (7, 4) при отношении сигнал-шум $E_s/G_0 = 13,35$ дБ.

На рисунке 5.21,а видно, что при сравнительно большом эквивалентном отношении сигнал-помеха $q_{экв}^2 = 10 \dots 15$ дБ и γ , близкой к γ_{opt} , СВО на бит имеет значение $P_E \leq 10^{-2}$ для СРС без кодирования. С целью уменьшения СВО на бит такие ошибки можно обрабатывать с использованием помехоустойчивого кодирования. При данном значении ошибки в приеме бита информации P_E простейший код Хэмминга (7, 4) позволяет обеспечить СВО на бит от $P_{Ek} = 10^{-2}$ до $P_{Ek} = 10^{-4}$ при $\gamma \approx \gamma_{opt}$ (рисунок 5.21,б).

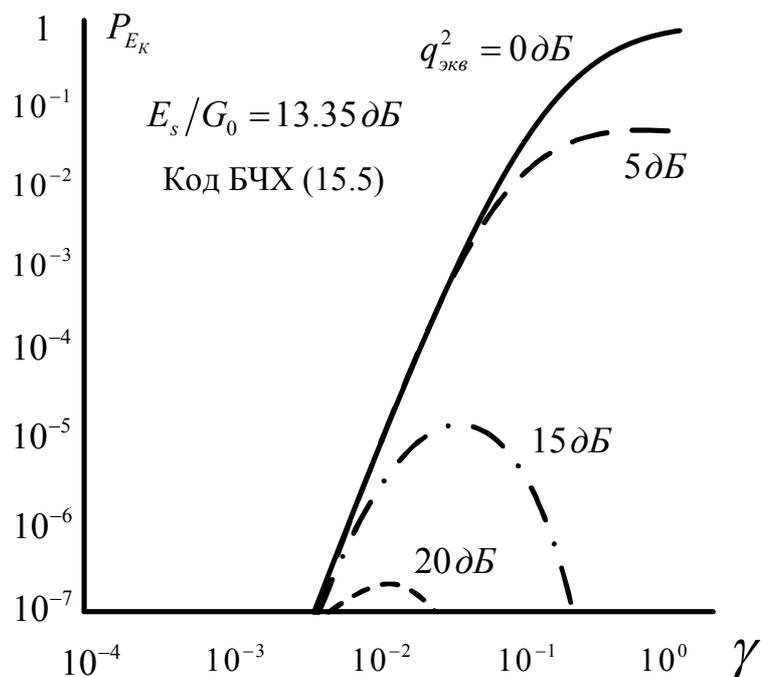
Для получения СВО на бит $P_E = 10^{-4}$ только за счет увеличения отношения сигнал-помеха потребовалось бы повысить отношение сигнал-помеха $q_{экв}^2$ с 10...15 дБ до 35...40 дБ.



а.)



б.)



в.)

Рисунок 5.22 – Графики зависимости СВР на бит P_E от части занимаемой помехой полосы γ

- а.) для некодированной двоичной СРС со случайной ЧМ;
- б.) двоичной СРС со случайной ЧМ и кодами Голя (23, 12);
- в.) двоичной СРС со случайной ЧМ и БЧХ (15, 5)

Графики зависимости СВР на бит P_E для некодированной двоичной СРС со случайной ЧМ и двоичной СРС со случайной ЧМ и кодами Голя (23, 12) и БЧХ (15, 5), рассчитанные из основе (5.18) как функции от части занимаемой помехой полосы γ (значения γ даны в логарифмическом масштабе) изображены на рисунке 5.22,а-в, параметром СВР на бит является $q_{экв}^2$ отношение сигнал-шум $E_s/G_0 = 13,35$ дБ. Сравнение приведенных на рисунке 5.22,а-в графиков СВР на бит позволяет оценить получаемый от применения кодов Голя (23, 12) и БЧХ (15, 5) выигрыш в помехоустойчивости СРС с ППРЧ.

5.6.2 Оценка средней вероятности ошибочного приема кодовой комбинации с использованием кодирования дублирующими кодами при передаче по радиопередающим каналам с ППРЧ и воздействии преднамеренных помех

В системах радиосвязи с ППРЧ практическое применение находят простейшие коды - коды с повторениями (дублирующие коды). Использование таких кодов в СРС с быстрой или медленной перестройкой частоты с переключением по битам часто является эффективным способом повышения по-

мехоустойчивости в условиях воздействия помех. Кодирование с повторением осуществляется путем передачи одних и тех же символов на различных частотах. На приемной стороне СРС при обработке таких сигналов применяются некогерентное накопление выборок символов, решение о приеме символа (1 или 0) принимается на основе мажоритарной логики по большинству одинаковых результатов [66, 67].

В результате применения в СРС с ППРЧ кодов с повторением в условиях действия шумовой помехи в части полосы γW_s ($0 \leq \gamma \leq 1$), ошибка в приеме произойдет только в том случае, когда все n символов кода будут подавлены. Вероятность такого события определяется величиной γ^n и фактически очень мала.

Выражение для СВО на бит при использовании кодов с повторением может быть получено из (5.18) путем подстановки в нее $d=n$, $k=1$. Так как при дублирующих кодах $(n, 1)$ число повторений n , как правило, нечетное, то СВО на бит равна

$$P_{Ek} \approx \sum_{i=(n+1)/2}^n C_n^i P_e^i(2) [1 - P_e(2)]^{n-i}, \quad n=1, 3, 5, 7, \dots \quad (5.23)$$

Для оценки эффективности кодов с повторением на рисунке 5.23 изображены графики зависимости СВО на бит $P_{Ek \max}$ (5.23) как функции $q_{\text{экв}}^2 = K_s P_s / P_j$ при $n=1, 3, 5, 7, \dots$ для СРС с ППРЧ и неслучайной двоичной ЧМ при действии наихудшей шумовой помехи в части полосы. Для этого случая максимальная ошибка на бит кодового слова определяется из выражения $P_{e \max}(2) = P_j e^{-1} / (K_s P_s)$ (5.2).

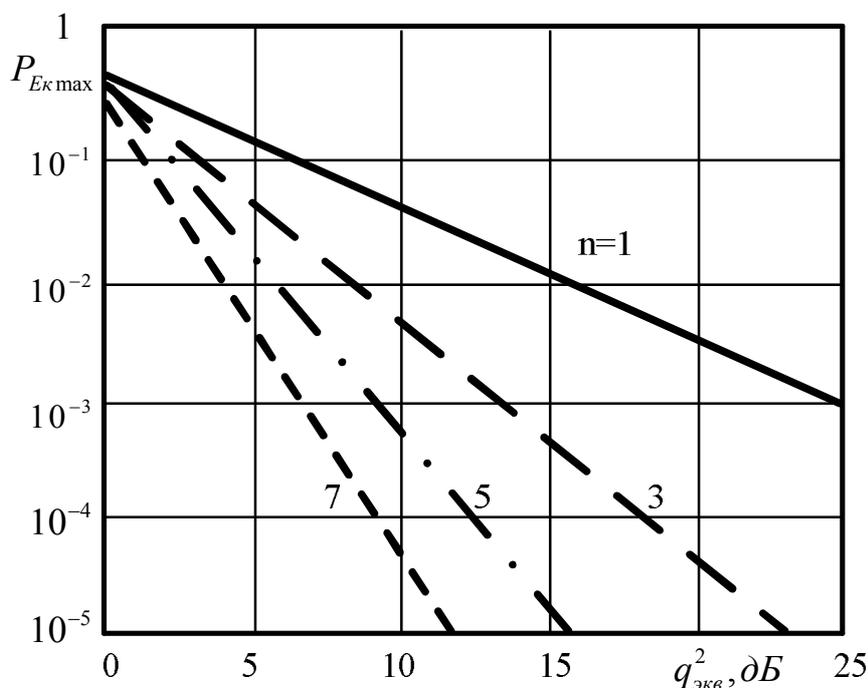


Рисунок 5.23 – Зависимость СВО на бит от отношения $q_{\text{экв}}^2$ при использовании кодов с повторением

Из графиков зависимости $P_{Ek\max}$ представленных на рисунке 5.23, видно, что при заданном значении отношения сигнал-помеха увеличение числа повторений n приводит к заметному уменьшению СВО на бит. Так, например увеличение числа повторений с $n = 3$ до $n = 7$ при отношении сигнал-помеха $q_{экв}^2 = 10$ дБ приводит к уменьшению СВО на бит примерно на два порядка (с $2 \cdot 10^{-2}$ до $2 \cdot 10^{-4}$).

Однако повышение помехоустойчивости СРС за счет применения кодов повторения ведет к снижению скорости передачи информации. Обеспечение требуемой скорости передачи можно добиться путем уменьшения длительности частотных элементов сигнала, но при этом увеличивается ширина полосы частотных каналов и сокращается общее число частотных каналов при заданном диапазоне частот СРС. Подчеркнем тот факт, что если мощность организованных помех распределена равномерно по всему частотному диапазону СРС с ППРЧ ($\gamma = 1$), то применение дублирующих кодов становится нецелесообразным.

Приведенные выше примеры показывают принципиальную возможность повышения эффективности СРС с ППРЧ в условиях РЭП за счет применения простейших блочных кодов. С целью более значительного повышения помехоустойчивости СРС с ППРЧ в условиях воздействия различного вида наихудших помех требуются более мощные коды с высокой корректирующей способностью [80, 83].

5.6.3 Оценка средней вероятности ошибочного приема кодовой комбинации с использованием кодирования недвоичными блочными кодами Рида-Соломона при передаче по радиоприемам с ППРЧ и воздействии преднамеренных помех

При воздействии наихудших шумовых помех в части полосы сравнительно высокую помехоустойчивость СРС с ППРЧ можно обеспечить с помощью недвоичных блочных кодов Рида-Соломона. Использование таких кодов позволяет получить СВО на бит из [73, 84]:

$$P_{Ek} \approx \frac{n+1}{2\pi} \left\{ \frac{d}{n} \sum_{i=1}^d C_n^i P_e^i(M) [1 - P_e(M)]^{n-i} + \frac{1}{n} \sum_{i=d+1}^n i C_n^i P_e^i(M) [1 - P_e(M)]^{n-i} \right\} \quad (5.24)$$

где n - длина блока, $n = 2^m - 1$; $m = 1, 2, 3, \dots$; d - максимальное расстояние, $d = n - k + 1$; $M = 2^m$; $P_e(M)$ - вероятность ошибки на канальный символ на выходе M -канального демодулятора (на входе декодера).

Из-за наличия помехи с разным уровнем мощности в каналах приемника СРС не представляется возможным получить конструктивное выражение для оценки вероятности ошибки $P_e(M)$. Для определения $P_e(M)$ в [73] предлагается воспользоваться границей объединения. Если принять, что энергия на

канальный символ при M -кратной ЧМ такая же, как и при двоичной ЧМ, то, используя объединенную границу ошибки, ограниченную сверху, получим выражение для $P_e(M)$

$$P_e(M) \leq (M-1) \left[\frac{1}{2} \sum_{j=j_0}^{j_1} \frac{C_j^2 C_{J-j}^{M_f-2}}{C_J^{M_f}} \exp \left[- \left(\frac{2G_0}{E_s} + \frac{jP_j}{P_s J} \right)^{-1} \right] \right]. \quad (5.25)$$

$$M \geq 2$$

Подставляя зависимость $P_e(M)$ (5.25) в формулу (5.24) и задаваясь характеристиками кодов и параметрами сигналов СРС и СП, можно оценить эффективность недвоичных блочных кодов Рида-Соломона, которая характеризуется верхней границей СВО на бит P_{Ek} .

Для сравнения эффективности применения в СРС с ППРЧ и многоуровневой ЧМ блочных кодов при воздействии наихудших помех в части полосы на рисунке 5.23 изображены графики зависимости СВО на бит P_{Ek} как функции отношения помеха-сигнал P_j/P_s для пяти различных кодов [73].

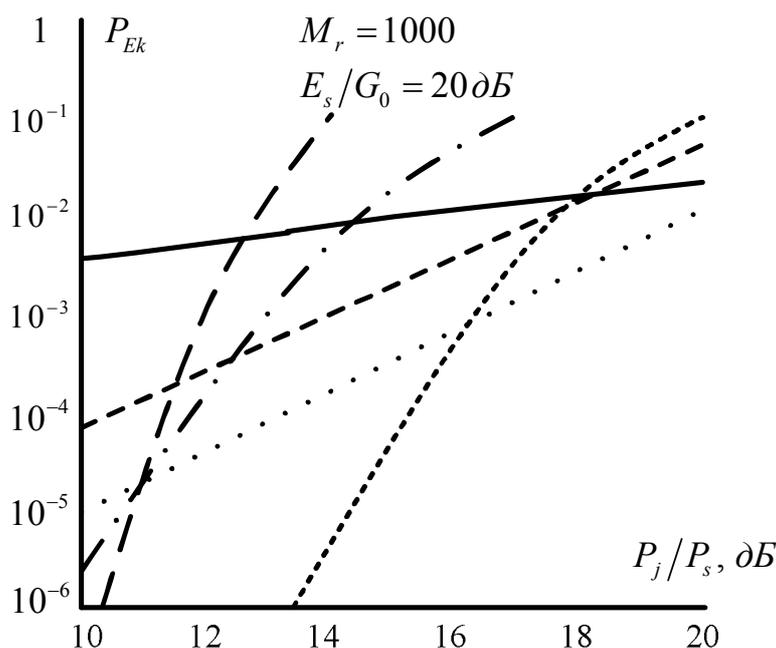


Рисунок 5.24 – Зависимость СВО на бит от отношения помеха-сигнал P_j/P_s для различных кодов

При построении графиков СВО на бит P_{Ek} в качестве параметров используются: число частотных каналов в СРС $M_f = 10^3$; отношение сигнал-шум для некодированной двоичной ЧМ $E_s/G_0 = 20$ дБ. На рисунке 5.24 график 1 соответствует зависимости СВО на бит без кодирования; график 2 - для кода с повторением (5, 1); график 3 - для кода Голя (23, 12); график 4 - для ко-

да БЧХ (127, 36); графики 5 и 6 - для недвоичных кодов Рида-Соломона с характеристиками (63, 21) и (31, 15), соответственно.

Из сравнения графиков зависимости СВО на бит, приведенных на рисунке 5.24, видно:

- недвоичные коды Рида-Соломона наиболее предпочтительны при относительной скорости кода $R_c=1/2$ и $R_c=1/3$ и небольших отношениях помеха-сигнал P_j/P_s ; с ростом отношения P_j/P_s эффективность недвоичных кодов Рида-Соломона уменьшается, соответственно СВО на бит P_{Ek} увеличивается и преимущество недвоичных кодов по сравнению с двоичными кодами утрачивается;

- наименее эффективными в широком диапазоне отношений помеха-сигнал P_j/P_s являются коды с повторением;

- эффективное кодирование в СРС с ППРЧ позволяет свести до минимума воздействие наихудших помех и восстановить экспоненциальную зависимость СВО на бит.

При построении графиков зависимости СВО на бит в качестве аргумента использовалось отношение помеха-сигнал P_j/P_s (либо P_s/P_j). Этот аргумент может быть выражен через отношение энергии сигнала на бит E_s к спектральной плотности мощности помехи $G_j = P_j/W_s$ и параметры СРС, в частности через число каналов M_f и произведение полосы пропускания частотной канала F_s при двоичной ЧМ без кодирования на длительность информационного бита T_b . Действительно,

$$\frac{E_s}{G_j} = \frac{P_s T_b}{P_j / W_s} = \frac{P_s T_b}{P_j / (M_f F_s)}$$

5.7 Оценка временных требований к подавлению радиолиний с ППРЧ

Военная связь является неотъемлемой составной частью систем управления войсками, воздушными и морскими силами и оружием. Разработка требований к эффективности подавления каналов передачи дискретных сообщений систем военной связи должна опираться на требования, предъявляемые к самой системе связи. Качество работы военной связи характеризуется различными показателями. С точки зрения оценки эффективности подавления систем связи наиболее важными являются своевременность передачи и достоверность приема сообщений по подавляемым каналам связи. Эти показатели чувствительны к действию помех в канале связи, в том числе и преднамеренных.

Своевременность передачи сообщений характеризует свойство системы военной связи обеспечивать передачу и доставку сообщений или ведение переговоров в заданное время, обусловленное оперативно-тактической обста-

новкой. Это время определяется интервалом, в течение которого информация, передаваемая в системе связи, не теряет оперативной ценности для систем управления [25].

В настоящее время как показано в работах [25, 86, 87] своевременности передачи сообщений предъявляются высокие требования, что вызвано динамичностью современной операции (современного боя) и возможностями противоборствующих сторон в короткие сроки приводить в действие войска и оружие.

Своевременность передачи сообщений оценивается временем задержки передачи сообщения. На рисунке 5.25 показаны временные диаграммы передачи сообщений в идеальном (а) и реальном (б) каналах связи.

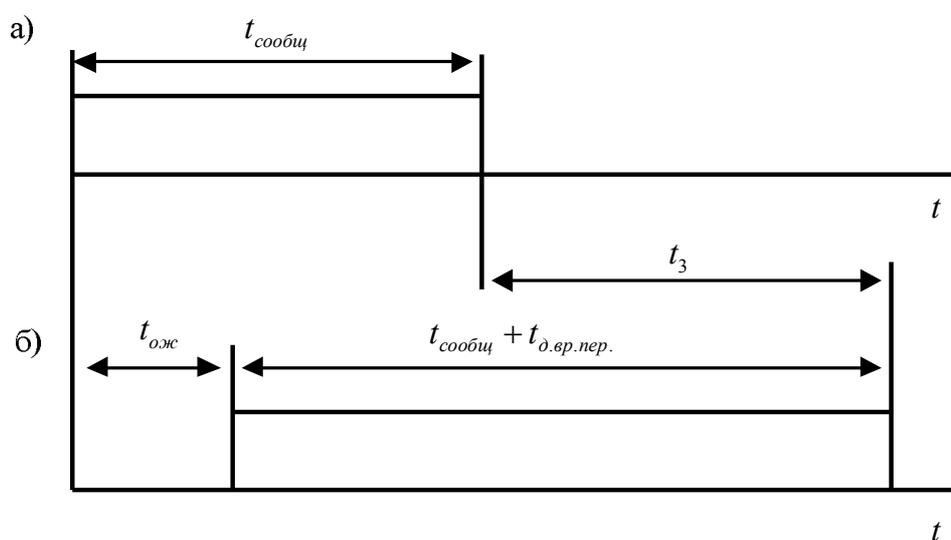


Рисунок 5.25 – Временные диаграммы передачи сообщений

В идеальном канале связи задержка в передаче сообщений отсутствует, так как канал является свободным, исправным, без помех. Занятость канала, наличие в нем неисправностей или подавляющего действия помех приводит к появлению задержек в передаче сообщений, а иногда и к их потере. Общее время задержки может быть определено как:

$$t_з = t_{ож} + t_{д.в.пер.} \quad (5.26)$$

где $t_{ож}$ - время ожидания передачи сообщения, вызванное занятостью всех исправных каналов связи; $t_{д.в.пер.}$ - дополнительное время передачи сообщения, связанное с мешающим действием помех в канале связи [87, 88, 89, 90].

Как показано в работах [9, 87, 88, 89, 90] снижение оперативности передачи сообщений, как правило, обусловлено снижением эффективной пропускной способности ЛРС или СРС вследствие изменения под воздействием помех доступного частотного или временного ресурса, а так же вследствие необходимости многократной передачи поврежденных сообщений.

Передаваемые в каналах связи сообщения имеют различные категории срочности. Например, могут быть установлены категории срочности «молния», «срочная», «без срочности». Сообщения первых двух категорий срочности содержат наиболее ценную оперативную информацию. Подавление каналов связи при передаче этих сообщений создаст наибольший эффект дезорганизации управления войсками и оружием. Допустимое время задержки передачи оперативно-центральных сообщений определяется также звеном управления, которое обслуживает система связи. В тактическом звене управления допустимое время задержки, как правило меньше, чем в оперативно-тактическом, а в оперативно-тактическом меньше, чем в стратегическом и так далее [87].

В общем случае будем различать следующие дискретные сообщения: приказы боевого управления, передача данных, телеграфные сообщения. Допустимые сроки задержки получения этих сообщений различны и колеблются в пределах определяемых руководящими документами [87].

При оценке эффективности действия помех по величине задержки передачи информации в первом приближении можно полагать что $t_{ожс}=0$. Тем самым ПП рассчитывает на заданный эффект подавления тогда, когда в канале связи передаются приоритетные сообщения, для которых создаются наилучшие условия передачи. Во всех остальных случаях эффект подавления будет не хуже. Отсюда следует, что расчетное время задержки сообщения в канале связи, вызванное действием преднамеренных помех будет [89, 90]:

$$t_{з.дон} = t_{д.в.пер}. \quad (5.27)$$

Канал связи следует считать подавленным, если дополнительное время передачи сообщения, вызванное действием преднамеренных помех, будет удовлетворять условию [89, 90]:

$$t_{д.в.пер}. > t_{з.дон} \quad (5.28)$$

При этом полагается, что передаваемое сообщение, несмотря на действие помех, не покидает рассматриваемый канал связи и не переходит в другую систему связи для повторной передачи. В самом канале связи принимаются меры для передачи сообщения в условиях действия преднамеренных помех (повторная передача сообщения, запрос ошибок с последующим повторением, снижение скорости передачи и т.д.).

Будем считать, что при $h^2_c \geq h^2_{дон}$ задержка передачи сообщения равна нулю. Действие преднамеренных помех приводит к ухудшению качества приема сигнала в канале связи. Средняя вероятность ошибки при этом возрастает, что эквивалентно снижению параметра h^2 в подавляемом канале связи. Так, если параметру $h^2_{дон}$ соответствует вероятность ошибки $P_{з.дон}$ то при подавлении канала связи вероятности $P_{з.пер}$ будет соответствовать параметр $h^2_{пер}$, причем $h^2_{пер} < h^2_{дон}$.

При непрерывном действии преднамеренных помех на канал связи и фиксированной мощности передатчика обеспечение заданного качества пе-

редачи сообщения возможно путем увеличения длительности элемента сигнала в $\alpha = h_{дон}^2 / h_{рез}^2$ раз. Таким образом, дополнительное время передачи сообщения будет:

$$t_{д.в.пер.} = T_{сообщ.} (\alpha - 1) \quad (5.29)$$

где $T_{сообщ.}$ - длительность передачи сообщения при отсутствии преднамеренных помех.

Для заданной средней длительности передаваемого сообщения, в канале связи $T_{сообщ.}$ и установленного эффекта подавления в виде необходимой задержки передачи сообщения $T_{д.в.пер.} > T_{з.треб.}$ энергетические требования эффективности подавления выполняются, если результирующее значение параметра $h_{рез}^2$ удовлетворяет неравенству:

$$h_{рез}^2 \leq \frac{h_{дон}^2}{\alpha} = \frac{h_{дон}^2 T_{сообщ.}}{T_{сообщ.} + t_{з.треб.}} \quad (5.30)$$

Другой способ определения условий эффективного подавления каналов связи может быть предложен на основе оценки достоверности передачи сообщений. Известно, что требования к достоверности передачи дискретных сообщений могут задаваться допустимой величиной средней вероятности ошибочного приема элемента сигнала, зависящей от вида дискретного сообщения.

Как отмечалось ранее, существует функциональная зависимость $P_k = f(P_э)$ показывающая, как проявляются помехозащищенные свойства кодов при действии помех. Из этого следует, что, оценивая эффект подавления, необходимо учитывать возможные исправляющие свойства применяемых кодов, т.е. величину P_k .

Задание требуемого эффекта подавления может быть различным. В работе А. И. Паляя [39] предлагается классификация эффективности действия преднамеренных помех по степени информационного ущерба, наносимого подавляемому радиоэлектронному средству. Предлагается считать помехи «сильными», если наносится - 75, «средними» - 50 и «слабыми» - 10 - 15% информационного ущерба.

В каналах передачи данных сообщения передаются отдельными блоками (форматами, пакетами и т.д.). Каждый такой блок содержит N кодовых комбинаций. Наличие в блоке хотя бы одной ошибочно принятой кодовой комбинации приводит к неправильному приему всего блока [89, 90]. Следовательно, информационный ущерб в каналах передачи данных следует оценивать по вероятности ошибочного приема блока, которая функционально связана с P_k и $P_э$: $P_k = \gamma(P_э) = \gamma(f(P_э))$ [9]. Используя обратные преобразования γ^{-1} и f^{-1} , можно определить $P_{э.треб.}$ для заданного эффекта подавления каналов передачи данных.

6 ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ЛИНИИ РАДИОСВЯЗИ С ППРЧ

6.1 Оценка помехозащищенности системы связи специального назначения «JTIDS» использующей линии радиосвязи с ППРЧ при воздействии шумовых преднамеренных помех

Применение теоретических решений по оценке помехозащищенности ЛРС и СРС с режимом ППРЧ имеет существенное значение для оценки помехозащищенности реальных систем связи. В разделе 6.1 приводится пример использования теоретических положений к оценке помехозащищенности системы связи специального назначения «JTIDS». В основу раздела положено обобщение работ Каунова А.Е. и Поддубного В.Н. [62, 63] опубликованных в открытой печати.

В СС специального назначения «JTIDS» в ЛРС используется двухэтапное кодирование информации с помощью внутреннего и внешнего кодов. В качестве внутреннего используется двоичный l -значный безизбыточный код, обеспечивающий отождествление l элементов двоичной информации с одной из $m=32$ кодовых комбинации (КК) этого кода, а в качестве внешнего - блочный m -ичный (n, k) код. Каждый элемент КК внешнего кода передается одним из m сложных ЧМн-МС сигналов на одном из M частот, выбираемой в соответствии с программой ППРЧ.

Сложный ЧМн-МС сигнал формируется на основе циклических сдвигов m -символьной нелинейной псевдослучайной последовательности (ПСП) де Брейна [72], при этом база сигнала $B = m$, а сами сигналы оказываются практически ортогональными [72, 92].

Пусть на входе некогерентного корреляционного m -канального приемника СС действует аддитивная смесь сложного ЧМн-МС сигнала и заградительная помеха. Если заградительная помеха излучается на M_j ($M_j \leq M$) частотах ППРЧ, то вероятность искажения корректирующего (n, k) кода будет определяться выражением [62, 93]

$$P_n = 1 - \sum_{x=0}^n P(x) \sum_{d=0}^A \sum_{g=0}^B P(d/x) P(g/x), \quad (6.1)$$

где $P(x)$ – вероятность того, что x элементов КК переданы на частотах пораженных помехами;

$P(d/x)P(g/x)$ - вероятности того, что на частотах, пораженных помехами, исказится d элементов, а на частотах свободных от помех, исказится g элементов КК соответственно; A, B – пределы суммирования.

Вероятность $P(x)$ того, что x элементов КК переданы на частотах пораженных помехами, рассчитывается как [62, 94]

$$P(x) = \frac{\mathbb{C}_{M_j}^x \mathbb{C}_{M-M_j}^{n-x}}{\mathbb{C}_M^n}, \quad 0 \leq n \leq M, \quad M_j \leq M. \quad (6.2)$$

где $\mathbb{C}_M^m = \frac{M!}{m!(M-m)!}$ - количество сочетаний m из M .

Пределы суммирования A и B корректирующего (n, k) кода с исправляющей способностью t бит будет определяться выражением

$$\begin{cases} A = x, \quad B = t - d; & \text{для } x \leq t, \quad n - x \geq t \\ A = t, \quad B = t - d; & \text{для } x \geq t, \quad n - x \geq t \\ A = t - g, \quad B = n - x; & \text{для } x \geq t, \quad n - x \leq t \end{cases}$$

Вероятность искажения элементов КК на частотах свободных от помех $P(g/x)$, не зависит от воздействия помех и определяется только вероятностью искажения единичного символа P_e в отсутствии ПП [62]

$$P(g/x) = \mathbb{C}_{n-x}^g P_e^g (1 - P_e)^{n-g-x}. \quad (6.3)$$

6.1.1 Воздействие гармонической дискретно-заградительной помехи

Составляющие гармонической дискретно-заградительной помехи (ДЗП) представляют собой гармонические колебания (*Har*) с постоянной амплитудой и начальной фазой, которые излучаются одновременно на всех или части частот ППРЧ. Фазы этих колебаний являются независимыми случайными величинами, распределенными по нормальному закону в интервале $[0, 2\pi]$.

При воздействии такой помехи выражение для вероятности $P(d/x)$ в составе выражения (6.1) при условии, что вероятности искажения элементов КК на частотах ЛРС с ППРЧ являются независимыми и одинаковыми, определяется выражением [62, 93, 94]

$$P(d/x) = \mathbb{C}_x^d P_{j\text{Har}}^d (1 - P_{j\text{Har}})^{x-d}, \quad (6.4)$$

где $P_{j\text{Har}}$ – вероятность искажения элемента КК составляющими ДЗП в некогерентном корреляционном приемнике сложного ЧМн-МС сигнала, определяемая как [62]

$$P_{j\text{Har}} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \arccos\left(\frac{Z_0}{h_j}\right); & 0 \leq Z_0/h_j \leq 1 \\ 0; & Z_0/h_j > 1 \end{cases}. \quad (6.5)$$

В выражении (6.5) $h_j = U_j / U_S$ - отношение напряжений помеха/сигнал на входе приемника, а Z_0 определяется из системы (6.6), в которой условие $\nu = \nu_0$ соответствует условию согласования полезного сигнала и гармонической ДЗП:

$$\begin{cases} Z_0 = \frac{\pi B}{4\sqrt{2(C_{\nu_0}^2 + D_{\nu_0}^2)}} \\ C_{\nu_0} = \sum_{i=0}^{B-1} \alpha_{\nu_i} \cos(\pi(2\alpha+1)/4) \Big|_{\nu=\nu_0} a, \\ D_{\nu_0} = \sum_{i=0}^{B-1} \beta_{\nu_i} \sin(\pi(2\alpha+1)/4) \Big|_{\nu=\nu_0} \end{cases} \quad (6.6)$$

где $\alpha_{\nu_i}, \beta_{\nu_i} = \pm 1$ – значения двоичных символов на α -ом тактовом интервале последовательностей $\alpha_{\nu\alpha}, \beta_{\nu\alpha}$ сформированных из четных и нечетных символов ПСП, получаемых с помощью ν -го циклического сдвига исходной ПСП.

6.1.2 Воздействие узкополосной гауссовской дискретно-заградительной помехи

Узкополосная гауссовская дискретно-заградительная помеха представляет собой гармоническое колебание с медленно изменяющейся амплитудой, распределенной по закону Релея, начальной фазой распределенной по равномерному закону в интервале $[0, 2\pi]$ и с шириной спектра составляющей ДЗП стремящейся к нулю. Амплитуда и фаза составляющей ДЗП практически не изменяется на интервале приема элемента КК, поэтому вероятность искажения элемента КК при фиксированном отношении помеха/сигнал $h_j = U_j / U_S$ определяется выражением (6.5). Текущее значение h_j является случайной величиной и вероятность $P(d/x)$ для такого случая определяется как

$$P(d/x) = \mathbb{C}_x^d P_{jN}^d (1 - P_{jN})^{x-d}, \quad (6.7)$$

где P_{jN} – средняя вероятность искажения элемента КК составляющее узкополосной ДЗП, определяющаяся как:

$$P_{jN} = \frac{1}{2} \left(1 - \Phi \left(\frac{Z_0}{q_j} \right) \right), \quad (6.8)$$

где $q_j = \sigma_{jin} \sqrt{2} / U_s$ - отношение эффективных напряжений составляющей узкополосной гауссовской ДЗП σ_{jin} и сигнала $U_s / \sqrt{2}$ на входе приемника;

$\Phi(x) = \left(2/\sqrt{2} \right) \int_0^x \exp(-t^2) dt$ - интеграл вероятности.

6.1.3 Воздействие широкополосной заградительной помехи

Составляющие широкополосной (w) гауссовской ДЗП представляют собой нормальный процесс с мощностью σ_{jin} сосредоточенной в полосе спектра ЧМн-МС сигнала, излучаемый на всех или части частот ППРЧ. Вероятности искажения элементов КК будут независимыми и одинаковыми, в связи с этим будут определяться выражением (6.7) где вместо P_{jHar} необходимо использовать вероятность P_{jW} искажения элементов КК составляющими широкополосной гауссовской ДЗП.

Так как спектральная плотность мощности составляющих широкополосной гауссовской ДЗП как правило существенно превышают спектральную плотность мощности собственного шума приемника

$$\begin{cases} P_{jW} = \sum_{i=1}^{m-1} (-1)^{i+1} \mathbb{C}_{m-1}^i \frac{1}{i+1} \exp(i/[2h_{jout}^2 (i+1)]) \\ h_{jout}^2 = 2h_{jin}^2 (\sigma_{jout}^2 / \sigma_{jin}^2) \end{cases}$$

где $\sigma_{jout}^2, \sigma_{jin}^2$ - дисперсии составляющей широкополосной гауссовской ДЗП на входе и выходе линейной части приемника; h_{jin}^2 - отношение помехасигнал по эффективной мощности на входе приемника.

Необходимо отметить, что сплошная по спектру заградительная либо полосно-заградительная гауссовская помеха по эффективности воздействия на приемник СС «JTIDS» эквивалентна широкополосной гауссовской ДЗП.

6.1.4 Сравнительная оценка эффективности воздействия заградительной помехи

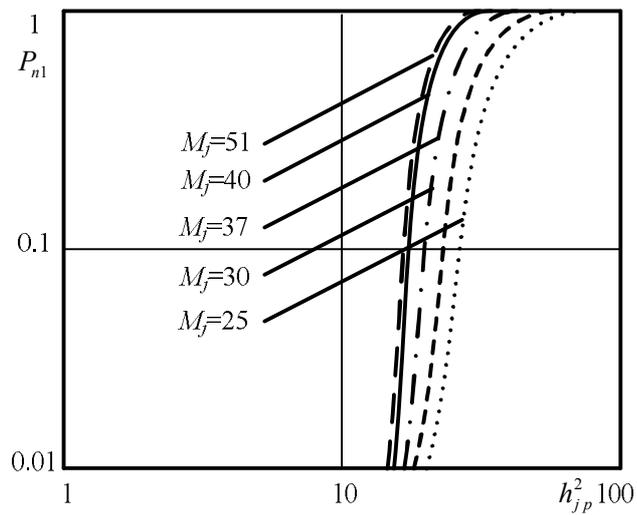
Проведем сравнительную оценку эффективности воздействия рассматриваемых заградительных помех на приемные устройства связанных терминалов системы «JTIDS», в которых используется сложный ЧМн-МС сигнал с базой $B=32$, 32-ичный блочный корректирующий код Рида-Соломона (31, 15) и режим ППРЧ на пятьдесят первой рабочей частоте [93, 95]. Сравнение ведется по пиковым отношениям помеха-сигнал на входе приемника, поскольку существующие передатчики помех имеют ограничение по пиковой выходной мощности.

Сложный ЧМн-МС сигнал системы «JTIDS» формируется на основе циклических сдвигов 32-символьной нелинейной ПСП де Брейна. На рисунке 6.1 приведены зависимости вероятности искажения кодовой комбинации корректирующего кода Р-С (31, 15), используемого системой «JTIDS», от пиковых отношений помеха-сигнал на входе приемника и различного числа пораженных заградительными помехами частот. Они построены:

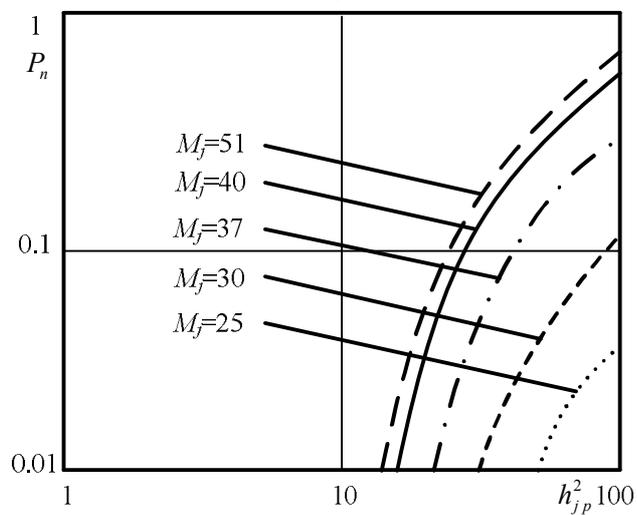
- для гармонической ДЗП – рисунок 6.1,а;
- для узкополосной гауссовской ДЗП - рисунок 6.1,б;
- для широкополосной гауссовской ДЗП - рисунок 6.1,в.

Кроме того, зависимости на рисунке 6.1, в характеризуют эффективность сплошной по спектру заградительной помехи к полосно-заградительной гауссовской помехи при условии, что спектральная плотность мощности этих помех одинаковы. Зависимости построены для случая $p_i = 0$ (собственный шум отсутствует).

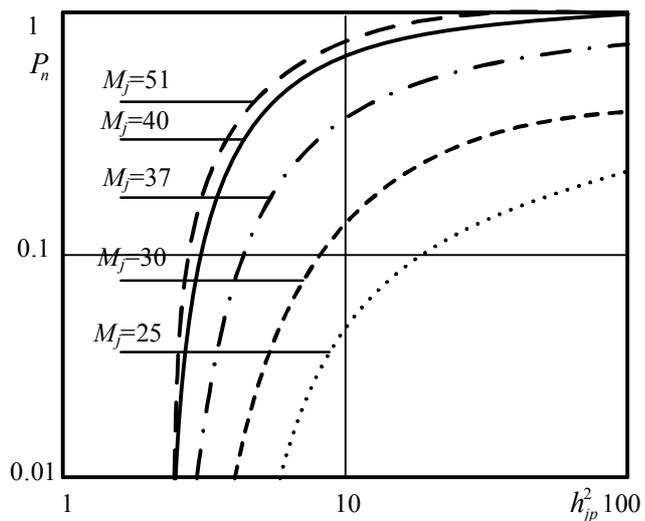
Из анализа графических зависимостей на рисунке 6.1 можно сделать вывод, что узкополосная гауссовская ДЗП наихудшим образом искажает кодовую комбинацию, несмотря на то, что ее составляющие обладают наибольшей дисперсией на выходах линейных частей приемника. Из сравнения зависимостей a и $в$ на рисунке 6.1 следует, что с точки зрения гарантированного радиоподавления приемных устройств системы «JTIDS» (обеспечение вероятности искажения $P_n > 0,6$) более эффективной при числе пораженных частот $M_j < 37$ оказывается широкополосная гауссовская ДЗП ($\Delta f_j = \Delta f_s$) или сплошная по спектру заградительная либо полосно-заградительная гауссовская помеха, поражающая такое же количество частот ППРЧ.



а.)



б.)



в.)

Рисунок 6.1 – Эффективность сплошной по спектру заградительной и полосно-заградительной гауссовских помех

При числе пораженных частот $M_j > 40$ более эффективной оказывается гармоническая ДЗП, выигрыш по пиковой мощности которой может достигать от 2,3 до 4 раз по сравнению с широкополосной гауссовской ДЗП.

Полученные зависимости вероятности искажения кодовой комбинации корректирующих (n, k) кодов от базы сигнала, отношения помеха-сигнал, исправляющей способности кода и числа пораженных рабочих частот линии радиосвязи с ППРЧ позволяют провести сравнительную оценку эффективности воздействия различных видов заградительных помех на эти линии. При воздействии рассматриваемых помех на линии радиосвязи системы «JTIDS» установлено, что если число пораженных помехами частот $M_j > 37$, то предпочтительной по эффективности оказывается гармоническая ДЗП, энергетический выигрыш которой может достигать до 4 раз. При $M_j < 37$ предпочтительной по эффективности оказывается широкополосная гауссовская ДЗП, а также сплошная по спектру заградительная и полосно-заградительная гауссовские помехи, энергетический выигрыш которых по сравнению с гармонической ДЗП может достигать десятков раз в зависимости от числа пораженных частот [94].

Вместе с тем, как указано в работе [62, 92] для реализации данных видов радиоподавления ЛРС с ППРЧ требуется достаточно большой энергопотенциал средств помех, что обуславливает целесообразность поиска неэнергоемких помех.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Опыт последних военных конфликтов показал, что совершенствование систем военного управления невозможно без повышения показателей систем связи, наращивание их возможностей по пропускной способности и своевременности. Вместе с тем современное вооруженное противоборство немислимо без использования средств РЭБ, как основного средства противоборства с системой связи и управления. Вышеуказанные факторы определяют актуальность рассмотрения процессов передачи данных и функционирования системы связи в условиях воздействия РЭБ.

Одним из основных способов повышения помехозащищенности системы связи является использование режима ППРЧ, который наряду с другими способами физического уровня получил самое широкое распространение в современных системах связи военного и специального назначения.

В монографии представлены обобщения результатов отечественных ученых и авторов в области исследования одного из направлений обеспечения помехозащищенности и скрытности СРС – использование режима ППРЧ. Авторы ограничились аспектами, оценки качества функционирования систем связи с ППРЧ в условиях воздействия помех, которые имеют широкое прикладное применение и востребованы практикой. Именно в связи с этим в монографию были добавлены обзорные материалы по используемым в военной связи средствам с ППРЧ, а также средствам РЭБ(П) армий потенциального противника, которые позволяют связать теоретический материал монографии с существующим положением дел в рассматриваемой предметной области.

Хочется надеяться, что монография будет полезна преподавателям, научным работникам, соискателям ученой степени, ведущим исследования в области совершенствования систем радиосвязи за счет применения режима ППРЧ, а так же в области поиска новых способов подавления СРС с ППРЧ в условиях военного и радиоэлектронного противоборства.

Авторы будут рады сотрудничеству в рассматриваемой области, а также конструктивным замечаниям и предложениям по содержанию монографии. Замечания и предложения просим направлять по адресам: mak-serg@yandex.ru (Макаренко С.И.) и point_break@rambler.ru (Иванов М.С.).

ОСНОВНЫЕ УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

- C - пропускная способность гауссовского канала
 W_S - полоса пропускания канала
 P_S - мощность полезного сигнала
 R_b - скорость передачи информации
 P_j - мощность шума
 Θ_k - фаза сигнала
 ω_0 - несущая частота
 τ_n - длительность элемента ПСП
 L - число элементов ПСП на длительности бита информации
 Θ_b - начальная фаза сигнала
 A - амплитуда сигнала
 $G_p(f)$ - спектральная плотность мощности центрированного случайного процесса
 $\varphi(L)$ - функция Эйлера
 T_{de} - интервал времени, в течение которого частотный синтезатор не выдает напряжения
 $T_{d\omega}$ - интервал переключения
 T_h - длительность частотного элемента
 R_D - требуемая скорость передачи данных
 R_h - скорость перестройки частоты
 R_D - скорость передачи данных
 R_s - скорость передачи символов
 F_b - ширина полосы одного частотного канала
 M_f - число частотных каналов
 Ω_i - частота модуляции
 φ_j - начальная фаза j -го скачка частоты
 q^2 - отношении сигнал-шум
 G_j - спектральная плотность мощности
 γ - коэффициент, характеризующий часть полосы, занимаемую помехой
 $a^*_{СП}$ - стратегия системы РЭП
 $a^*_{СРС}$ - стратегия СРС
 P_E - средняя вероятность ошибки на бит
 $P_{об}(N)$ - вероятность правильного обнаружения факта передачи сигналов СРС станцией РТР на одной из частот
 q^2_0 - отношение сигнал-шум
 Y_0 - начальная численность средств РЭБ
 $\alpha > 0$ - коэффициент определяющий возможности по наращиванию количества абонентов
 $\beta > 0$ - коэффициент определяющий сокращение количества абонентов, вследствие их подавления средствами РЭБ
 $\delta > 0$ - коэффициент описывающий эффективность РЭБ

- η - отклонение по численности абонентов СС
- ζ - отклонение по численности средств РЭБ
- D - коэффициенты определяющие снижение количества абонентов вследствие воздействия средств РЭБ
- K - коэффициент определяющий снижение возможностей по наращиванию количества абонентов вследствие конкуренции между собой
- $T_{УПР}$ - время, необходимое для частотно- временной селекции излучения пакета одной УПР
- $T_{ПРС}$ - время, необходимое для вскрытия места излучения всех функционирующих УПР ПРС
- $P_{ЛТ}$ - вероятности ложной тревоги
- B - база сигнала
- P_C - мощность сигнала на входе энергетического приемника
- C - скорость передачи информации
- N_0 - спектральная плотность мощности шумов
- $I_{ПО}$ - средняя интенсивность излучения пак/окно
- S - длина пакета в битах
- N - количество УПР в ПРС
- C_{\min} - минимальная из используемых в ПРС скоростей передачи информации
- k - количество приемников, установленных в РРТР
- ΔF - диапазон частот разведки
- $P_{ТР}$ - требуемая вероятность достижения энерго-временного контакта при обнаружении УПР
- $T_{рр}$ - время проведения разведки воздушным комплексом РРТР
- $h_{ПП}$ - высота подъема антенны источника ПП (м)
- $h_{ПРМ}$ - высота подъема приемной антенны объекта РЭП (м)
- E_s - энергия сигнала (энергия информационного бита)
- $q_{\text{экв}}^2$ - отношение сигнал-помеха
- ρ - коэффициент, характеризующий часть частотного элемента (скачка частоты), пораженную помехой
- Q - функция Маркума, рассчитываемая через интеграл плотности распределение Райса
- $t_{\text{ож}}$ - время ожидания передачи сообщения, вызванное занятостью всех исправных каналов связи
- $t_{\text{д.в.пер.}}$ - дополнительное время передачи сообщения, связанное с мешающим действием помех в канале связи
- $T_{\text{сообщ}}$ - длительность передачи сообщения при отсутствии преднамеренных помех
- $P(x)$ - вероятность того, что x элементов КК переданы на частотах пораженных помехами
- $P_{j \text{ Наг}}$ - вероятность искажения элемента КК

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты // под ред. В.И. Борисова; изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: РадиоСофт, 2008. – 512 с.
2. Иванов М.С., Федосеев В.Е. К вопросу помехоустойчивости систем воздушной радиосвязи при действии сосредоточенных и импульсных помех // Актуальные проблемы вузов ВВС: межвузовский сборник. Вып. 28. – М.: МО РФ, 2009. – С. 150-153.
3. Иванов М.С., Федосеев В.Е. Повышение эффективности автоматизированной системы обмена данными на основе применения компенсационных методов многопользовательского детектирования. // Передача, обработка и отображение информации: сб. по материалам докладов Всероссийской научно-технической школы-семинара «Проблемы совершенствования боевых авиационных комплексов, повышение эффективности их эксплуатации и ремонта». – Ставрополь: СВВАИУ (ВИ), 2009. – С. 26-29.
4. Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищенность широкополосных систем радиосвязи с расширением спектра методом псевдо-случайной перестройки рабочей частоты // XI Всероссийская научно-практическая конференция «Актуальные вопросы разработки и внедрения информационных технологий двойного применения». – Ярославль: ЯВВЗРУ, 2011. – С. 322-329.
5. Каневский З.М., Литвиненко В.П. Теория скрытности. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 1991. – 144 с.
6. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. / Г.И. Тузов, В.А Сивов, В.И. Прытков и др.; Под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.
7. Гремяченский С.С., Николаев В.И. Введение в теоретико-игровой анализ радиоэлектронного конфликта систем радиосвязи со средствами радиоподавления и некоторые оценки результатов конфликта. – Воронеж: Воронежский НИИ связи, 1995. – 48 с.
8. Вентцель Е.С. Исследование операций. – М.: Сов.радио, 1972. – 552 с.
9. Владимиров В.И. Информационные основы радиоподавления линий радиосвязи в динамике радиоэлектронного конфликта. – Воронеж: ВИРЭ, 2003. – 276 с.
10. Тихонов В.И., Миронов А.А. Марковские процессы. – М.: Сов. радио, 1977.
11. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Сов. радио, 1966.
12. Баруча-Рид А.Т. Элементы теории марковских процессов и их приложения. Пер. с англ. под ред. А.Н. Ширяева. – М.: Наука, 1969.

13. Тарасевич Ю.Ю. Математическое и компьютерное моделирование. – М.: Едиториал УРСС, 2003. – 144 с.
14. Макаренко С.И. Моделирование совместного использования ресурсов системы связи методами популяционной динамики // Вестник ВГТУ. 2010. Т. 6. № 9. С. 63-65.
15. Макаренко С. И. Модели воздействия средств радиоэлектронной борьбы на систему связи на основе методов популяционной динамики // Вестник ВГТУ. 2011. Т. 7. № 1. С. 96-99.
16. Путилин А.Н. Модель взаимодействия линии радиосвязи и станции радиоэлектронного подавления // Доклад на конф. «Региональная информатика 2012», 24-26 октября 2012 г. – СПб.: СПОИСУ, 2012.
17. Путилин А.Н., Труфанов С.В. Модель функционирования сети радиосвязи в условиях радиоэлектронного подавления. // Мат. Всерос. науч. конф. «Современные тенденции развития теории и практики управления в системах специального назначения». Том IV «Телекоммуникации и связь в информационно-управляющих системах специального назначения» под ред. Ю.В. Бородакия. – М.: ОАО «Концерн «Системпром», 2013. – С. 42-44.
18. Бертсекас Д., Шрив С. Стохастическое оптимальное управление. – М.: Наука, 1985. – 279 с.
19. Урясьев С.П. Адаптивные алгоритмы стохастической оптимизации и теории игр. / Под ред. Ю.М. Ермольева. – М.: Наука, 1990. – 182 с.
20. Воробьев Н.Н. Основы теории игр. Бескоалиционные игры. – М.: Наука, 1984. – 495 с.
21. Королюк В.С., Турбин А.Ф. Полумарковские процессы и их приложения. – Киев: Наукова думка, 1986. – 184 с.
22. Глин П.У. ОПМП-формализм для дискретно-событийных систем. // ТИИЭР. Т. 77, № 1. 1989. – С. 18-228.
23. Блукке В.П. Исследование живучести телекоммуникационной сети на имитационной модели в условиях физических и информационных разрушающих воздействий. Дис. на соискание уч. ст. канд. техн. наук по спец. 05.13.18. – Новосибирск: ИВМиМГ СО РАН, 2011. – 177 с.
24. Макаренко С. И. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации: учебное пособие. – Ставрополь: СФ МГГУ им. М. А. Шолохова, 2008. – 352 с.
25. Системы связи: учебное пособие для студентов (курсантов) вузов / С.И. Макаренко, В.И. Сапожников, Г.И. Захаренко, В.Е. Федосеев; под общ. ред. С. И. Макаренко. – Воронеж: изд. ВАИУ, 2011. – 285 с.
26. Тузов Г. И., Козлов М. Р. Помехозащищенность каналов связи с ППРЧ и кодированием в условиях помех в части полосы. // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. Вып. 1. 1990. – С. 18-24.

27. Попов С.А., Шутько Е.М., Халимов Н.Р. Исследование покоординатного метода фазового синтеза нуля диаграммы направленности фазированной антенной решетки БРЛС в направлении нескольких источников помех // Труды Военного авиационного инженерного университета (г. Воронеж). Вып. 4. 2012. – С. 30-34.
28. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте. – М.: Вузовская книга, 2003. – 528 с.
29. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: Учебное пособие. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
30. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под ред. Радзивского В.Г. – М.: «Радиотехника», 2006. – 424 с.
31. Радзиевский В. Г., Сирота А. А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. 2-е изд. – М.: Радиотехника, 2004. – 432 с.
32. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных волн / под ред. Куприянова А.И. – М.: Вузовская книга, 2009. – 360 с.
33. Шлаев Д.В., Будко П.А., Будко Н.П. Разведзащищенность функционирования пакетной радиосети УКВ диапазона // Инфокоммуникационные технологии. Т. 6. № 1. 2008. – С. 107-109.
34. Клайнрок Л. Принципы и уроки пакетной связи // ТИИЭР, Т. 66. № 11, 1978. – С. 162-165.
35. Максимов М.В. и др. Защита от радиопомех. - М.: Советское радио, 1976. – 496 с.
36. Персли М.Б. Расширение спектра сигналов в пакетных радиосетях // ТИИЭР, Т. 75, 1978. – С. 162.
37. Исаков Е.Е. Устойчивость военной связи в условиях информационного противоборства. – СПб.: Изд. Политехн. ун-та, 2009. – 400 с.
38. Варганесян В.А. Радиоэлектронная разведка. – М.: Воениздат, 1975. – 255 с.
39. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба. 2-е изд. – М.: Военное издательство, 1989. – 350 с.
40. Афинов В. Состояние и перспективы развития средств РЭБ армии США // Зарубежное военное обозрение. № 5. 1989. С. 27-29. – URL: http://pentagonus.ru/publ/sostojanie_i_perspektivy_razvitija_sredstv_rehb_armii_ssha_ch1/80-1-0-1293 (дата доступа 10.03.2013).
41. Заполев С. Разведывательное обеспечение перспективных формирований СВ США модульного типа // Зарубежное военное обозрение. № 10. 2008. С. 32-36. – URL: <http://pentagonus.ru/publ/80-1-0-842> (дата доступа 10.03.2013).

42. ЗаполеВ С. Развитие систем сбора, обработки, анализа и распределения разведывательной информации в Сухопутных войсках США // Зарубежное военное обозрение. 2010. № 1. С. 42-50 – URL: http://pentagonus.ru/publ/razvitie_sistem_sbora_obrabotki_analiza_i_raspredelenija_razvedyvateľnoj_informacii_v_sukhoputnykh_vojskakh_ssha/23-1-0-1667 (дата доступа 10.03.2013).

43. Греков В. Автоматизированные системы обработки и анализа разведывательных данных ASAS // Зарубежное военное обозрение. № 12. 1990. С. 27-35. – URL: <http://pentagonus.ru/publ/80-1-0-797> (дата доступа 10.03.2013).

44. Евграфов В. Перспективы использования зарубежными вооружёнными силами беспилотных летательных аппаратов для решения задач РЭБ. // Зарубежное военное обозрение. № 10. 2009. С. 53-59. – URL: http://pentagonus.ru/publ/perspektivy_ispolzovanija_zarubezhnymi_vooruzhjonny_mi_silami_bespilotnykh_letatelnykh_apparatorov_dlja_reshenija_zadach_rehb/24-1-0-1407 (дата доступа 10.03.2013).

45. Клименко Н.Н. Радиостанции УКВ-диапазона: состояние, перспективы развития, особенности применения режима скачкообразного изменения частоты / Зарубежная радиоэлектроника. № 7. 1990.

46. Комплекс С-701. Тех. описание ИСКМ.464524.018ПЗ. Часть 13 - Оценка надежности и дальности каналов радиосвязи БКС. – Н. Новгород: НПП «Полет», 2008.

47. Microwaves and RF, 1983, March.

48. Клименко Н.Н. Радиостанции УКВ-диапазона: состояние, перспективы развития, особенности применения режима скачкообразного изменения частоты / Зарубежная радиоэлектроника. № 8. 1990.

49. Дегтярь В.К. Новое поколение американских войсковых радиостанций УКВ диапазона / Зарубежное военное обозрение. № 6. 1991.

50. Горшков В.В., Кускин О.В., Рубцов С.А., Сухов А.В. Военные системы связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / Зарубежная радиоэлектроника. № 3. 1986.

51. Максименко А.В, Панченко В.П. Радиостанции сухопутных войск Великобритании / Техника и вооружение. № 3. 1989.

52. Дашин А.В, Михов М.А. Американские авиационные системы и средства радиосвязи / Зарубежное военное обозрение. № 3. 1986.

53. Комплекс С-701. Тех. описание ИСКМ.464524.018ПЗ. Часть 4 - Сравнение БКС С-701 с радиосвязным оборудованием зарубежных самолетов. – Н. Новгород: «НПП «Полет», 2008.

54. Сикорский А.Б. Методы повышения помехоустойчивости систем подвижной сотовой связи в условиях преднамеренных помех // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. изд. СПбГПУ. № 3. 2001.

55. На связи — «Акведук» // Красная звезда. 11.11.2005. – URL: www.redstar.ru/2005/10/11_10/7_02.html (дата доступа 10.03.2013).

56. ОАО «Концерн «Созвездие». – URL: www.sozvezdie.su (дата доступа 10.03.2013).

57. Мобильный комплекс средств управления. // Доклад на выставке ЭкспоКомм-2013. – М.: Московское конструкторское бюро «Компас», 2013.

58. Исследование технических путей построения унифицированных радиосредств цифровой автоматизированной системы авиационной радиосвязи. Промеж. отчет. шифр «Сапсан» / Рук.: А.Д. Виноградов, отв. исп.: М.С. Иванов, исп.: С.А. Попов и др. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2013.

59. Агеев А.В. Исследование и разработка алгоритмов приема сигналов ППРЧ в каналах с памятью. Дисс. на соискание уч. степени к.т.н. по спец. 05.12.13. – Самара: ПовГУТИ, 2009. – 122 с.

60. Багно Д.В. Антенные системы с многофункциональными гибридными оптоэлектронными процессорами. Дисс. на соискание уч. степени к.т.н. по спец. 05.12.07. – М.: МАИ (ГТУ), 2003. – 199 с.

61. Хоружий С.Г. Алгоритмы и устройства обнаружения и оценки параметров сигналов со скачкообразным изменением частоты. Дисс. на соискание уч. степени канд. техн. наук по спец. 05.12.04. – Ростов-на-Дону: ФГУП «ВНИИ «Градиент», 2009. – 166 с.

62. Каунов А.Е., Поддубный В.Н. Воздействие различных видов заградительных помех на линию радиосвязи с ППРЧ // Радиотехника. № 6. 2006.

63. Каунов А.Е., Поддубный В.Н. Оценка эффективности воздействия гауссовской дискретно-заградительной помехи на линию радиосвязи с ППРЧ, сложными сигналами и m -ичными блочными кодами. // Радиотехника. № 10. 2002.

64. Овчаренко Л.А., Поддубный В.Н. Достоверность приема ФРМ сигнала на фоне стационарной помехи с учетом федингов по частоте // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. Т. 33. № 5. 1990.

65. Каунов А.Е., Поддубный В.Н. Статистические характеристики гауссовской помехи на выходе приемника m -ичных сложных частотно-манипулированных сигналов с минимальным сдвигом // Радиотехника. № 9. 2005.

66. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / Под ред. В.И. Борисова. – Воронеж: изд. ОАО «Концерн «Созвездие», 2007.

67. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев, Н.П. Мухин, Г.С. Нахмансон. Под ред. В.И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.

68. Коровин С.Д. Динамическое управление частотно-временным ресурсом радиолиний декаметрового диапазона в условиях радиоэлектронного подавления. Дисс. на соискание уч. степени канд. техн. наук по спец. 05.12.14 – Омск: Омский ГТУ, 2007. – 172 с.
69. Коханов Р.П. Защита информации в системах пакетной радиосвязи на основе управления длительностью сигналов. Дисс. на соискание уч. степени канд. техн. наук по спец. 05.12.14 – Воронеж: ВИ МВД РФ, 2004. – 141 с.
70. Богданов А.Е. Разработка системы передачи информации для локальных сетей связи, работающих в сложной помеховой обстановке. Дисс. на соискание уч. степени канд. техн. наук по спец. 05.12.13 – Владимир: ОАО «Владимирское КБ «Радиосвязи», 2005. – 144 с.
71. IEEEProc., 1982, v.129. Pt.F., № 3.
72. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радиосвязь, 1985.
73. Torrieri D.J. Principles of Secure Communication Systems. Dedham, MA.: Artech House, Inc., 1985.
74. Levitt B.K. Use of Diversity to Improve FH/MFSK Performance in Worst Case Partial Band Noise and Multitone Jamming // IEEE Milcom'82, Conf. Boston, 1982.
75. Blanchard J.E.A. Slow Frequency-Hopping Technique That is Robust to Repeat Jamming // IEEE Milcom'82, Conf. Boston, v. 1, 1982.
76. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов. / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, Н. П. Мухин и др. // Теория и техника радиосвязи. Вып. 1. 1993.
77. Spread spectrum communication. / M.K. Simon, J.K. Omura, R.A. Scholtz, B.K. Levitt. – Vol. 3, Rockville, MD: Computer Science Press, Vol. 1, Vol 2, Vol. 3. 1985.
78. Иванов М.С., Федосеев В.Е. Синтез демодулятора с оптимальной компенсацией структурной прерывистой помехи // Вестник Воронежского технического университета. Том 6. № 10. 2010. С. 91-95.
79. Torrieri D. J. Principles of Military Communication Systems. Dedham. – MA.: ArtechHouse, Inc., 1981.
80. Портной С.А., Тузков А.Е., Щаев О.И. Корректирующие коды в системах связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. // Зарубежная радиоэлектроника, 1988, №1.
81. Пашкеев С.Д., Минязов Р.И. Могилевский В.Д. Машинные методы оптимизации в технике связи. – М.: Связь, 1976.

82. Иванов М.С., Галлиев С.Ф. Результаты имитационного моделирования компенсации имитационной прерывистой помехи в каналах авиационной радиосвязи // Всероссийский конкурс научно-исследовательских работ студентов и аспирантов в области информатики и информационных технологий: сб. науч. работ. В 3 томах. Т. 3. – Белгород: ИД «Белгород», 2012. – 548 с.

83. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Пер. с англ. Под ред. Б.С. Цыбакова. М.: Радио и связь, 1987.

84. Torrieri D.J. The Information-Bit Error for Block Codes // IEEE Trans, v. COM-32, № 4, 1984.

86. Назаров А. Н., Сычев К. И. Модели и методы расчёта показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. - Красноярск: изд. ООО «Поликом», 2010. – 389 с.

87. Макаренко С. И., Бородинов Р. В. Анализ технологий обеспечения качества обслуживания в мультисервисных АТМ сетях // Информационные технологии моделирования и управления. №1 (73). 2012. С. 65-79.

88. Попов С. А., Иванов М. С. Анализ возможности применения технологии РСМА в авиационной радиосвязи // Всероссийский конкурс научно-исследовательских работ студентов и аспирантов в области информатики и информационных технологий: сб. науч. работ в 3 томах. Т. 3. – Белгород: ИД «Белгород», 2012. – 548 с.

89. Макаренко С. И. Подавление пакетных радиосетей со случайным множественным доступом за счет дестабилизации их состояния // Журнал радиоэлектроники. № 9. 2011. – URL: <http://jre.cplire.ru/jre/sep11/4/text.pdf> (дата доступа 10.03.2013).

90. Макаренко С. И. Оценка качества обслуживания пакетной радиосети в нестационарном режиме в условиях воздействия внешних дестабилизирующих факторов // Журнал радиоэлектроники. № 6. 2012. – URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jun12/9/text.pdf> (дата доступа 10.03.2013).

91. Денисов Б.Б. Проблемы наращивания телекоммуникационного ресурса в интересах функционирования информационно-управляющих систем специального назначения / Доклад на науч. конф. «Современные тенденции развития теории и практики управления в системах специального назначения-2012». – М.: ОАО «Концерн «Системпром». 2012.

92. Иванов М.С., Федосеев В.Е. Методика и результаты анализа потенциальной помехоустойчивости приема цифрового сигнала на фоне манипулированной структурной помехи // Вестник Воронежского технического университета. Т. 6. № 11. 2010. С. 108-112.

93. Иванов М.С., Галлиев С.Ф. Алгоритм оптимального приема сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в условиях структурно-прицельных прерывистых помех // Перспективы развития средств и комплексов связи. Подготовка специалистов связи: мат. межвуз. науч.-техн. конф.: В 3 ч. Ч. 1.– Новочеркасск: ВАС (филиал, г. Новочеркасск), 2011. С. 67-73.

94. Иванов М.С. Потенциальная помехоустойчивость алгоритма приема и обработки сигналов с ППРЧ в РЭС при воздействии прицельной по структуре помехи // Всероссийский конкурс научно-исследовательских работ студентов и аспирантов в области информатики и информационных технологий: сб. науч. работ в 3 томах. Т. 3. – Белгород: ИД «Белгород», 2012. — 548 с.

95. Клименко Н.Н., Кисель В.В., Гончар А.Н. Объединенная система распределения тактической информации JTIDS // Зарубежная радиоэлектроника. № 5.1988.

96. Макаренко С.И., Максимов Д.В. Предложения по решению задачи маршрутизации в системе связи при воздействии на нее средств радиоэлектронного подавления // Перспективы развития средств и комплексов связи. Подготовка специалистов связи: Материалы межвуз. науч.-техн. конф.: в 3 ч. Часть 2.– Новочеркасск: ВАС (филиал г. Новочеркасск, Ростовской обл.), 2011. – С. 14-18.

97. Макаренко С. И., Родителей В. А. Обоснование предложений по ретрансляции сообщений в сети связи системы воздушно-космической обороны в условиях радиоэлектронного противодействия противника // XI Всероссийская НПК «Актуальные вопросы разработки и внедрения информационных технологий двойного применения», 3-4 нояб. 2010 г.: сб. докл. в 2 ч. Ч. 2. – Ярославль: ЯВЗРУ ПВО, 2010. – С. 102-108.

98. Радиостанция «Азарт-П1». Технические условия. ПАКД 464113.005 ТУ // Радиосканер [Эл. ресурс]. – 159 с. – URL: http://www.radioscanner.ru/files/download/file14837/t.u._azart-p1.pdf.zip (дата доступа 10.06.2013).

99. Цифровые радиостанции шестого поколения «Азарт» // Rus Army [Эл. ресурс]. – URL: <http://www.rusarmy.com/forum/topic10174-20.html> (дата доступа 10.06.2013).

100. Чуднов А.М. О минимаксных алгоритмах формирования и приема сигналов // Проблемы передачи информации. Т. 22. № 4. 1986. С. 49-54.

101. Чуднов А.М. Помехоустойчивость линий и сетей связи в условиях оптимизированных помех. - Л.: ВАС, 1986. – 84 с.

102. Чуднов А.М. Теоретико-игровые задачи синтеза алгоритмов формирования и приема сигналов // Проблемы передачи информации. Т. 27. № 3. 1991.- С.57-65.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение А. Производящая функция закона Пуассона

Таблица А.1 – Производящая функция закона Пуассона

№ п/п	Наименование распределения	Область значений	Аналитический вид	Характеристическая функция	Производящая функция $F(s)$	$\frac{1}{j} \ominus;$ j $(v = 0)$	$F(s=1)$
1	2	3	4	5	6	7	8
1	Вырожденное в точке $\zeta - n = x$	$-\infty < x < \infty$	$\delta(x - \zeta)$	$\exp\{jv\zeta\}$	S_x	ζ	ζ
2	Биномиальное $p+q=1$	$\zeta_{pk}=n$ $n=0,1,2,\dots,N$	$C_n N_{pn} q^{N-n}$	$(q-pl^{jv})^N$	$(q-ps)^N$	Np	Np
3	Пуассона ($0 < \lambda < \infty$)	$X_n = n$ $(n=0,1,2,\dots,\infty)$	$\frac{l^{-\lambda} m^n}{n!}$	$\exp\{\lambda(l^{jv}-1)\}$	$\exp\{\lambda(s-1)\}$	$\lambda = vT_{PEK}$	$\lambda = vT_{PEK}$
4	Геометрическое $p+q=1$	$\zeta_n = n$ $n=0,1,2,\dots$	pq^n	$p[1-(1-p) \times \exp\{jt\}]^{-1}$	$\frac{p}{1-(1-p)s}$	$\frac{1-p}{p}$	$\frac{1-p}{p}$
5	Равномерное $0 < h < \infty$	$m-h/2 \leq x \leq m+h/2$	$\frac{1}{h}$	$\frac{\sin vh/2}{vh/2} l^{jv}$		m	
6	Нормальное (гауссово)	$-\infty < x < \infty$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \times \exp\left\{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right\}$	$\exp\{jmv - \sigma^2 v^2/2\}$		m	
7	Коши $-\infty < \alpha < \infty$ $0 < \beta < \infty$	$-\infty < x < \infty$	$\frac{1}{\pi\beta} \frac{1}{1 + \left(\frac{x-d}{\beta}\right)^2}$	$\exp\{jav - \beta v \}$		Неопределено	
8	Показательное $-\infty < \alpha < \infty$ $0 < \beta < \infty$	$\alpha < x < \infty$	$\frac{1}{\beta} \exp\left\{-\frac{(x-a)}{\beta}\right\}$	$\exp\{jav\} - (1-j\beta v)^{-1}$		$\alpha + \beta$	
9	Гамма-распределение $0 < p < \infty$	$0 \leq x < \infty$	$\frac{1}{\Gamma(p)} x^{p-1} l^{-1}$	$(1-jv)^{-1}$		p	
10	m - распределение	$x \geq 0$ $m \geq 1/2$	$\frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\sigma^2}\right)^m \times x^{2m-1} l^{-\frac{m}{\sigma^2} x^2}$	$\frac{\Gamma(2m)}{2^{m+1} \Gamma(m)} l^{-\frac{m}{\sigma^2} v^2} \times D_{2m}\left(\frac{-jv\sigma}{\sqrt{2m}}\right)$		$\frac{\sigma}{\sqrt{m}} \times \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m)}$	
11	Лапласа (двойное показательное) $-\infty < \alpha < \infty$ $0 < \beta < \infty$	$-\infty < x < \infty$	$\frac{1}{2\beta} l^{\left \frac{v-a}{\beta}\right }$	$\frac{\exp\{jav\}}{[1 + \beta^2 v^2]}$		α	

Приложение Б. Характеристики БПЛА которые могут быть использованы как носители средств РРТР и РЭП(Б)

Таблица Б.1 – Классификация БПЛА согласно данным [44]

Категория БЛА	Радиус действия, км	Практический потолок, м	Продолжительность полета, ч	Максимальная взлетная масса, кг	Статус
Тактические БПЛА					
Микро-БПЛА (Micro)	<10	250	1	<5	Существуют
Мини-БПЛА (Mini)	<10	150** -300*	<2	< 30 (150**)	Существуют
Ближнего действия (CR)	10-30	3000	2-4	150	Существуют
Малой дальности (SR)	30-70	3000	3-6	200	Существуют
Средней дальности (MR)	70-200	5 000	6-10	1250	Существуют
Средней дальности и большой продолжительности полета (MRE)	>500	8 000	10-18	1250	Существуют
Низко высотные глубинного проникновения (LADP)	>250	50-9 000	0,5-1	350	Существуют
Низко высотные большой продолжительности полета (LALE)	>500	3 000	>24	<30	Существуют
Средневысотные большой продолжительности полета (MALE)	>500	14000	24-48	1500	Существуют
Стратегические БПЛА					
Высотные большой продолжительности полета (HALE)	>2000	20 000	24-48	12 000	Существуют
БПЛА специального назначения					
Боевые (UCAV)	~1500	10000	~2 (патрул.)	10 000	Существуют
Боевые одноразового применения (LETH)	300	4000	3-4	250	Существуют
Ложные цели (DEC)	До 500	5 000	<4	250	Существуют
Стратосферные (STRATO)	>2000	20000-30000	>48	Нет данных	В разработке
Экзостратосферные (EXO)	Нет данных	>30000	Нет данных	Нет данных	В разработке

Категория БЛА	Радиус действия, км	Практический потолок, м	Продолжительность полета, ч	Максимальная взлетная масса, кг	Статус
Космические (SPACE)	Нет данных	Нет данных	Нет данных	Нет данных	В разработке

* Согласно классификации ВС США. ** Для японских БЛА.
Исходя из значений максимальной взлетной массы БПЛА можно условно разделить на малые, средние и большие. К малым относятся БПЛА с максимальной взлетной массой до 250 кг, к средним - от 250 до 2 300 кг, к большим - свыше 2 300 кг.

Приложение В. Требования к качеству услуг, предоставляемых системами связи при передаче интерактивного трафика

Таблица В.1 –Требования к качеству услуг, предоставляемых мультисервисными сетями ОАЦСС при обслуживании трафика абонентов по данным работ [86, 87]

Тип данных	Название услуги	Требуемая скорость передачи	Параметры качества услуги		
			Задержка, мс	Джиттер	Потери, %
Аудио	Телефония	4-64 кбит/с	<150 мс (отличное QoS); <400 мс (допустимое QoS)	<1 мс	<3%
	Передача голоса	4-32 кбит/с	<1 с (для воспроизведения); <2 с (для записи)	<1 мс	<3%
	Звуковое вещание	16-128 кбит/с	<10с	<<1 мс	<1%
Видео	Видео-конференция	>384 кбит/с	<150 мс (отличное QoS); <400 мс (допустимое QoS)		<1%
Данные	Просмотр WEB-страниц	10 кБ	<2 с/стр. (отличное QoS); <4 с/стр. (допустимое QoS)	-	0
	Передача файлов	10 кБ – 10 МБ	<15с (отличное QoS); <60 с (допустимое QoS)	-	0
	Передача изображений	100 кБ	<15с (отличное QoS); <60 с (допустимое QoS)	-	0
	Доступ к электронной почте	<10 кБ	<2 с (отличное QoS); <4 с (допустимое QoS)	-	0
	Факс	~ 10 кБ	<30с/ стр.	-	< 10 ⁻⁶

Таблица В.2 – Допустимые значения параметров качества обслуживания при передаче мультимедийного трафика в транспортной сети ОАЦСС по данным работ [86, 87]

Тип сервиса	Параметры качества обслуживания				
	Время установления соединения, с	Вероятность разрыва соединения	Задержка, мс	Джиттер, мс	Вероятность потери данных
IP-телефония	0,5-1	10^{-3}	25-500	100-150	10^{-3}
Видеоконференция	0,5-1	10^{-3}	30	30-100	10^{-3}
Цифровое видео по запросу	0,5-1	10^{-3}	30	30-100	10^{-3}
Передача данных	0,5-1	10^{-6}	50-1000	-	10^{-6}
Телевизионное вещание	0,5-1	10^{-8}	1000	-	10^{-8}