

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**
(**Н И У « Б е л Г У »**)

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК

**КАФЕДРА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ
СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ**

**ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СПУТНИКОВЫХ
СИСТЕМ СВЯЗИ**

Выпускная квалификационная работа
обучающегося по направлению подготовки 11.04.02
Инфокоммуникационные технологии и системы связи,
магистерская программа «Системы и устройства радиотехники и связи»
очной формы обучения, группы 07001636
Шалиманова Дениса Викторовича

Научный руководитель
профессор,
доктор техн. наук,
профессор кафедры
Информационно-
телекоммуникационных
систем и технологий
НИУ «БелГУ» Белов С.П.

Рецензент
Начальник Участка систем
коммутации №2 Белгородского
ГорЦТЭТ Белгородского
филиала ПАО "Ростелеком"
к.т.н. Болдышев А.В.

БЕЛГОРОД 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	4
ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ В СПУТНИКОВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ.....	9
1.1 Общая структурная схема систем радиосвязи, общие принципы построения, классификация	9
1.2 Передача информации по каналам связи. Основная характеристика каналов связи	14
1.3 Основные энергетические характеристики систем спутниковой связи.....	18
1.4 Согласование физических характеристик канала связи и сигналов ...	21
1.5 Согласование статических свойств источника сообщений и спутникового канала связи.....	22
1.6 Информационная безопасность и помехозащищенность в открытом канале спутниковой связи в условиях сложной помеховой обстановки	25
1.6.1 Обеспечение информационной безопасности.....	25
1.6.2 Математические модели преднамеренных помех	31
2. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА.....	36
2.1 Технологии расширения спектра и методы модуляции	36
2.2 Определение понятия ширина спектра	39
2.3 Метод прямого расширения спектра	42
2.4 Энергоэффективность радиотехнического средства связи системы спутниковой связи.....	46
2.4.1 Энергетическая эффективность средств непосредственной радиосвязи	46

2.4.2 Энергетическая эффективность радиотехнической системы со сложными сигналами.....	49
3. АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА. ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ	51
3.1 Анализ условий функционирования средств радиосвязи и требования, предъявляемые к используемым ими радиоканалам	51
3.2 Анализ требований, предъявляемых к псевдослучайным последовательностям и выбор вида формирующей последовательности для расширения информационного алфавита.....	52
3.3 Анализ условий формирования частотно-временной матрицы	59
3.4 Анализ условий функционирования радиоканала.....	60
4. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ СИГНАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ	63
4.1 Особенности алгоритма формирования M-последовательностей	63
4.2 Методика формирования помехозащищенного канала спутниковой связи.....	68
4.3 Алгоритм модели обеспечения повышения безопасности и помехоустойчивости сигнала.....	76
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	84
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	85

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АБГШ	аддитивный белый гауссов шум
АКФ	автокорреляционная функция
АСП	автоматизированной станции помех
АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
ДСЧ	дискретно составные частотные
ДСЧС	дискретные составные частотные сигналы
ДСЧ-ФМС	дискретные составные частотные фазоманипулированные сигналы
ДСЧ-ЧМС	дискретно-составной частотный частотно модулированный сигнал
ДЧ	дискретно-частотные
ИП	импульсные помехи
КВ	Коротковолновый
КРПУ	контрольное радиоприемное устройство
ЛРП	линейная рекуррентная последовательность
МЧ	Многочастотные
ОСШ	отношение сигнал/шум
ПАВ	поверхностные акустические волны
ПЗС	приборы с зарядовой связью
ППРЧ	псевдослучайная перестройка рабочей частоты
ПРПУ	поисковое радиоприемное устройство
ПСП	псевдослучайная последовательность
РП	система радиоподавления
РПУ	радиоприемное устройство
СП	сосредоточенные помехи
СРС	системы радиосвязи
ФМ	Фазоманипулированные
ФП	флотационные помехи
ЦОС	цифровая обработка сигналов
ЧМ	частотно-модулированные
ЧВМ	частотно-временная матрица
ШПС	широкополосные (шумоподобные) сигналы

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время повсеместно признана необходимость повышения помехоустойчивости спутниковых сигналов до 50 - 55 дБ [1].

Методы повышения помехоустойчивости линий спутниковой связи специального назначения делятся на организационные, энергетические, пространственные и сигнальные.

Использование организационных методов часто ограничивается условиями использования, энергетические методы ограничены требованиями скрытности, которые являются неотъемлемой частью помехоустойчивости. Что касается мощности передающих устройств, то была достигнута чувствительность приемных устройств и усиление антенн, потенциально возможных индикаторов. В этой связи развитие пространственных и сигнальных методов представляется актуальным.

Пространственные методы изучены достаточно полно [4, 5] и применены к спутниковой связи в [1]. Теоретически и экспериментально было показано, что при пространственно-временной обработке сигналов защита от преднамеренных помех обеспечивается на уровне 30-35 дБ относительно отношения сигнал / (помехи / шум), а в каналах спутниковой связи при уровне 25-30 дБ из-за особенностей этих каналов. Данные исследования получили широкое применение благодаря трудам Аболица А.И., Акимова А. А., Белова А.С., Бобкова В.Ю., Камнева Е.Ф., Пелехатый М.И. в частности в «Системах спутниковой связи с эллиптическими орбитами, разнесением ветвей и адаптивной обработкой».

В настоящее время все чаще используются методы передачи и приема информации с использованием широкополосных сигналов (ШПС).

Использование ШПС в системах мобильной связи, таких как CDMA IS-95, может эффективно бороться с внутриличностными и межканальными помехами, эффектом Доплера и максимизировать использование выделенной полосы частот для передачи речевой информации между пользователями. В

системах спутниковой связи, таких как GlobalStar, распространение спектра передаваемого сигнала приводит к увеличению помехоустойчивости от невмешательства и позволяет использовать портативные устройства с малой мощностью для проведения сеансов радиосвязи во всех точках земного шара. Широкополосные сигналы от спутниковых навигационных систем, таких как GPS или ГЛОНАСС, позволяют повысить точность оценки псевдодальности спутников в сложной ситуации помех и, соответственно, повысить точность определения координат объектов. Приведенные выше примеры использования ШПС показывают перспективы использования ШПС в будущем.

Примером развития систем передачи и, в частности, методов широкополосной передачи было увеличение общего количества радиоэлектронных систем (РЭС), занимающих определенный диапазон частот, ухудшение электромагнитной среды и ужесточение требований к электронному оборудованию (РЭА) систем передачи информации.

К широкому практическому применению ШПС на практике научные труды Д.В. Агеева, А.Я. Витерби, Л.Е. Варакина Г.И. Тузов М.К. Саймона и многих других исследователей. Они изложили основные положения теории передачи и приема широкополосных сигналов, определили наиболее эффективные методы их использования на практике в различных прикладных задачах, нашли конечный потенциал для приема широкополосных сигналов в сложной ситуации помех.

Под помехоустойчивостью понимается способность системы противостоять воздействию мощных помех. Помехоустойчивость включает в себя невидимость системы связи и ее помехоустойчивость [12].

При передаче информации по каналу связи с помехами в полученных данных могут возникать ошибки. Если такие ошибки имеют небольшое значение или редки, информация может быть использована потребителем. При большом количестве ошибок полученная информация не может быть использована.

Чтобы уменьшить количество ошибок, возникающих при передаче информации по каналу помех, можно использовать канальное кодирование или шумовое кодирование.

Возможность использования кодирования для уменьшения числа ошибок в канале теоретически была показана К. Шенноном в 1948 году в его работе «Математическая теория коммуникации». В нем было указано, что если скорость создания источником сообщений (производительность источника) не превышает определенного значения, называемого пропускной способностью канала, то с соответствующим кодированием и декодированием вероятность ошибок в канал может быть сведен к нулю.

Однако вскоре стало ясно, что фактические ограничения скорости передачи устанавливаются не по полосе пропускания канала, а по сложности схем кодирования и декодирования. Поэтому усилия разработчиков и исследователей в последние десятилетия были направлены на поиск эффективных кодов, создание практически реализуемых схем кодирования и декодирования, которые по своим характеристикам приближались бы к прогнозируемому теоретически.

В настоящее время наиболее распространены следующие способы генерации шумопонижающих сигналов.

1. Формирование сложных сигналов с использованием частотно-временного кодирования [11].
2. Псевдослучайное формирование комплексных дискретных частотно-управляемых сигналов [11; 12].
3. Псевдослучайная настройка рабочей частоты [13].
4. Модуляция несущей частоты двоичными псевдослучайными последовательностями (PSP) [13, 14].

Анализ известных источников литературы [13] показал, что наиболее перспективными являются методы, основанные на модуляции несущей частоты бинарными псевдослучайными последовательностями (PSP) [15]. Псевдослучайная двоичная последовательность заданной длительности

представляет собой последовательность, образованную по определенным правилам из дискретных элементов 0 и 1, так что ее корреляционные свойства близки к соответствующим свойствам реализации шума той же продолжительности.

Такие последовательности обладают следующими свойствами:

- M-последовательность является периодической, с периодом N символов;
- боковые пики периодической автокорреляционной функции сигналов, генерируемых M-последовательностью, равны $(1 / N)$.

Целью дипломной работы является разработка алгоритма обеспечения повышения помехозащищенности спутниковых сигналов, передаваемых по открытым каналам связи.

Предметом исследования в дипломной работе выступит возможность увеличения помехозащищенности спутникового канала связи.

Объектом исследования в дипломной работе будет ансамбль ортогональных последовательностей – на основе M-последовательностей.

Для достижения цели необходимо решить ряд задач:

1. Определить сущность помехозащищенности и информационной безопасности в открытых каналах спутниковой связи;
2. Исследовать методы непосредственного расширения спектра сигнала, обеспечиваемую путем применения широкополосных сигналов;
3. Разработать сигнальную конструкцию и определить алгоритм формирования помехозащищенного сигнала.

1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ В СПУТНИКОВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ

1.1 Общая структурная схема систем радиосвязи, общие принципы построения, классификация

Технологии беспроводной связи являются подклассом телекоммуникационных технологий, которые служат для обмена информацией между двумя или более точками без необходимости проводного соединения. Для передачи информации можно использовать оптическое излучение или радиоволны. В современных системах радиосвязи (CDS) широко используются цифровые сигналы. Для этой цели применяются операции дискретизации, квантования и кодирования. На рисунке 1.1 показан процесс преобразования передаваемой информации в цифровую форму, затем в высокочастотные радиоволны (а) и наоборот (б).

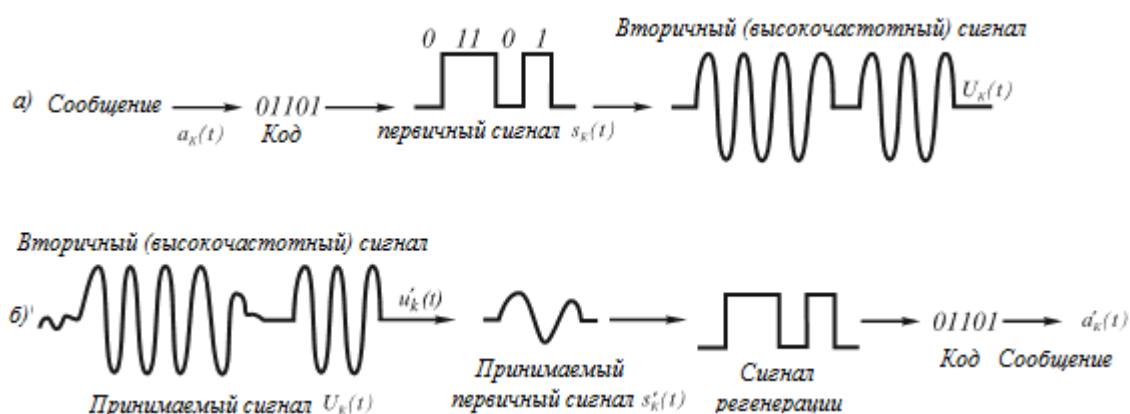


Рисунок 1.1 – Процесс преобразования передаваемой информации

Рассмотрим обобщенную структурную схему цифровой СРС (рис.1.2).

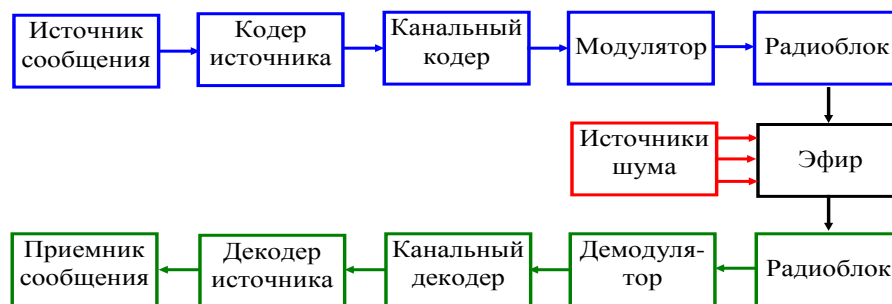


Рисунок 1.2 – Обобщенная структурная схема цифровой СРС

Источник сообщения генерирует сообщения, которые являются либо непрерывными функциями времени, либо дискретными сигнальными потоками. Примером непрерывного сообщения во времени является человеческая речь. Чтобы передать такой аналоговый сигнал через цифровую систему связи, он должен быть преобразован в цифровую форму. Это делается путем дискретизации и затем квантования каждого фрагмента. Для этого аналоговый сигнал делится на выборки (выборки) с частотой дискретизации $f_{\text{д}}$, а затем каждый образец заменяется двоичным блоком, определяемым амплитудой фрагмента. Частота выборки выбирается в соответствии с теоремой выборки, то есть:

$$f_{\text{д}} > 2f_{\text{макс}} \quad (1.1)$$

Здесь $f_{\text{макс}}$ - максимальная частота в спектре передаваемого сигнала.

В общем случае исходный кодер выполняет задачу согласования двоичных последовательностей фрагментом передаваемого сигнала (в случае передачи голоса исходный кодер обычно называют речевым кодером).

Некоторые физические явления, возникающие в каналах спутниковой связи, приводят к ошибкам в приемнике. Эти ошибки могут быть представлены разностью между переданным сигналом и восстановленным из принятого сигнала двоичными последовательностями. Чтобы исправить или хотя бы обнаружить ошибки, в передатчике и канальном декодере в приемнике используется канальный кодер. К информационным блокам добавляется некоторая управляющая информация, на основе которой

приемник принимает решение о правильном или неправильном получении данных.

Модулятор – это единица, в которой информационный параметр высокочастотной (ВЧ) колебаний (частота, амплитуда и/или фаза) изменяется в соответствии с законом изменения передаваемого сигнала. В результате модуляции сигнал переноса информации переносится в соответствующую часть радиодиапазона и получает четко сформированные спектральные параметры. Это свойство сигнала имеет решающее значение для систем беспроводной связи. Здесь необходимо эффективно использовать выделенные спектральные ресурсы, чтобы не искажать сигналы, передаваемые пользователями соседних областей спектра.

Электромагнитный (ЭМ) спектр является ценным и ограниченным ресурсом. За последние несколько лет появилось много новых систем беспроводной связи, и на рынке появились новые услуги. В результате все новое и новое оборудование создается для систем, работающих во все более высоких частотных диапазонах. В настоящее время применяются все более сложные технологии. Распределение частот ЭМ-спектра между радиосистемами является предметом международных переговоров и соглашений.

Радиочастотный блок работает в радиочастотном диапазоне и усиливает радиосигнал до требуемого уровня. Общим требованием для радиочастотного усилителя, используемого в системах беспроводной связи, является ограничение потребления энергии.

Неотъемлемой частью любой системы беспроводной связи, а также спутниковой системы связи является антенна. Свойства канала тесно связаны с типами передающей и приемной антенн. Особенно важны направленность и усиление антенны. Характеристики антенны определяют рабочий диапазон системы и ее эффективность.

В открытом пространстве сигнал искажается и подвергается различным помехам. Следовательно, передаваемый сигнал немного отличается от принятого.

Если искажение сигнала в пространстве охарактеризовать оператором L , то принятый сигнал можно описать следующим образом:

$$z(t) = L [u(t)] + e(t) \quad (1.2)$$

Здесь $u(t)$ -переданный сигнал, $e(t)$ - аддитивная помеха.

Преобразования, выполненные в приемнике, имеют обратное соответствие процессам, происходящим в передатчике. После усиления и фильтрации в каскадах высокочастотного блока полученный сигнал демодулируется. Характер преобразования зависит от используемого метода цифровой модуляции и параметров канала. Основной задачей демодулятора является выделение последовательности импульсов из модулированного сигнала, полученного после RF-обработки. Затем эти импульсы преобразуются в двоичную последовательность.

Задача канального декодера заключается в извлечении пользовательского информационного компонента из принятой кодовой последовательности. Это основная цель декодирования.

На выходе декодера источника получается копия переданного аналогового сигнала, который затем подается в приемник сообщений.

По ширине используемой полосы все технологии беспроводной связи можно разделить на:

- 1) узкополосные;
- 2) широкополосные.

Такое разделение весьма приблизительное ввиду отсутствия строгого определения. Обычно предполагают что, если ширина спектральной полосы ΔF , в которой работает система много меньше центральной частоты этой полосы f_c , то система узкополосная (т.е. $\Delta F / f_c \ll 1$). В противном случае система считается широкополосной.

При использовании технологии первой группы передача осуществляется в узком диапазоне вблизи строго определенной частоты. Отсюда - взаимное руководство, необходимость «разделить» воздух, невозможность управлять двумя устройствами в непосредственной близости друг от друга. Широкополосные технологии имеют более высокую помехоустойчивость по отношению к узкополосному шуму и более экономно используют спектр.

Одним из основных критериев классификации систем беспроводной связи является степень их сложности в сочетании с объемом предлагаемых услуг.

В последние два десятилетия системы спутниковой связи стремительно развиваются и совершенствуются. Системы первого поколения были аналоговыми. Речь передавалась частотной модуляцией. В то же время управление соединением, плавная передача соединения другой базовой станции при перемещении мобильной станции, а также другие процедуры (например, управление мощностью мобильной станции) выполнялись с использованием цифровых сигналов.

С другой стороны, развитие цифровых технологий, с одной стороны, и частые примеры исчерпания абонентской емкости аналоговыми системами (особенно в крупных городах) привело к разработке систем второго поколения. Их реализация была основана на цифровых технологиях.

Системы спутниковой связи имеют самую широкую зону обслуживания. Семейство одной спутниковой системы может покрывать всю земную поверхность. Современные спутниковые системы характеризуются односторонней или двунаправленной речью, или передачей данных с низкой скоростью, но на очень больших расстояниях. Емкость системы строго зависит от количества используемых спутников. Однако увеличение количества спутников приводит к значительному увеличению стоимости системы. Несмотря на то, что системы спутниковой связи значительно уступают системам сотовой связи по популярности среди пользователей, они

остаются единственным решением проблемы обеспечения связи с труднодоступными территориями (высотные и циркумполярные районы). В настоящее время внедряются такие системы спутниковой связи, как INMARSAT, Iridium, GlobalStar, ICO, Thuraya, Teledesic.

1.2 Передача информации по каналам связи. Основная характеристика каналов связи

Канал связи представляет собой набор технических средств и физического носителя, способного передавать отправленные сигналы, которые обеспечивают передачу сообщений от источника информации получателю.

Каналы делятся на непрерывные и дискретные каналы.

В самом общем случае каждый дискретный канал включает в себя непрерывный дискретный канал.

Если влиянием факторов, влияющих на передачу сообщений в канале, можно пренебречь, то такой идеализированный канал называется каналом без помех.

В таком канале каждое сообщение на входе однозначно соответствует определенному сообщению на выходе и наоборот. Если влияние помех в канале пренебрегают, то при анализе характеристик передачи сообщений по такому каналу используются модели, которые характеризуют работу канала при наличии помех.

В зависимости от конкретных свойств реальных каналов используются различные типы моделей. Канал, в котором вероятности идентификации первого сигнала со вторым и вторым с первым идентичны, называется симметричным каналом.

Канал, на выходе которого алфавит сигнала отключен от алфавита сигнала на входе, называется каналом со стиранием.

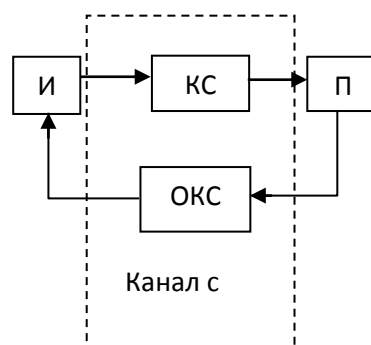


Рисунок 1.3 – Канал с обратной связью

Канал для передачи сообщений в приемник дополнительным обратным каналом, служащим для повышения надежности передачи, называется каналом с замкнутым контуром.

Канал связи считается указанным, если известны данные о сообщениях на его входе, а также ограничения, которые накладываются на входные сообщения по физическим характеристикам каналов.

Для описания каналов связи используются две концепции скорости связи:

а) Техническая скорость передачи данных характеризуется количеством элементарных сигналов, передаваемых по каналу в единицу времени. Это зависит от свойств линий связи и скорости каналов оборудования

б) Информационная скорость, которая определяется средним объемом информации, передаваемой за единицу времени. Эта скорость зависит как от характеристик данного канала, так и от характеристик используемых сигналов.

Пропускная способность канала – это максимальная скорость передачи данных для этого канала, достигнутая с использованием самых передовых методов передачи и приема. Полоса пропускания, а также скорость передачи информации обычно измеряются количеством информации, передаваемой за единицу времени.

Из теории связи в сетях связи известно, что информация передается по так называемому «каналу связи». Поэтому его основные качественные показатели сигнала, т. е. Характеристики и параметры, также определяют характеристики радиосигнала с тем же именем, но отличаются от первых численных значений. Рассмотрим эти параметры на примере произвольного сигнала (рис.1.4).

1. Энергией сигнала называется энергия, накопленная за время его действия:

$$E = \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} S^2(t) dt \quad (1.3)$$

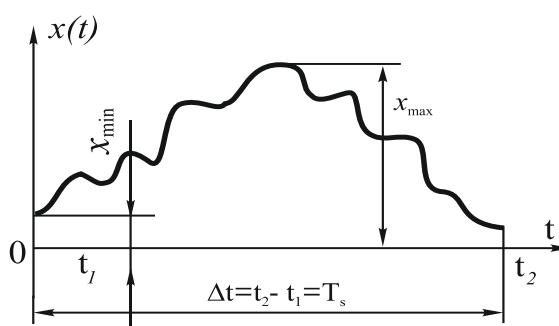


Рисунок 1.4 – Произвольный сигнал

2. Динамический диапазон сигнала (канала) - логарифмическое значение отношения максимального уровня сигнала ($P_{s_{max}}$) на минимальный уровень сигнала ($P_{s_{min}}$).

$$D_s = 10 \lg \left(\frac{P_{s_{max}}}{P_{s_{min}}} \right) \quad (1.4)$$

Различные сигналы обладают различными динамическими диапазонами. Например:

- а) телефонная речь и речь диктора: $D_s = 25 - 30dB$;
- б) радиовещательный сигнал: $D_s = 35 \div 40dB$ (для симфонического оркестра $70 - 95dB$);
- в) телевизионный сигнал: $D_s = 25 \div 40dB$.

3. Ширина спектра сигнала (канала) - разница между максимальной и минимальной частотой спектра:

$$\Delta F_s = F_{s_{max}} - F_{s_{min}} .$$

Различные виды сигналов (и каналов) обладают различными значениями ширины спектра. Например:

а) телефонный разговор: $\Delta F_s = 3400 - 300 = 3100 \text{Гц}$ (для цифрового сигнала 4 кГц);

б) высококачественного радиовещания: $\Delta F_s = 15000 - 30 \approx 15000 \text{Гц}$;

в) радиовещание с хорошим качеством: $\Delta F_s = 10000 - 50 \approx 10000 \text{Гц}$;

г) телевизионный сигнал: $\Delta F_s \approx 6 \div 6,5 \text{МГц}$;

д) факсимильный сигнал: $\Delta F_s = 4 \text{кГц}$;

е) телеграфный (телетайп) сигнал: $\Delta F_s = 75 \text{Гц}$.

4. Время действия сигнала (T_s), время эффективного действия сигнала (T_{sef}) и эффективная ширина спектра (ΔF_{sef}):

а) разница между моментом начала сигнала (t_1) и моментом завершения его действия (t_2) называется временем действия сигнала:

$$T_s = \Delta t = t_2 - t_1 ;$$

б) время эффективного действия сигнала называется такой промежуток времени при котором энергия сигнала уменьшается с максимального значения (P_{max}) до значения $(0,05 \div 0,1)P_{max}$: $T_{sef} = \Delta t_{ef} = t_{max}^1 - t_{min}^1$ (здесь t_{min}^1 - момент максимальной мощности, t_{max}^1 - момент мощности равной $(0,05 \div 0,1)P_{max}$);

в) эффективным спектром сигнала называется полоса частот равная разнице двух частот, в пределах которого мощность сигнала уменьшается с максимального значения до значения $(0,05 \div 0,1)P_{max}$.

5. Объемом сигнала (канала) называется произведение трех основных параметров:

$$V_s = T_s \cdot D_s \cdot \Delta F_s. \quad (1.5)$$

6. Количество информации сигнала (канала) (I_s) и информационная емкость (C_s):

а) количество информации сигнала (канала) (I_s) зависит от частотного спектра сигнала, времени действия сигнала и отношения сигнал/шум:

$$I_s = \Delta F_s T_s \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_k} \right) \quad (1.6)$$

б) информационной емкостью сигнала (канала) называется параметр равный количеству передаваемой информации в единицу времени:

$$C_s = \frac{I_s}{T_s} = \Delta F_s \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_k} \right) \quad (1.7)$$

7. Одним из важнейших параметров, характеризующих цифровые технологии беспроводной связи является скорость передачи данных. На передающем конце канала связи скорость передачи в битах в секунду (бит/с) определяется выражением

$$R = F_{\text{симв}} \log_2 M \quad [\text{бит} / \text{с}] \quad (1.8)$$

где $F_{\text{симв}}$ - частота следования канальных символов в Герцах,

M - число возможных значений одного символа.

1.3 Основные энергетические характеристики систем спутниковой связи

Передача сигнала в системе основана на преобразовании электрического сигнала, генерируемого передатчиком, в электромагнитные волны, распространение волн в пространстве и обратное преобразование в электрические сигналы на принимающей стороне. Свойства канала беспроводной связи зависят от множества факторов, в первую очередь от параметров используемых антенн, от свойств физической среды, в которой

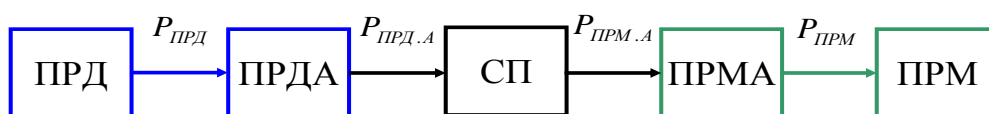
распространяются радиоволны, особенностей электронных схем, участвующих в передаче и приеме сигнала и скорости перемещения мобильных станций.

Для анализа канала передачи сигнала, удобней представить структурную схему, изображенную на рис. 1.3 в более укрупненном виде (рис. 1.5). Допустим что, мощность сигнала на выходе ПРД составляет $P_{ПРД}$. Учитывая коэффициент усиления передающей антенны $G_{ПРД.А}$, мощность излучения $P_{ПРД.А}$ можем записать как:

$$P_{ПРД.А} = G_{ПРД.А} \cdot P_{ПРД}. \quad (1.9)$$

Плотность потока мощности (ППМ) на расстоянии r от источника излучения будет определяться как:

$$\Pi = \frac{P_{ПРД.А}}{4\pi r^2}. \quad (1.10)$$



ПРД- передатчик; ПРДА- передающая антенна; СП- свободное пространство; ПРМА- приемная антенна; ПРМ- приемник.

Рисунок 1.5 – Канал связи

Приемная антенна наземной станции, сориентирована на передающую антенну спутника связи «собирает» лишь часть излучаемой мощности. Эта принимаемая мощность зависит от действующей площади приемной антенны S_{δ} и выражается как:

$$P_{ПРМ} = \Pi \cdot S_{\delta}. \quad (1.11)$$

Учитывая (1.3) и (1.4) в (1.5), получим:

$$P_{ПРМ} = \frac{G_{ПРД.А} P_{ПРД} S_{\delta}}{4\pi r^2}. \quad (1.12)$$

Из теории приемных антенн известно, что, действующая площадь определяется как

$$S_d = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{ПРМ.А}} \quad (1.13)$$

Учитывая (1.12) в (1.13), получим выражение для определения мощности на входе приемника:

$$P_{\text{ПРМ}} = \frac{G_{\text{ПРД.А}} G_{\text{ПРМ.А}} P_{\text{ПРД}}}{(4\pi r / \lambda)^2} \quad (1.14)$$

Опишем потери на распространение в свободном пространстве L_n выражением:

$$L_n = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (1.15)$$

С учетом потерь на распространение в свободном пространстве (1.15), а также дополнительных потерь (например, атмосферных L_a), выражение (1.14) может быть представлено в следующем виде:

$$P_{\text{ПРМ}} = G_{\text{ПРД.А}} G_{\text{ПРМ.А}} P_{\text{ПРД}} L_n L_a \quad (1.16)$$

Обратим внимание на то, что выражение (1.16) особенно удобно для проведения расчетов. Вычисление логарифма от выражения (1.14) даст нам сумму излучаемой мощности, последовательности коэффициентов усиления и потерь в децибелах. Таким образом, из (1.16) получим:

$$(P_{\text{ПРМ}})_{dB} = (G_{\text{ПРД.А}})_{dB} + (G_{\text{ПРМ.А}})_{dB} + (P_{\text{ПРД}})_{dB} + (L_n)_{dB} + (L_a)_{dB} \quad (1.17)$$

Коэффициент усиления приемной антенны и ее действующая площадь зависят от геометрических свойств антенны и длины волны принимаемого сигнала. Например, действующая площадь параболической антенны определяется выражением

$$S_d = \frac{\pi s^2}{4} \alpha \quad (1.18)$$

где $\pi s^2 / 4$ - реальная площадь параболической антенны с диаметром s ; α - коэффициент использования апертуры ($\alpha = 0,5 - 0,6$).

При подстановке выражения (1.13) в (1.18) получим выражение, которое описывает коэффициент усиления параболической антенны диаметром s :

$$G_{ПРМ..A} = \left(\frac{\pi s}{\lambda} \right)^2 \alpha. \quad (1.19)$$

Энергетический потенциал радиолинии характеризуется отношением мощности принятого сигнала $P_{ПРМ}$ к спектральной плотности шумов N_0 :

$$\frac{P_{ПРМ}}{N_0} = \frac{G_{ПРД..A} G_{ПРМ..A} P_{ПРД} L_n L_a}{k T_{ПРМ}}. \quad (1.20)$$

Здесь $k = 1,39 \cdot 10^{-23} \text{ Вт} / \text{Гц} \cdot \text{C}$ - постоянная Больцмана,

$T_{ПРМ}$ - шумовая температура приемника (в Кельвинах).

1.4 Согласование физических характеристик канала связи и сигналов

Каждый конкретный канал связи обладает физическими параметрами, определяющими возможности передачи по этому каналу тех или иных сигналов, независимо от назначения, любой канал можно охарактеризовать тремя основными параметрами:

- 1) T_K - время доступа каналов, [с];
- 2) F_K - полоса пропускания канала связи, [Гц];
- 3) H_K - допустимое превышение сигнала над помесью.

$V_K = T_K \cdot F_K \cdot H_K$ - объем канала связи.

Чтобы оценить возможность передачи данного сигнала по конкретному каналу нужно соотнести характеристики канала с соответствующими характеристиками сигнала:

- 1) T_C - длительность сигнала;
- 2) F_C - полоса частот (ширина спектра) сигнала;
- 3) H_C - уровень превышения сигнала над помехами.

$V_C = T_C \cdot F_C \cdot H_C$ - объем сигнала.

Необходимое условие передачи сигнала по каналу:

ДУ (допустимые условия): $V_C \leq V_K$ ($V_K \geq V_C$)

$$\left. \begin{array}{l} T_C \leq T_K \\ F_C \leq F_K \\ H_C \leq H_K \end{array} \right\} \Rightarrow V_C \leq V_K$$

$$F_C \sim \frac{1}{T_C}$$

Если канал связи имеет полосу пропускания F_K меньшую, чем ширина спектра сигнала, то ширину спектра сигнала можно привести в соответствии с частотными характеристиками канала связи за счет увеличения длительности сигнала. А объем сигнала при этом сохраняется. Если широкополосный канал имеет ограниченное время доступа ($T_K < T_C$), то согласование сигнала и канала может быть достигнуто путем расширения спектра сигнала.

1.5 Согласование статических свойств источника сообщений и спутникового канала связи

Такое согласование производится с целью увеличения качества систем передачи. Оценка качества передачи осуществляется по трем основным показателям:

- 1) постоянность;
- 2) скорость передачи;
- 3) сложность технической реализации.

Достоверность дискретного канала обычно оценивается значением вероятности ошибочного приема одного символа (элементарный сигнал). При передачи непрерывных сообщений по достоверности передачи судят по величине среднеквадратичной ошибки при воспроизведении сообщения.

$$a) \begin{cases} P_0 = 10^{-6} \\ P_1 = 10^{-7} \end{cases},$$

$M[\xi^2] = M[(x - y)^2]$ - среднеквадратичная ошибка.

Надежность передачи характеризует помехоустойчивость ИС. Средняя скорость передачи характеризует эффективность.

Техническая реализация ИС реализуется из возможности достижения следующих двух целей:

1) Преобразование сообщений в сигналы посредством соответствующего позиционирования, обеспечивающие простоту и надежность аппаратной реализации системы.

2) Преобразование сообщений для защиты от несанкционированного доступа. Такое преобразование может быть достигнуто как уровнем сигналов, так и сигналами.

На практике при кодировании информации можно изучить две цели:

1) для заданной скорости передачи, обеспечивающей скорость передачи, близкую к пропускной способности канала.

2) Для данной надежности скорость передачи близка к пропускной способности канала.

Шеннон доказал основную теорему кодирования, в которой соединения с заданной полосой пропускания могут передавать информацию со скоростью, сколь угодно близкой к пропускной способности канала и с вероятностью сколь угодно низкой вероятности ошибки.

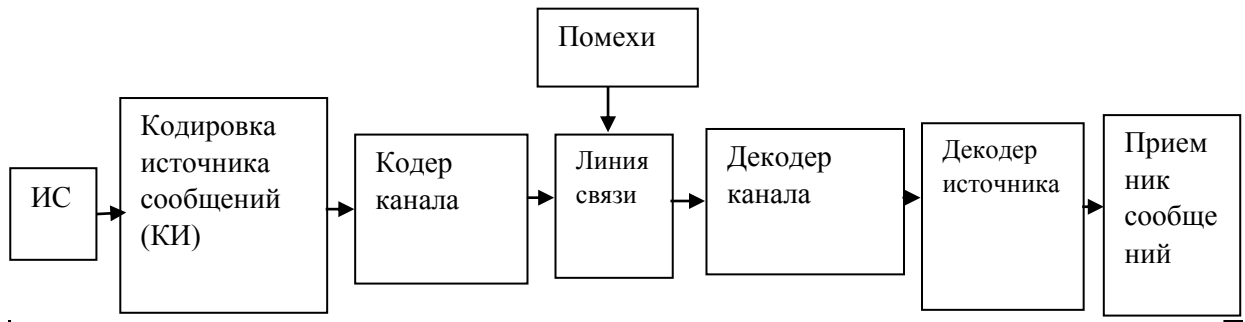


Рисунок 1.6 – Обобщенная структура канала связи с помехами

В случае дискретного канала без помех, выбирая специальный способ кодирования источника, предоставленного кодером, можно обеспечить кодирование, минимизирующее среднее число символов, необходимое для передачи сообщения.

Это кодирование уменьшает время, необходимое для передачи этого сообщения, т.е. увеличивают скорость передачи и тем самым повышают эффективность систем передачи данных. Поэтому такое кодирование называется эффективным (оптимальным). Эффективность кодирования обеспечивается за счет сокращения избыточности количества информационных элементов, необходимых для передачи сообщений.

В настоящее время на основе теории Шеннона (которая оправдывает принципиальную возможность построения эффективных кодов) были разработаны некоторые конкретные варианты эффективных кодов. Однако универсальный принцип их строительства пока не найден.

В настоящее время, несмотря на то, что универсальный алгоритм построения эффективных кодов еще не найден, тем не менее уже разработано несколько методов построения эффективных кодов, близких к оптимальным. К ним относятся код Шеннон-Фана, а также код Хаффмана.

При наличии помех в канале связи, чтобы повысить надежность передачи, в передаваемые сообщения необходимо ввести дополнительную избыточность, которая максимально устранил влияние помех в канале, в то время как передача информации скорость уменьшается.

Из теории Шеннона для случая дискретного канала с помехами следует неожиданный, но фундаментальный вывод, в котором указано, что помехи в канале не налагают ограничений на надежность передачи сообщений. Ограничения в этом случае накладываются только на скорость передачи, при которой может быть достигнута максимальная надежность. Эта скорость не должна превышать полосу пропускания канала с помехами.

Количество избыточной информации, которая в случае управления помехами также должно использоваться в дополнение к потере информации, которая теряется в канале связи из-за помех.

Информация о каналах связи также может передаваться со скоростью, превышающей пропускную способность канала. Однако в то же время возможны искажения, что снижает надежность и помехоустойчивость передачи. Таким образом, у нас есть два основных требования к системам передачи информации: эффективность (скорость) и помехоустойчивость (надежность) передачи являются взаимоисключающими. Любое увеличение избыточности делает передачу более надежной, однако, снижает эффективность, поскольку необходимо передавать дополнительные контрольные символы, которые не содержат информации. При разработке каналов связи необходимо найти компромиссные решения, обеспечивающие достаточно высокую эффективность, требуемую надежность или надежность.

1.6 Информационная безопасность и помехозащищенность в открытом канале спутниковой связи в условиях сложной помеховой обстановки

1.6.1 Обеспечение информационной безопасности

Системы радиосвязи и связи, как правило, являются неотъемлемой частью комплексных комплексов управления (объектов, людей) и

предназначены для передачи измерительной информации, характеризующей вектор состояния контролируемых объектов, передачи команд и различных типов когерентной информации [1]. В то же время требуемая точность передачи сообщений, а также выполнение других функций должна быть достигнута в сложной ситуации помех, которая в значительной степени будет определяться помехоустойчивостью канала связи [1].

В связи со сложной криминальной ситуацией и террористической угрозой большое значение имеет стабильность канала связи в результате преднамеренного вмешательства, созданного третьими лицами с целью искажения, приостановки или прекращения передачи информации. Отдельное внимание требуется для объектов с критическим значением (например, трубопроводы магистральных продуктов) с использованием открытых каналов связи для мониторинга технического состояния.

Как правило, для таких объектов известен характер и структура информации, передаваемой по каналу связи (сигналы от датчиков, команды для управления отдельными устройствами). Сообщения обычно передаются периодически и в пакетном режиме. Третьи стороны с помощью электронной разведки могут долговременно накапливать информацию о режиме связи, используемых частотных диапазонах, типах сигналов, модуляции и т. Д.

Эта информация может использоваться как для формирования режима противодействия системе связи в целом, так и для конкретных преднамеренных помех каналу. Поэтому для повышения помехоустойчивости возникает необходимость своевременно выявлять факт наличия преднамеренных помех в принимаемом сигнале и адаптации канала связи к воздействию помех. Как известно [2], помехоустойчивость оборудования радиосвязи достигается за счет комплекса организационных мер, методов и средств, направленных на обеспечение стабильной работы в условиях воздействия организованной (преднамеренной) интерференции электронное подавление.

Процесс функционирования средств радиосвязи в условиях организованного заклинивания в его физической сущности может быть представлен как электронный конфликт, в котором, с одной стороны, участвует помехи, а с другой стороны, система РС, состоящая в общем, радиотехнической разведывательной станции и самой помеховой станции. На рисунке 1 представлена структурная схема электронного конфликта.

Особое внимание уделяется проблеме защиты канала связи от преднамеренных помех [1-5]. Предполагается, что безопасный канал обеспечивает требуемые показатели скрытой передачи информации и сопротивления действию преднамеренных помех. Модель защищенного канала связи должна дополнительно содержать модель специально разработанного передаваемого сигнала, модель преднамеренных помех, методы управления помехами.

В общем случае в ЗКС сигналы $s(t)$ передаются при воздействии мультипликативной $\mu(t)$ и аддитивной $\xi(t)$ помех рисунок 1.3. Эти помехи следует рассматривать как непреднамеренные. Если преднамеренные помехи отсутствуют, то на входе приемника наблюдаются реализации случайного процесса [2]:

$$x(t) = \mu(t)s(t) + \xi(t) \quad (1.21)$$

Функция $\mu(t)$ – случайный процесс, причем $\mu(t) \geq 0$, $t \in R = [0, \infty)$.

Структура преднамеренной помехи $\eta(t)$, непосредственно воздействующей на приемник, может быть самой различной [2]. На рисунке 1.3 графически представлен механизм ее формирования из помехи $\zeta(t)$, излучаемой станцией помех системы РЭП

$$\eta(t) = \zeta(t)\mu(t) + \xi(t) \quad (1.22)$$

Преднамеренная помеха $\eta(t)$ в общем случае «добавляется» к случайному процессу $x(t)$ в (1.1) и с учетом (1.2) будет иметь вид

$$x(t) = \mu(t)s(t) + \mu(t)\zeta(t) + \xi(t) \quad (1.23)$$

Постановка преднамеренных помех может преследовать несколько целей: прервать связь; затруднить связь (повысить вероятность принятия ошибочного бита); ввести ложную информацию в канал связи.

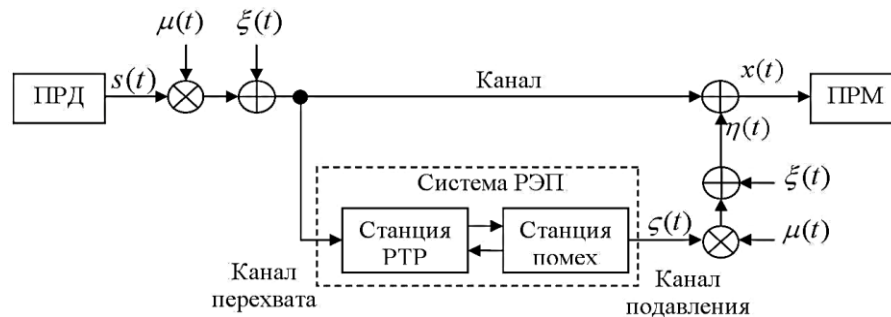


Рисунок 1.7 – Структурная схема радиоэлектронного конфликта:

ПРД, ПРМ – передатчик и приемник системы связи соответственно;

$s(t)$ – полезный сигнал;

$\mu(t)$, $s(t)$ – мультипликативная и аддитивная помехи соответственно;

$\zeta(t)$ – помеха, излучаемая станцией РЭП;

$\eta(t)$ – преднамеренная помеха;

$x(t)$ –случайный процесс на входе приемника

Важность системы связи критических объектов делает ее объектом информационного противодействия. Следует ожидать, что система связи (SS) будет постоянно анализироваться с помощью радиотехнической разведки из-за открытого доступа к радиоканалу и подвергаться подавлению в определенные моменты времени. Особенно опасной является возможность проникновения сторонних электронных систем связи непосредственно в канал связи, чтобы ввести ложную информацию или взять ее под свой контроль.

Поэтому структурные помехи представляют наибольшую опасность для систем связи. Они либо «повторяют» полезный сигнал, но отличаются мощностью, задержкой и рядом других параметров, или они являются копией полезного сигнала. В первом случае они называются имитационными, во втором случае они ретранслируются.

Имитационная интерференция в ее статистических свойствах далека от гауссовского случайного процесса. Анализ его эффектов должен проводиться с использованием структурных свойств полезного сигнала и помех и с учетом распределения их энергии на частотно-временной плоскости [6].

Принимая во внимание особенности связи с постоянно расположенными удаленными объектами, можно утверждать, что когда одно или несколько типов модуляции сигнала, частоты несущих и т. Д. Обмениваются в соответствии с заранее установленным правилом, это практически очень сложно для обеспечения безопасности канала связи. В этом случае целесообразно использовать режим связи, в котором обеспечивается обнаружение влияния структурных помех на канал связи и последующая адаптация канала связи к ситуации помех.

В подавляющем большинстве работ при обнаружении помех в канале связи используются только последовательности наблюдаемых данных без дополнительной информации. Во многих случаях наряду с отслеживанием информационного компонента последовательности можно зарегистрировать неинформативный атрибут, стохастически связанный с наблюдаемой последовательностью данных [7].

Мониторинг состояния и управления структурой канала связи может быть выполнен с учетом информации о индикаторах сопутствующих характеристик, которые являются измерительными датчиками с определенным порогом срабатывания. Таким образом, работа каждого индикатора будет описываться функцией двух состояний.

Обнаружение факта интерференционного эффекта может быть реализовано в результате совместной обработки набора индикаторных функций, создаваемых интерференцией с каналом структурных помех. Например, в случае одновременного присутствия на входе приемника полезного сигнала с псевдослучайной настройкой рабочей частоты и имитационной помехи со случайным временем запаздывания.

Поскольку в режиме ППРЧ несущая частота передачи ω_k сигнала $s(t)$ в точке расположения станции РЭП в момент t_0 неизвестна, то помеха $\eta(t)$ в точке приема появляется со случайной задержкой $\tau > 0$ относительно момента времени $t_0 \geq 0$ начала передачи [6]. Для определения факта присутствия или отсутствия структурной помехи в ЗКС необходимо ввести индикаторную функцию $\gamma(t | \tau)$

$$\gamma(t|\tau) = \begin{cases} 0, & \text{при } 0 \leq t \leq \tau \\ 1, & \text{при } \tau \leq t \leq \infty \end{cases} \quad (1.24)$$

Если за начало передачи сигналов $s(t)$ в ЗКС принять время $t_0 \geq 0$, то структура наблюдаемых на входе приемника реализаций $x(t)$ из (1.3) перейдет в

$$x(t) = \mu(t)s(t) + \xi(t) + \gamma(t|\tau)\eta(t) \quad (1.25)$$

С учетом (1.4) и (1.5), реализации $x(t)$ на входе ПРМ будут иметь вид

$$x(t) = \begin{cases} \mu(t)s(t) + \xi(t), & \text{при } 0 \leq t \leq \tau \\ \mu(t)s(t) + \xi(t) + \gamma(t|\tau)\eta(t), & \text{при } \tau \leq t \leq \infty \end{cases} \quad (1.26)$$

В зависимости от типа структурной интерференции амплитуда, фаза, частота, время появления и другие характеристики сигналов могут служить в качестве несущего влияния функции индикатора. Следует также контролировать уровень и дисперсию шума принятого сигнала, который информирует о ситуации помех.

Учет в алгоритме функционирования КС необходимого набора индикаторных функций является скрытым резервом повышения помехоустойчивости.

Высокая скорость адаптации алгоритма функционирования к существующей ситуации помех из-за использования функций индикатора и изменения методов управления помехами может привести к истощению информационной системы станции и минимизации последствий воздействия организованной помехи.

1.6.2 Математические модели преднамеренных помех

Организованные радиопомехи создаются преднамеренными действиями противоборствующих сторон, чтобы снизить эффективность РЭС противника. Создание возмущений может быть направлено на среду распространения электромагнитных волн, излучаемых СРС. В результате воздействия на окружающую среду могут возникнуть искусственные локальные или расширенные образования (например, искусственные ионизованные области в атмосфере), что в конечном итоге приведет к разрушительным последствиям для радиоканала [8].

Из соотношения ширины полосы пропускания радиоканала и ширины спектра интерференции последние подразделяются на прицельные и препятствующие [30]. Радиочастотные помехи, ориентированные на частоту, характеризуются тем, что ширина их спектра соизмерима с шириной спектра полезного сигнала, подавленной РЭС. Радиоинтерференционные помехи, как правило, имеют ширину спектра, существенно превышающую полосу частот, занятую полезным сигналом.

При равных степенях СРС и АСП эффективность создания радиочастотных помех с частотной защитой ниже, чем эффективность прицельных, поскольку спектральная плотность последнего в полосе подавленного сигнала выше [30]. Поэтому целевые радиопомехи являются более эффективными с точки зрения разрушительного воздействия, хотя они требуют точного нацеливания АСП на подавленную СРС.

Для подавления СРС с использованием широкополосного ШПС широкополосного спектра, в частности СРС, работающего в режиме ППРЧ, могут использоваться различные типы преднамеренных помех. Основными из которых являются [1, 30]: шумовые помехи; шумовые помехи в части полосы; реакция (повторная передача), имитация.

Препятствие блокирует весь частотный диапазон СРС и, при соответствующей мощности, АСП обеспечивает подавление радиоканала в

любом режиме работы СРС. Основой интерференции является то, что для обеспечения требуемого уровня спектральной плотности мощности в полосе радиоканала мощность сигнала должна быть в десятки раз выше, чем мощность помехи.

Повышение эффективности использования шумовых помех может быть обеспечено его концентрацией в полосе сигнала. Обычно принято называть такую интерференцию спектрально-ориентированной интерференцией или помехой с частичным перекрытием спектра сигналов СРС [1]. Основным недостатком таких типов помех является то, что можно эффективно подавить СРС, работающую в режиме ППРЧ, только если интерференция с сигналом временно находится в линии. Такая проблема носит вероятностный характер и имеет комплексное решение.

Откликом срабатывания является модифицированный принятый сигнал, передаваемый в направлении подавленного СРС [30]. Недостатком этого подхода является то, что мешающий (ретранслированный) сигнал будет поступать на приемную антенну СРС с определенной задержкой. Следовательно, к моменту интерференции путь приемника СРС может быть перестроен на другую частоту, также можно не согласиться с тактовым сигналом для полезного сигнала и используемой помехи. Подавление в этом подходе имеет вероятностный характер.

Имитация радиопомех вводит ложную информацию при приеме и обработке сигналов, полученных КПК. Значения параметров имитирующего сигнала помех (поляризация, несущая частота, тип модуляции и т. д.) Обычно близки к значениям параметров полезных сигналов, используемых в ВИЭ. Имитационные радиопомехи часто используются для подавления каналов радиосвязи. Основным недостатком таких типов помех является то, что необходимо проанализировать подавленные сигналы для формирования имитационных помех, также весьма проблематично установить синхронизацию часов между полезным сигналом и приложенными помехами, поэтому эта проблема имеет вероятностную природу.

Анализ существующих подходов в [7] к установлению преднамеренных помех показал, что подавление СРС, работающего в режиме ППРЧ, наиболее применимо к помехам и помехам повторной передачи. В этой связи мы рассмотрим более подробно модели такого рода помех.

Для генерации массива номиналов частот использовалось следующее правило: полоса частот была разделена на непересекающиеся секции, которые полностью перекрывали всю полосу частот, а значение используемой частоты было выбрано случайным образом в каждом разделе с помощью линейного случайного числа генератор.

При этом каждое значение частоты вычислялось следующим образом:

$$f_i = f_0 + i \cdot \Delta f + \xi \cdot \Delta f, \quad (1.27)$$

где f_0 – граничная частота;

Δf – ширина каждого частотного участка;

i – номер участка,

ξ – непрерывная случайная величина, функция распределения которой равномерная на интервале $[0;1]$.

А значений номиналов фаз генерировалось следующим образом:

$$\varphi_i = \xi \cdot 2\pi \quad (1.28)$$

где ξ – непрерывная случайная величина, функция распределения которой равномерная на интервале $[0;1]$.

Тогда помеху, формируемую на основе почтипериодических функций можно описать следующим математическим выражением [10]:

$$X(t) = \xi \sum_{i=1}^N \sin(2\pi f_i + \varphi_p) \quad (1.29)$$

где φ_i – i -ая компонента из массива фаз;

f_i – i -ая компонента из массива частот;

ξ – непрерывная случайная величина, функция распределения которой равномерная на интервале $[0;1]$ Сформированная указанным образом помеха представлена на рис. 1.8. У временного представления модели заградительной

помехи, представленной на рис. 1.8, по оси абсцисс время дано в дискретных отсчетах (здесь и далее моделирование проведено в среде Matlab).

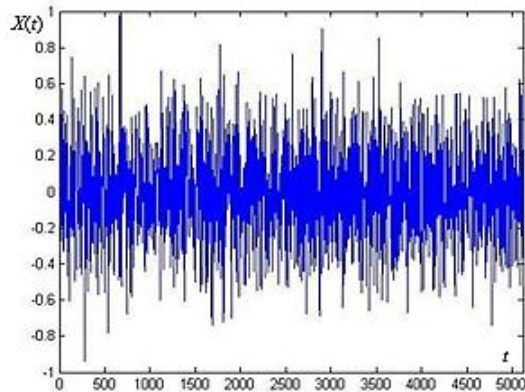


Рисунок 1.8 – Временное представление заградительной помехи

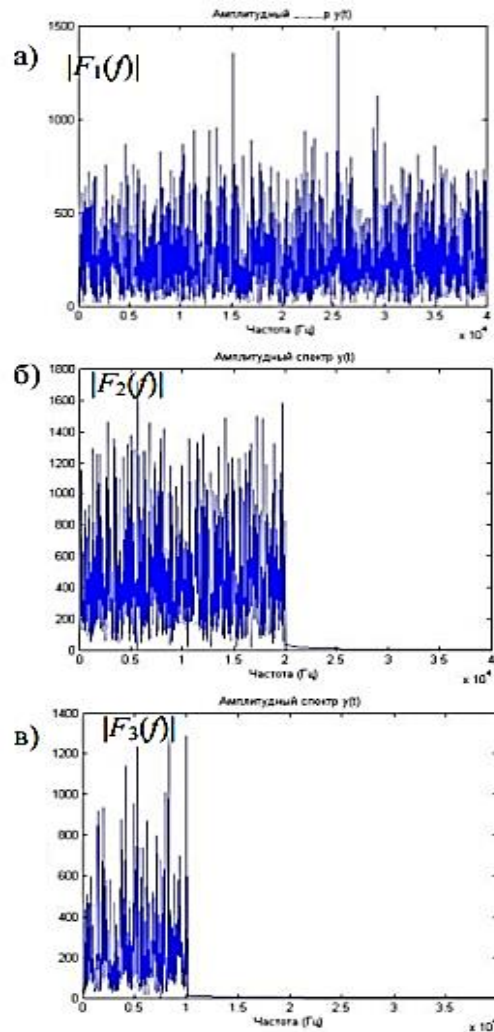


Рисунок 1.9 – Спектры моделей заградительных помех полосой в: 40 кГц – а); 20 кГц – б); 10 кГц – в)

При моделировании рассматривались различные варианты модели заградительной помехи. Для примера на рис. 1.9 приведены спектры помех: помеха, ширина спектра которой равна полосе радиоканала 40 кГц; помеха в полосе 20 кГц и помеха в полосе 10 кГц.

При моделировании сделано допущение, что мощности полезного сигнала подавляемой СРС и формируемой АСП ретрансляционной помехи равны. В результате моделирование ответной помехи сводилось к тому, что к полезному сигналу аддитивно добавлялась копия этого же сигнала, но сдвинутая по времени излучения с добавлением АБГШ. В качестве примера на рис. 1.10 показан спектр одного из вариантов ответной (ретрансляционной) помехи (при большом ОСШ).

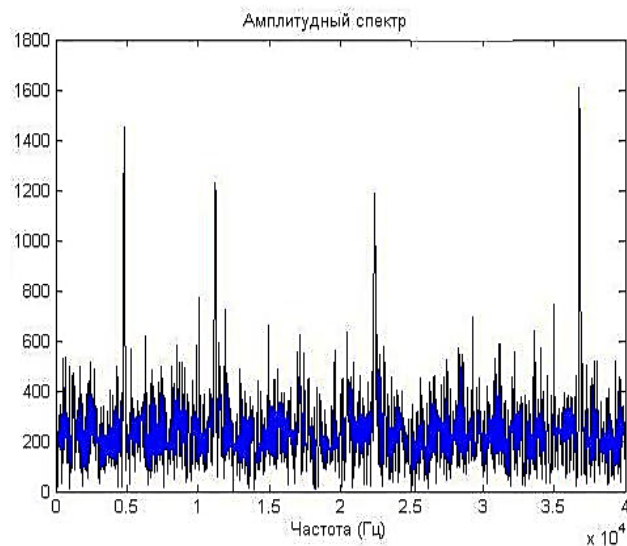


Рисунок 1.10 – Спектр ответной помехи для сигнала, сформированного на основе ЧВМ 4 на 4

Существует время реакции АСП на СРС, в [22] обосновано время постановки ответной помехи АСП на КВ радиосистему систему порядка 100 мс. Для упрощения модели, время постановки ретрансляционной помехи было выбрано равным $\Delta T = 3 \cdot T_S = 3 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 120$ мс, T_S – длительность сигнала.

При таком упрощении полезный сигнал и ретрансляционная помеха тактированы между собой.

2. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

2.1 Технологии расширения спектра и методы модуляции

При передаче информации с помощью радиосигнала осуществляют модуляцию какого-либо параметра высокочастотных колебаний (колебаний несущей частоты). Как правило, в качестве колебаний несущей частоты используется гармонический сигнал высокой частоты:

$$u(t) = U_m \cos(\omega t \pm \varphi) \quad (2.1)$$

Есть только три параметра гармонического колебания (амплитуда, частота и фаза), которые могут быть изменены пропорционально значению передаваемого сообщения. Поэтому говорится, что существуют три основных метода модуляции: амплитудная модуляция (АМ), частота (FM) и фаза (FM). Предлагаются методы их реализации и законы соответствия, переданное (полезное) сообщение и модулированный параметр ВЧ-колебаний. Различные методы и способы реализации позволяют выбирать наилучшие варианты конкретных условий передачи, систем связи, условий распространения, требуемого качества связи и т. д.

Существуют также общие факторы, происходящие из физических законов, которые действительны для любых методов модуляции:

1. увеличение скорости передачи приводит к увеличению частоты ошибок;
2. Уменьшение продолжительности бит (символа) позволяет увеличить скорость передачи, одновременно приводит к расширению спектра занятых частот;
3. увеличение отношения сигнал / шум уменьшает вероятность ошибок;

4. Увеличение занимаемой полосы пропускания позволяет увеличить скорость передачи.

Аксиома из теории спектрального анализа: уменьшение ширины импульса приводит к «расширению» спектра, и, наоборот, более длинные импульсы имеют более узкий спектр. В то же время невозможно сузить спектр и уменьшить длительность импульсного сигнала. В некоторых конкретных случаях вы можете выбрать оптимальный вариант модуляции и, например, перейти к некоторому расширению спектра занятых частот; но, уменьшая длительность посылок, можно увеличить скорость передачи или, увеличив длительность посылок, можно уменьшить занятый частотный диапазон. В то же время частота ошибок изменится.

При использовании только одной несущей частоты существует три «основных» метода расширения спектра полезного сигнала: метод прямого расширения DS (Direct Spectrum) с использованием псевдослучайной последовательности (ПСП); метод скачкообразной перестройки частоты FH (Frequency Hopping) и метод скачкообразной перемотки времени. Также используются различные комбинации этих методов.

На практике используются методы распространения спектра с использованием ансамбля многих модулированных поднесущих, занимающих весь назначенный частотный диапазон. Каждая поднесущая может быть модулирована с ее битовой последовательностью. Различие спектра модулированных колебаний на каждой поднесущей в схемах приемника осуществляется с помощью соответствующих канальных фильтров. Для устранения взаимного перекрытия полос частот между спектрами на поднесущих используются защитные интервалы частот при формировании сигнала для передачи. Этот способ расширения называется мультиплексированным с частотным разделением FDM (Multiple Division Multiple). В таком способе недостатком является необходимость иметь защитные интервалы частот, что снижает эффективность использования выделенной полосы частот.

Значительно более эффективное использование выделенного частотного диапазона - использование технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM). В этом случае спектр передаваемого радиосигнала формируется таким образом, что спектры соседних поднесущих перекрываются друг с другом на половину их ширины, так что частоты максимальной спектральной плотности любой поднесущей являются нулевыми значениями спектральной плотности От любых других поднесущих. В этом смысле спектры модулированных поднесущих ортогональны друг другу, поэтому их можно разделить на принимающей стороне с помощью цифрового преобразования Фурье.

В методе прямого расширения исходная битовая последовательность передаваемого сигнала умножается на импульсы псевдослучайной последовательности (SSP). Последовательность пропускной способности памяти является как бы цифровой несущей для битовых импульсов. Импульсы PSP имеют форму прямоугольных импульсов с одинаковой амплитудой и длительностью, намного короче длины передаваемого бита сообщения, так что много импульсов PSP генерируется в течение продолжительности бит. Моменты возникновения импульсов SSP определяются псевдослучайным законом, который известен как на передающей, так и принимающей сторонах. Поскольку импульсы PSP короче битовых импульсов, их спектр намного шире спектра битового спектра. В результате умножения получается импульсный сигнал с широким спектром. Затем этот сигнал модулируется гармоническим сигналом несущей и получается радиосигнал с расширенным спектром.

В методе распространения спектра по частотным скачкам спектр одного канала является узкополосным, но его положение в пределах выделенного частотного диапазона изменяется в соответствии с псевдослучайным законом скачком частоты несущей. При использовании диапазона многими пользователями каждый передает / принимает узкополосный канал, но в разное время на разных несущих частотах.

Частоты, которые переносятся всеми пользователями, изменяются синхронно. В результате в результате псевдослучайного закона весь выбранный диапазон будет заполнен.

В методе распространения спектра спектр одного канала также является узкополосным во времени, но его положение в течение времени, выделенного для цикла, изменяется в соответствии с псевдослучайным законом внезапным изменением момента включения радиосигнал.

2.2 Определение понятия ширина спектра

Ширина спектра полезного сигнала должна быть намного меньше, чем несущая частота. Такие радиоканалы обычно называют узкополосными. В течение сеанса связи узкополосный канал назначается одному абоненту. Однако опыт использования широкополосных сигналов, используемых в последние годы, показал, что возможно создание эффективных систем с расширенной полосой частот в радиоканале. Полоса пропускания, занимаемая каналом, может быть более 1 МГц. В этом случае вся ширина канала может быть предоставлена сразу нескольким пользователям.

Самым важным параметром радиоканала является полоса радиочастот Δf , занятая им. Радиочастотный диапазон, необходимый для одного радиоканала, определяется формой спектра радиосигнала, который должен передаваться по этому каналу. Форма спектра радиосигнала (точнее, спектральная плотность мощности модулирующего сигнала или радиосигнала) зависит как от свойств модулирующего сигнала, так и от типа используемой модуляции.

Теоретически спектр (и спектральная плотность) имеет неограниченное значение вдоль оси частот, т. е. ширина спектра равна бесконечности. С увеличением частоты уровни спектральных компонент уменьшаются неопределенно, стремясь к нулю. На практике определяют ширину спектра,

как некоторую область частот Δf , в пределах которой ведут учет спектральных составляющих. Само же понятие ширины спектра определить единственным способом невозможно. Исходя из общих свойств модулирующих цифровых сигналов, их можно считать квазислучайными последовательностями. Рассматривают модулирующий сигнал общего вида на достаточно больших промежутках времени. Для этого сигнала в качестве его математической модели можно использовать случайный процесс $U(t)$ с вещественными значениями, реализации которого доступны наблюдению, регистрации и обработке на всей оси времени ($-\infty < t < \infty$). Обычно считают, что этот процесс является стационарным, и его математическое ожидание $M\{U(t)\}$ постоянно и равно нулю для всех модулирующих сигналов. В этом случае ковариационная функция процесса $U(t)$ определяется равенством:

$$K(\tau) = M\{U(t)U(t + \tau)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} du_t \int_{-\infty}^{+\infty} u_t u_{t+\tau} W(u_t, u_{t+\tau}, \tau) du_{t+\tau} \quad (2.2)$$

где функция $W(u_t, u_{t+\tau}, \tau)$ — совместная плотность вероятности значений процесса $U(t)$ в два момента времени: t и $t + \tau$.

Если процесс является эргодическим, то можно применить иное определение ковариационной функции:

$$K(\tau) = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u^{(k)}(t) u^{(k)}(t - \tau) dt, \quad (-\infty < t < \infty) \quad (2.3)$$

которое часто используется для практического вычисления ковариационной функции процесса $U(t)$ по одной-единственной (k -той) реализации этого процесса, полученной на достаточно большом интервале времени.

Спектральная плотность мощности случайного процесса $U(t)$ теперь может быть найдена как прямое преобразование Фурье ковариационной функции:

$$S(\omega) \int_{-\infty}^{+\infty} K(\tau) e^{-j\omega\tau} dt, (-\infty < t < \infty) \quad (2.4)$$

За ширину спектральной плотности мощности можно принять полосу частот, в которой сосредоточено 95% мощности модулирующего сигнала.

Одно из определений ширины спектра можно сформулировать следующим образом: в качестве ширины Δf основной полосы спектра (2.4) принимается интервал частот, на котором сосредоточено 95% мощности модулирующего сигнала:

$$\int_0^{\Delta_{\text{оп}}} G(f) df = 0,95 \int_0^{+\infty} G(f) df \quad (2.5)$$

или, что эквивалентно:

$$\int_{-\Delta_{\text{оп}}}^{\Delta_{\text{оп}}} S(f) df = 0,95 \int_0^{+\infty} S(f) df \quad (2.6)$$

Следует обратить внимание еще на одно важное понятие — мощность внеполосного излучения, которую обычно определяют выражением:

$$\Delta P_s = \int_0^{f_0 - \frac{\Delta f}{2}} G_s(f) df + \int_{f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{\infty} G_s(f) df \quad (2.7)$$

На практике наиболее часто применяемые методы спектральной эффективности модуляции с фазовой спектральной частотной модуляцией BPSK, QPSK, GMSK, FSK, GFSK и другие ее варианты или их комбинации.

Системы широкополосной связи имеют ряд преимуществ и недостатков по сравнению с узкополосными системами. К преимуществам относятся:

1. использование выделенного спектра частот одновременно многими пользователями;
2. Низкая чувствительность к узкополосным и широкополосным помехам (естественным или искусственным);

3. Низкая чувствительность к помеховым помехам в условиях многолучевого распространения;
4. меньшая чувствительность к избирательному затуханию;
5. возможность шифрования сигнала для обеспечения безопасности информации;
6. более эффективное использование выделенного спектра, поскольку возможно передавать более 1 бит на частоту 1 Гц;
7. возможность получения высоких скоростей передачи.

Недостатки включают в себя необходимость выделения дефицитного частотного ресурса сразу в широком диапазоне частот, относительно высокой стоимости и сложности оборудования.

Выбор систем передачи (узкополосный или широкополосный) определяется технологией использования модулированных сигналов. Например, в сотовой связи стандарт GSM использует узкополосные частотные каналы шириной 200 кГц с видом фазовой модуляции GMSK, называемой гауссовой манипуляцией по частотной частоте с минимальной манипуляцией сдвигом (GMSK), а сотовая система связи CDMA использует широкополосный сигнал (1,225 МГц), создаваемого спектром прямого расширения и использующим QPSK.

2.3 Метод прямого расширения спектра

Важным свойством метода прямого распространения спектра можно считать, что ширина спектра сигнала, модулирующего опорную частоту, определяется в основном параметрами пропускной способности памяти. Элементарный импульс пропускной способности памяти называется чипом. Каждый бит информации после умножения на полосу пропускания памяти будет отображаться многими микросхемами. Скорость в радиоканале определяется как произведение скорости передачи на выходе канального

кодировщика и количества микросхем на слот одного бита. Обычно скорость передачи в радиоканале измеряется в мегачипах в секунду (Мчип / с).

Расширенные сигналы распространения являются псевдослучайными, то есть имеют свойства, аналогичные свойствам случайного процесса или шума, хотя они формируются полностью детерминированными алгоритмами. Полоса пропускания памяти чаще всего двоична с элементами 0 и 1 и обладает свойствами, аналогичными свойствам случайной двоичной последовательности.

Псевдослучайные последовательности обычно формируются с использованием логических цепей, реализующих детерминированные алгоритмы. На рисунке 21 показан пример такой схемы, которая содержит сдвиговый регистр последовательно соединенных элементов с двумя стабильными состояниями и некоторой логикой в цепи обратной связи.

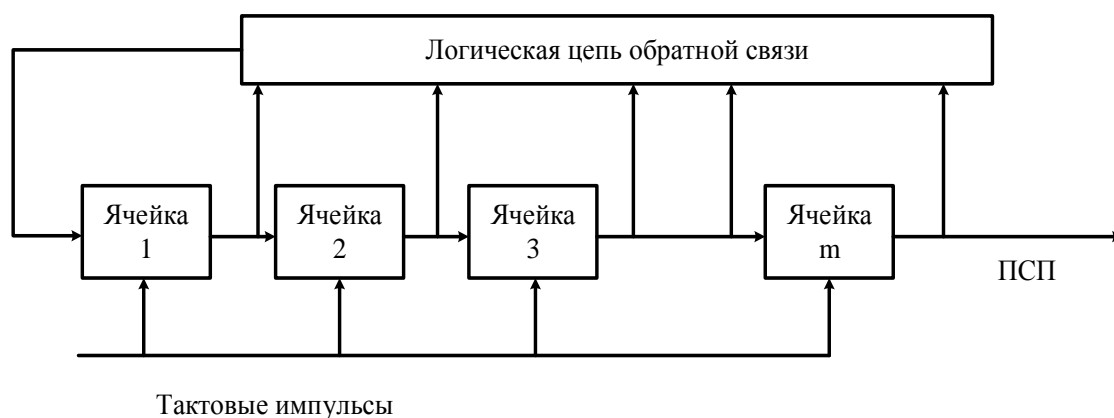


Рисунок 2.1 – Генератор ПСП

Исходное состояние ячеек регистров и структура логики обратной связи полностью определяют последующее состояние ячеек регистров. Если вы принимаете какое-то состояние регистра сдвига в качестве оригинала, то состояние N повторяет это состояние. Если вы зарегистрируете последовательность символов на выходе ячейки с номером 1, то длина этой последовательности будет равна N. В последующих N циклах эта

последовательность будет повторяться снова и т. Д. Число N называется период последовательности.

Известно довольно большое число способов формирования псевдослучайных последовательностей, статистические свойства которых хорошо изучены. Их автокорреляционная функция имеет ярко выраженный максимум, а корреляционная функция имеет случайный шумоподобный характер с небольшим уровнем значений. В настоящее время принимаются новые способы внедрения САР.

Прямое расширение спектра осуществляется путем перемножения информационного сигнала $U_{\text{инф}}(t)$ на сигнал ПСП $r(t)$, формируемый из псевдослучайной последовательности в течение всего сеанса связи. В результате модулирующий сигнал можно записать:

$$s[t, u(t)] = A \cos\{2\pi f_0 t + \varphi[u(t)]\} = A \cos\{2\pi f_0 t + \varphi[u_{\text{инф}}(t)r(t)]\} \quad (2.8)$$

На рисунке 2.3 показан примерный вид участка исходной битовой последовательности, сигнала ПСП и их соответствующие спектры.

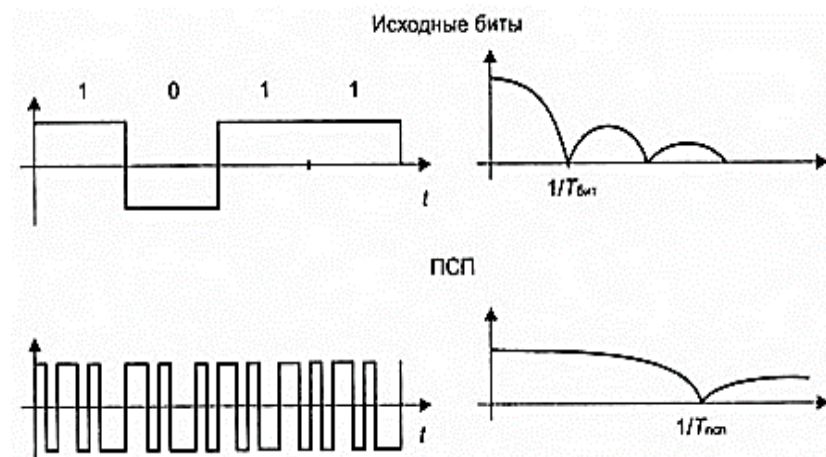


Рисунок 2.2 – Примерный вид соотношения битовой последовательности

Важной характеристикой широкополосного сигнала является его база, смысл которой заключается в относительном увеличении полосы частот передаваемого сигнала в радиоканале по сравнению с полосой частот битового (исходного) сигнала. Величина базы сигнала:

$$B = \frac{W_{\text{расш}}}{W_{\text{бит}}} \quad (2.9)$$

Обычно базу сигнала определяют в децибелах:

$$B = 20 \lg \frac{W_{\text{расш}}}{W_{\text{бит}}} \quad (2.10)$$

На практике удобнее определять базу сигнала как произведение ширины спектра исходного сигнала на длительность элементарного символа ПСП (чипа):

$$B = \frac{W_{\text{расш}}}{W_{\text{бит}}} = \frac{T_{\text{бит}}}{T_{\text{ПСП}}} \quad (2.11)$$

На приемной стороне удобно использовать понятие выигрыш обработки, величина которой численно равна величине базы сигнала и означает выигрыш за счет обратного сужения спектра от расширенного к исходному:

$$G = \frac{W_{\text{расш}}}{W_{\text{бит}}} \quad (2.12)$$

Некоторые свойства сигналов с прямым спектром распространения, наиболее важные с точки зрения организации множественного доступа в системах связи с мобильными объектами:

1. множественный доступ;
2. многолучевые помехи;
3. узкополосные помехи;
4. вероятность перехвата.

Преимущества широкополосных сигналов:

1. Генерация необходимых псевдослучайных сигналов может быть обеспечена простыми устройствами (сдвиговыми регистрами);
2. Работа по распространению спектра может быть реализована простым умножением или добавлением цифровых сигналов по модулю 2;
3. Осциллирующий осциллятор прост, так как необходимо создать гармоническую несущую волну с одной частотой;

4. Когерентный прием сигнала с прямым распространением спектра может быть реализован;

5. Нет необходимости обеспечивать синхронизацию между абонентами системы.

Недостатки широкополосных сигналов

1. выравнивание и поддержание синхронизации между псевдослучайными кодами, генерируемыми в приемнике, и псевдослучайными кодами, содержащимися в принятом сигнале, является трудной задачей;

2. синхронизация должна поддерживаться с точностью до малой доли продолжительности элементарного символа;

3. правильный прием информации обеспечивается только с высокой точностью временной синхронизации, когда ошибка составляет малую долю от продолжительности элементарного символа, что ограничивает возможность сокращения продолжительности этого символа и, следовательно, возможность расширения полосы частот до 10-20 МГц. Таким образом, существует ограничение на увеличение коэффициента расширения;

4. мощность сигнала, полученного от абонентов, близких к BS, намного выше, чем уровень сигнала удаленных абонентов. Следовательно, «близкий» абонент постоянно создает очень мощные помехи «дальному» абоненту, часто делая прием его сигнала невозможным.

2.4 Энергоэффективность радиотехнического средства связи системы спутниковой связи

2.4.1 Энергетическая эффективность средств непосредственной радиосвязи

До сих пор рассматривались вопросы временной скрытности, т.е. обнаружения и измерения параметров в условиях достаточно большой

интенсивности сигналов. Чем больше априорных сведений, тем легче осуществляется разведка (вплоть до гарантированного преодоления временной скрытности). Вместе с тем не всегда удается принять сигнал РТС из-за недостатка его энергии в точке разведки, т.е. РТС имеет энергетическую скрытность. Попытаемся сделать количественную оценку такой скрытности.

Обратимся к схеме (рисунок 2.3), упрощенно отображающей обстановку, в которой работает РТС непосредственной радиосвязи. Элементарная радиотехническая система представлена передающей и приемной сторонами, разнесенными на дальность R . Передающая сторона характеризуется мощностью излучения $P_{и}$, коэффициентом направленного действия $G_{пер}$ и нормированной, снятой по мощности диаграммой направленности антенны $y(\varphi, \nu)$. Для приемного конца важно знать чувствительность приемника P_0 , КНД антенны $G_{пр}$ и диаграмму направленности $y(\psi, \varepsilon)$.

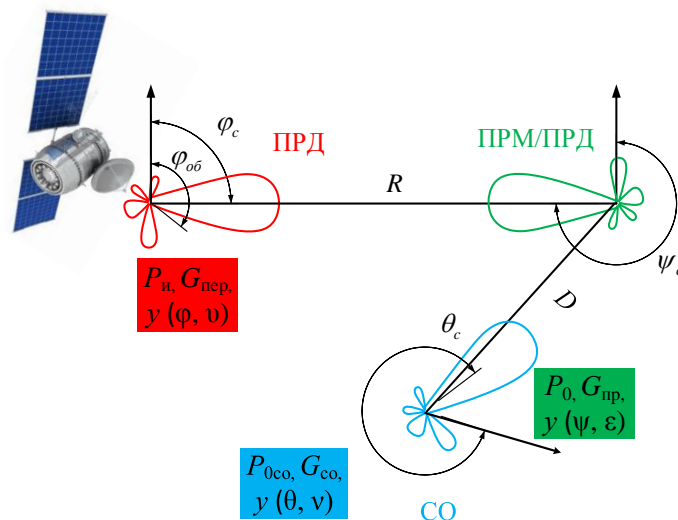


Рисунок 2.3 – Обстановка работы РТС непосредственной радиосвязи

На произвольном расстоянии D расположена станция обнаружения (СО), характеризующаяся чувствительностью приемника P_{0co} , КНД антенны $G_{со}$ и диаграммой $y(\theta, \nu)$. На рис. 15.17 показана схема в одной плоскости, отмечены направления передачи сигнала φ_c приема, передачи в сторону СО

(φ_{co}) и приема СО (θ_c). Запишем выражения для максимальных дальностей – дальность действия РТС в произвольном направлении φ_c, ε_c

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{и}} G_{\text{пер}} y(\varphi_c, \vartheta_c) G_{\text{пр}} y(\psi_c, \varepsilon_c) \lambda^2}{(4\pi)^2 P_0}} \quad (2.13)$$

дальность действия СО в произвольном направлении:

$$D_{co} = \sqrt{\frac{P_{\text{и}} G_{\text{пер}} y(\varphi_{об}, \vartheta_{об}) G_{co} y(\theta_c, \nu_c) \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{0co}}} \quad (2.14)$$

Однако радиосистема работает при согласованных диаграммах направленности. Считаем также, что антенна СО правильно ориентирована: т.е. $y(\varphi_c, \nu_c)=1, y(\psi_c, \varepsilon_c)=1, y(\theta_c, \nu_c)=1$.

Тогда:

$$\frac{D_{co}}{R_{\max}} = \sqrt{\frac{G_{co} P_0}{G_{\text{пр}} P_{0co}}} \sqrt{y(\varphi_{об}, \vartheta_{об})} \quad (2.15)$$

или

$$D_{co}(\varphi_{об}, \vartheta_{об}) = R_{\max} \sqrt{\frac{G_{co} P_0}{G_{\text{пр}} P_{0co}}} y'(\varphi_{об}, \vartheta_{об}) \quad (2.16)$$

где $y'(\varphi_{об}, \vartheta_{об})$ – нормированная диаграмма направленности передающей антенны по напряженности поля.

Получено выражение, характеризующее границы области обнаружения РТС, форма этой области совпадает с диаграммой направленности передающей антенны РТС по напряженности поля.

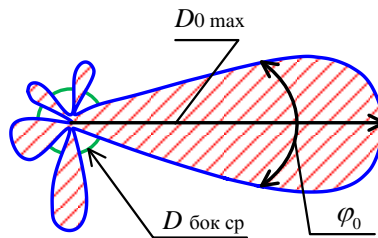


Рисунок 2.4 – К определению энергетической скрытности РТС

Область обнаружения (заштрихована) может служить мерой энергетической скрытности. Ее можно характеризовать рядом параметров.

Наиболее существенными являются параметры $D_{CO_{max}}$ и φ_0 . Важен также средний уровень боковых лепестков области обнаружения $D_{бок\ ср}$.

2.4.2 Энергетическая эффективность радиотехнической системы со сложными сигналами

Применение сигналов с большой базой обеспечивает существенное повышение энергетической скрытности РТС. Только одно это обстоятельство можно было бы считать оправданием для использования сложных сигналов. Напомним, что база сигнала $B = 2FT$ для простых сигналов имеет порядок единицы, для сложной существенно больше единицы. К примеру, фазоманипулированные сигналы получаются из обычного гармонического колебания длительности T путем введения скачка фазы по некоторому псевдослучайному закону. Тогда спектр колебания определяется длительностью τ коротких (элементарных) импульсов.

База сигнала $B = T/\tau$, т.е. определяется числом элементов, приходящихся на отрезок сигнала, несущего единицу информации. Понятно, что дополнительное дробление сигнала возможно, если мы в состоянии взять большое значение T , т.е. при малой скорости передачи информации. Здесь внутреннее кодирование сигнала прямо не используется в информационных целях. Если на приемном конце известен закон кодирования, то можно построить схему, обеспечивающую преимущества для приема своего сигнала, повысив помехоустойчивость приема.

Устранение внутреннего кодирования на приемном конце РТС ведется путем свертки сигнала по времени или по частоте. В первом случае в приемнике образуется импульс длительности τ при отношении сигнал/шум по мощности в B раз больше, чем на входе. В случае свертки по частоте сигнал превращается в отрезок монохроматического сигнала длительности T , так что в конечном итоге при оптимальной фильтрации отношение сигнал/шум по мощности также увеличивается в B раз.

Таким образом, в радиолинии мощность сигнала может быть уменьшена в B раз. На входе приемника РТС отношение сигнал/шум, как правило, существенно меньше единицы. Сигнал становится более скрытным в энергетическом отношении, что отражается на области обнаружения.

Обеспечение преимуществ за счет большой базы целесообразно представить, как увеличение чувствительности приемника РТС. Тогда новый пороговый уровень $P'_0 = P_0/B$.

3. АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА. ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ

Анализ подходов к формированию ШПС в главе 2 показал, что их применение в системах спутниковой связи позволяет повысить помехоустойчивость приема. Кроме того, для радиочастотного канала, который ограничен по частоте, целесообразно выбрать способ формирования ШПС ФМС путем прямого расширения спектра из-за использования пропускной способности памяти.

Для оценки эффективности систем спутниковой связи используются основные показатели помехоустойчивости системы, определяемые энергетической, структурной и информационной секретностью системы [19, 39].

Эффективность использования систем спутниковой связи во многом зависит от стабильности работы в разных условиях. При оценке устойчивости систем спутниковой связи используется критерий помехоустойчивости, который представляет собой комбинацию методов и средств, обеспечивающих стабильную работу систем спутниковой связи.

3.1 Анализ условий функционирования средств радиосвязи и требования, предъявляемые к используемым ими радиоканалам

В общем случае, формирование ШПС ФМС осуществляется путем умножения сигнала несущей на ПСП с тактовой частотой, намного превышающей полосу частот информационного сигнала [7]. Результирующий сигнал будет представлять последовательность фрагментов радиоимпульсов, фаза которых меняется по некоторому закону.

Согласно [1], наилучшей с точки зрения помехозащищенности СРС для формирования ШПС ФМС является абсолютно случайная последовательность бесконечной длительности. Однако для приема такого сигнала в СРС должна быть точная копия передаваемой последовательности, что невозможно обеспечить, поэтому на практике для формирования ШПС ФМС используют ПСП.

3.2 Анализ требований, предъявляемых к псевдослучайным последовательностям и выбор вида формирующей последовательности для расширения информационного алфавита

Предполагается применение ПСП для расширения информационного алфавита, следовательно, необходимо чтобы [37]:

- ПСП содержала случайный набор символов, для обеспечения хороших частотных свойств, необходимых для расширения спектра;
- Автокорреляционная функция (АКФ) ПСП обладала предельно низким уровнем боковых лепестков по отношению к главному, для обеспечения надежной синхронизации и снижения влияния межсимвольных помех;
- функция взаимной корреляции ПСП обладала низким уровнем для уменьшения взаимного влияния;
- ПСП формировались простыми алгоритмами.

Линейной рекуррентной последовательностью (ЛРП) называется последовательность символов $\{a_i\}=a_0a_1a_2\dots$, удовлетворяющая рекуррентному правилу [24]:

$$c_0 \cdot a_i = c + c_1 a_{i-1} + c_2 a_{i-2} + \dots + c_n a_{i-n} \quad (3.1)$$

где значения, как символов последовательности $\{a_i\}$, так и коэффициентов c и c_i принадлежат некоторому алфавиту $(0, 1, \dots, L-1)$, а

операции сложения и умножения производятся по модулю L , причем L предполагается простым числом.

Соотношение (2.1) называется правилом кодирования, число n – памятью последовательности, а число L – ее основанием [24].

Без потери общности в (2.1) коэффициент c можно положить равным нулю. Тогда рекуррентное правило запишется в виде:

$$c_0 \cdot a_i = c_1 a_{i-1} \oplus c_2 a_{i-2} \oplus \dots \oplus c_n a_{i-n} \quad (3.2)$$

Из (3.2) следует, что для построения ЛРП необходимо в каждый тактовый момент запоминать n последних символов $a_{i-1}; a_{i-2} \dots a_{i-n}$ последовательности $\{a_i\}$ и суммировать их по модулю L с весами c_1, c_2, \dots, c_n

Нетрудно видеть, что эти операции осуществляются сдвигающим регистром с обратной связью [28].

Любую ЛРП $\{a_i\}$ можно задать производящей функцией $G(x)$, под которой понимается формальный степенной ряд $G(x) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i \cdot x^i$ где a_i – символы последовательности, а суммирование производится по модулю L .

Пусть $a_i = \sum_{j=0}^n c_j \cdot a_{i-j}$, тогда можно преобразовать $G(x)$

$$G(x) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i \cdot x^i = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^n c_j \cdot a_{i-j} \cdot x^i = \sum_{j=1}^n c_j \cdot x^j \cdot [a_{-j} x^j \oplus \dots \oplus a_{-1} x^1 \oplus G(x)] \quad (3.3)$$

где комбинация символов $a_{-j} a_{-j+1} \dots a_{-1}$ характеризует начальное состояние регистра сдвига, вырабатывающего последовательность $\{a_i\}$.

Из (3.3) с учетом того, что для рассматриваемого случая все операции производятся по модулю L , можно получить следующее выражение [26]

$$G(x) \frac{\sum_{j=1}^n c_j \cdot x^j \cdot [a_{-j} x^j \oplus \dots \oplus a_{-1} x^1]}{1 \oplus \sum_{j=1}^n c_j \cdot x^j} = \frac{q(x)}{f(x)} \quad (3.4)$$

где $q(x)$ и $f(x)$ – многочлены степени $r > n$ и n соответственно. Многочлен $f(x)$ полностью определяется рекуррентным правилом и называется характеристическим многочленом. Задавая многочлены $q(x)$ и f

(x), а затем, производя их деление, можно получить различные рекуррентные последовательности.

Введем понятие неприводимого многочлена, под которым будем понимать многочлен степени n , не имеющий делителей, степень которых меньше n и больше 0. Если характеристический многочлен $f(x)$ является неприводимым, то период последовательности не зависит от выбора многочлена $q(x)$.

Задаваясь различными многочленами $q(x)$, можно найти величину $k=(2^n-1)/N$ различных последовательностей с периодом N , соответствующих многочлену $f(x)$ [25].

Хорошими корреляционными свойствами обладают, так называемые последовательности Баркера [22], которые характеризуются предельно низкой амплитудой боковых лепестков, за счет специфического подбора комбинации информационных значений.

Если $k=1$, то период последовательности $\{a_i\}$ равен (2^n-1) . Такие последовательности называются ЛРП максимального периода или M -последовательностями.

M -последовательности формируются из неприводимых полиномов (многочленов) [34].

У конечных полей характеристика всегда простое число $L=p$, поскольку при составном числе слагаемых $L=m=m_1 \cdot m_2$ в левой части равенства $1+1+\dots+1=0$ по аксиоме дистрибутивности получается, что нулю равна и сумма m_1 слагаемых, равных 1, а тогда m не может быть характеристикой поля, как не наименьшее число слагаемых, обращающее в нуль сумму $1+1+\dots+1$ [26]. Отметим, что из аксиомы дистрибутивности также следует равенство нулю в полях характеристики p суммы p любых одинаковых слагаемых. В данной работе рассмотрены только двоичные последовательности с элементами.

Допустим, что каждому символу b_n вида $0, 1, \dots, (p-1)$ соответствует радиоимпульс с определенной начальной фазой. В качестве элементарного

фазового сдвига примем величину $2\pi/p$. При этом символу b_n соответствует символ a_n :

$$b_n \leftrightarrow a_n = \exp\left(i \frac{2\pi}{p} b_n\right) \quad (3.5)$$

Автокорреляционная функция M -последовательности определяется следующим выражением

$$R_m = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N a_n a_{n-m} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp\left(i \frac{2\pi}{p} (b_n - b_{n-m})\right) \quad (3.6)$$

где a_n были заменены по формуле (3.5).

Так как $-b_{n-m} = \text{mod}(b_{n-m}, p)$, то выражение (3.6) принимает вид

$$R_m = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp\left(i \frac{2\pi}{p} (b_n + b_{n-m}^*)\right) \quad (3.7)$$

Согласно циклическим свойствам M -последовательности, сумма $b_{n,m} = b_n + b_{n-m}^*$ является M -последовательностью, поэтому:

$$R_m = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp\left(i \frac{2\pi}{p} b_{n,m}\right) \quad (3.8)$$

Выражение (3.8) можно преобразовать к виду:

$$R_m = \frac{1}{N} \left[(p^{k-1} - 1) \cdot \sum_{l=1}^{p-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{p} l\right) - 1 \right] \quad (2.9)$$

Учитывая, что $\sum_{l=1}^{p-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{p} l\right) = 0$ можно преобразовать:

$$R_m = \frac{1}{N} \text{ для } m \neq q \cdot N, q = 0, \dots, \pm 1 \quad (2.10)$$

Пропорциональное уменьшение боковых пиков АКФ с ростом N для M -последовательностей и обусловило их использование в радиолокации, так как при большом N уровень боковых лепестков мал, чтобы получить такой уровень, надо излучать периодическую M -последовательность.

На практике наибольшее распространение получили ЛРП, синтезируемые регистрами сдвига с линейной обратной связью [8, 9, 34], для которых значение АКФ рассчитывается по формуле

$$R(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M a_i a_{i-\tau}, \tau = 0, 1, 2, \dots, \quad (3.11)$$

На рис. 3.1 показаны временные развертки АКФ и функции взаимной корреляции ПСП длины 9.

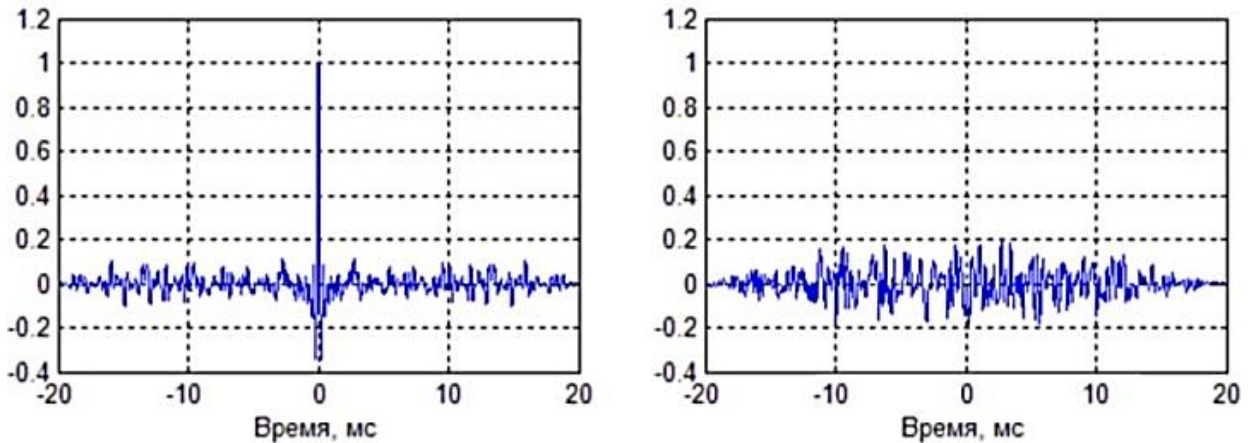


Рисунок 3.1 – Временные развертки: АКФ (слева); взаимная корреляционная функция (справа)

Помимо M -последовательностей, на практике большую популярность получили последовательности (функции) Уолша [18, 20]. И хотя они обладают не самыми лучшими корреляционными свойствами, зато удовлетворяют требованиям ортогональности.

Функции Уолша можно задать различными способами, с использованием функций Радемахера и с использованием матриц Адамара [19].

При использовании функций Радемахера:

$$r_i = \text{sign}[\sin(2^i \pi x)] \quad 0 \leq i \leq 1 \quad (3.12)$$

где аргумент $x = t/T$ – безразмерное время;

T – период функции;

$i = 0, 1, 2, \dots$ – порядок функции.

Следует заметить, что функция $\text{sign}(a)$ имеет постоянную величину, равную единице, знак которой определяется знаком аргумента a , поэтому функции Радемахера принимают значения ± 1 , в связи с чем, получили название «прямоугольный синус».

Система функций Уолша $\text{wal}_j(x)$, согласно [19], образуется следующим образом. По определению вводится функция $\text{wal}_0(x)=1$ при $j = 0$. Тогда для получения функции $\text{wal}_j(x)=1$ при $j \geq 1$ необходимо записать число j в двоичной системе счисления, т.е. представить суммой

$$j = 2^{\gamma_1} + 2^{\gamma_2} + \dots + 2^{\gamma_p}, \text{ где } \gamma_1 < \gamma_2 < \dots < \gamma_p \quad (3.14)$$

В этом случае функция Уолша принимает вид:

$$\text{wal}_j(x) = r_{\gamma_1+1}(x)r_{\gamma_2+1}(x) \dots r_{\gamma_p+1}(x) \quad (3.15)$$

где $r_{\gamma_1+1}(x)r_{\gamma_2+1}(x) \dots r_{\gamma_p+1}(x)$ – функция Радемахера.

А при использовании способа, основанного на применении матриц Адамара, сначала необходимо задать начальное условие [31]:

$$A_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Получение функций Уолша из матриц Адамара имеет рекуррентный алгоритм, основанный на использовании следующей формулы:

$$A_0 = \begin{bmatrix} A_{n-1} & A_{n-1} \\ A_{n-1} & -A_{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

где A_n – матрица Адамара на n шаге.

Применение формулы определенное число раз позволяет получить функции Уолша необходимой длины, функции Уолша – это строки или столбцы полученной матрицы.

В качестве примера на рис. 3.2 показана совокупность функций Уолша длины 8.

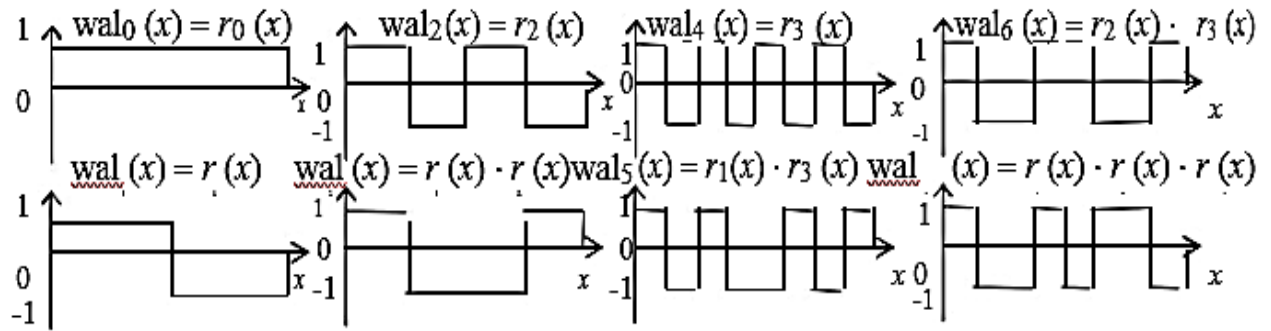


Рисунок 3.2 – Совокупность функций Уолша

При использовании подхода на основе ППРЧ, расширение спектра происходит в результате скачкообразного изменения несущей частоты, выделенном для работы СРС частотном диапазоне W_s .

В то же время резкое изменение частоты понимается как псевдослучайная настройка одной частоты или нескольких частот, используемых для передачи сигнала.

В [5] было определено, что распространение спектра в равной степени обеспечивается как использованием ШПС, так и использованием режима ППРЧ.

В этом случае распространение спектра методом прямой модуляции последовательностью представляет собой набор процедур для преобразования элемента сигнала (гармонического по длительности элемента) в псевдослучайную последовательность путем добавления (умножения) по модулю 2 ч ПСП (для ШПС ФМС - режима здесь и ниже мы имеем в виду последовательности Уолша). Затем генерируемый сигнал переносится на несущую частоту и передается на радиоканал.

На принимающей стороне каждый элемент, представляющий ШПС после этих процедур, умножается на опорный сигнал, поэтапный с опорным сигналом расширения на передающей стороне. Процедура умножения «сворачивает» ШПС в узкополосный сигнал.

При распространении спектра с использованием ППРЧ количество настраиваемых частот (поднесущих) и порядок их чередования определяются

ПСП, то есть сигналы с ППРЧ могут рассматриваться как последовательность короткодействующих модулированных радиоимпульсов, излучаемых в пределах настраиваемой частоты диапазон W_s [10].

Предпосылкой для использования сигналов с ППРЧ является конструктивная спецификации ПСП, которая позволяет принимающей станции спутниковой связи обеспечивать синхронизацию частоты и времени.

Таким образом, проведенный анализ показал, что в интересах обеспечения информационной безопасности сигналов, передаваемых по открытым каналам связи, целесообразно использовать ЛРП максимального периода или M -последовательности, поскольку они обладают лучшими корреляционными свойствами, сохраняя их выполнение для наибольшее количество вариантов возможных комбинаций для заданных ограничений на длительность, наложенных на последовательности формирования.

3.3 Анализ условий формирования частотно-временной матрицы

Очевидно, что если для АСП закон перестройки несущей частоты в СРС с ППРЧ неизвестен, то эффективность подавления существенно снижается. Поскольку случайность перестройки зависит от ПСП, то именно сложность закона ПСП определяет скрытность помехозащищенной СРС. Скорость ППРЧ зависит от длительности частотного элемента и характеризует собой время работы на одной частоте T_h [7].

Допустим, что $S_k = \sin(\omega_k t + \varphi_k)$ – фрагмент сигнала, тогда сам сигнал будет состоять из несколько таких фрагментов

$$S(t) = \sum_{k=1}^N \Psi_T(t - k \cdot T_h) \cdot \cos(\omega_k \cdot T_h + \varphi_k) \quad (3.18)$$

где N – количество используемых частот для формирования ЧВМ;

T_h – длительность частотного элемента сигнала,

ω_k – циклическая частота на интервале $[kT; (k+1)T]$;

Ψ_T – дискретная функция, принимающая значение 1 на интервале $kT; (k+1)T$ и в других случаях;

φ_k – равномерно распределенная начальная фаза на интервале $[0; 2\pi)$.

Таким образом, предлагается ЧВМ формировать на основе внутрисимвольной ППРЧ. При этом, для увеличения вероятности правильной демодуляции целесообразно несущие частоты в ЧВМ выбирать с разнесом больше чем интервал ортогональности, равный $1/T_h$.

Поскольку для передачи данных в условиях радиоподавления применяются сигналы с ППРЧ, обладающие широким спектром, то выбор текущих значений рабочих частот, должен осуществляться в соответствии с определенными условиями [27]. В частности, частоты должны выбираться таким образом, чтобы исключить их взаимное влияние. Необходимо также учитывать различные условия распространения сигналов на частотах, далеко расположенных друг от друга.

Для исключения взаимного влияния вводится защитный интервал $\Delta\omega$, т.е. при формировании ЧВМ следует учитывать условие [32]:

$$|\omega_i - \omega_j| < \Delta\omega \text{ при } i \neq j \quad (3.19)$$

3.4 Анализ условий функционирования радиоканала

В рамках допущений и ограничений предполагается, что в ограниченном по частоте радиоканале расширение спектра осуществляется методом использования ППРЧ. Для наглядности пояснений, рассмотрим ЧВМ 4x4. Структура применяемой ЧВМ представлена на рис. 2.3.

Структура каждого символа передается за интервал T_s радиоимпульсами равной длительности T_h на четырех частотных позициях. Для ЧВМ 4x4 длительность элемента сигнала $T_s = 4 \cdot T_h$.

Таблица 3.1 – Структура применяемой ЧВМ

Комбинация символов	Номиналы поднесущих частот, передающих информационную комбинацию			
	F1	F2	F3	F4
00	F1	F2	F3	F4
01	F4	F1	F2	F3
10	F3	F4	F1	F2
11	F2	F3	F4	F1

На рисунке 3.4 показано распределение энергии на ЧВМ всех допустимых комбинаций радиосигнала, формируемых в СРС для исходного радиоканала. При этом обеспечивается расширение спектра на длительности символа, переносящего два информационных бита (комбинации дебитов показаны в таблице 3.1). Для формирования сигналов на каждом этапе выбираются новые номиналы частот, а порядок формирования не меняется.

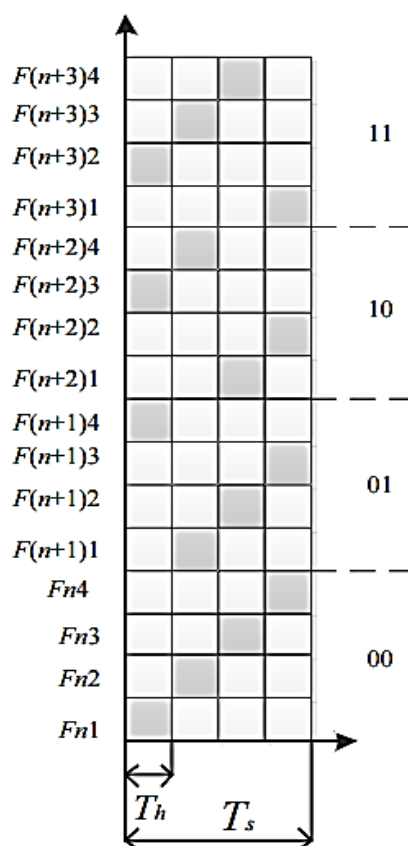


Рисунок 3.4 - Распределение энергии для допустимых парных комбинаций информационных символов на частотно-временной плоскости

Рассматриваемый исходный формат позволяет снизить негативное влияние узкополосных направленных помех, создаваемых АСП, поскольку значение каждого символа сигнала определяется значениями четырех элементов, передаваемых на разных частотах [42].

В соответствии с научной задачей необходимо обеспечить увеличение размерности информационного алфавита, передаваемого каждым символом ЧВМ, при сохранении общего уровня помехозащищенности.

Наиболее очевидным решением дальнейшего повышения помехозащищенности является увеличение числа элементов ЧВМ, приходящихся на один символ, т.е. в увеличении субчастотных позиций для ППРЧ [10].

4. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ СИГНАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

4.1 Особенности алгоритма формирования М-последовательностей

ЛРП, у которых p равно 2, образуют двоичные ПСП Хаффмана. Их алгоритм формирования основывается на (3.20): значение каждого текущего символа ПСП максимального периода d_j зависит от значения предыдущих символов и определяется рекуррентным правилом:

$$d_j = \sum_{i=1}^m a_i d_{j-i} = a_1 d_{j-1} + \dots + a_i d_{j-i} + \dots + a_m d_{j-m} \quad (4.1)$$

где значения a_i диктуются коэффициентами при членах соответствующих степеней неприводимых примитивных двоичных многочленов [5].

Неприводимый (неразложимый на множители) многочлен m над полем двоичных чисел будет примитивным, если он является делителем двучлена $x^\mu + 1$ при условии, что $\mu > 2^m - 1$. Например, для $m=6$ существует три неприводимых примитивных многочлена вида (справа они в двоичной форме):

	$a_6 \dots a_0$
$p_1(x) = x^6 + x + 1$	1 0 0 0 0 1 1
$p_2(x) = x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$	1 1 0 0 1 1 1
$p_3(x) = x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$	1 1 0 1 1 0 1

Поэтому у первой М-последовательности a_i будут равны:

$$a_0=a_1=a_6=1, a_2=a_3=a_4=a_5=0;$$

у второй М-последовательности:

$$a_0=a_1=a_2= a_5=a_6=1, a_3=a_4=0;$$

у третьей М-последовательности:

$$a_0=a_2= a_3= a_5=a_6=1, a_1=a_4=0.$$

Значения a_i для различных m представлены в [1, 4, 5].

В таблице 4.1 представлены значения a_j для $m \leq 6$, j_n - номера последовательностей, соответствующие номерам неприводимых

примитивных многочленов, M_R^m - условный номер М-последовательностей, им соответствующий.

В таблице 4.1 каждому основному многочлену соответствует многочлен, образуемый по зеркальному правилу. У них коэффициенты a_i выписаны с другого конца, в таблице обозначены звездочкой. Поэтому, например, при $m=6$ можно построить не три М-последовательности, а шесть. Таким образом, М-последовательности образуются в том случае, если в регистре сдвига с обратными связями они выбраны правильно, т.е. в соответствии с одним из правил кодообразования, приведенных в табл.3.1.

Например, на рисунке 3.2 приведена функциональная схема регистра сдвига с обратными связями с обратными связями, позволяющими формировать M_2^4 , где числа ЭЗ (триггеров) равно $m=4$.

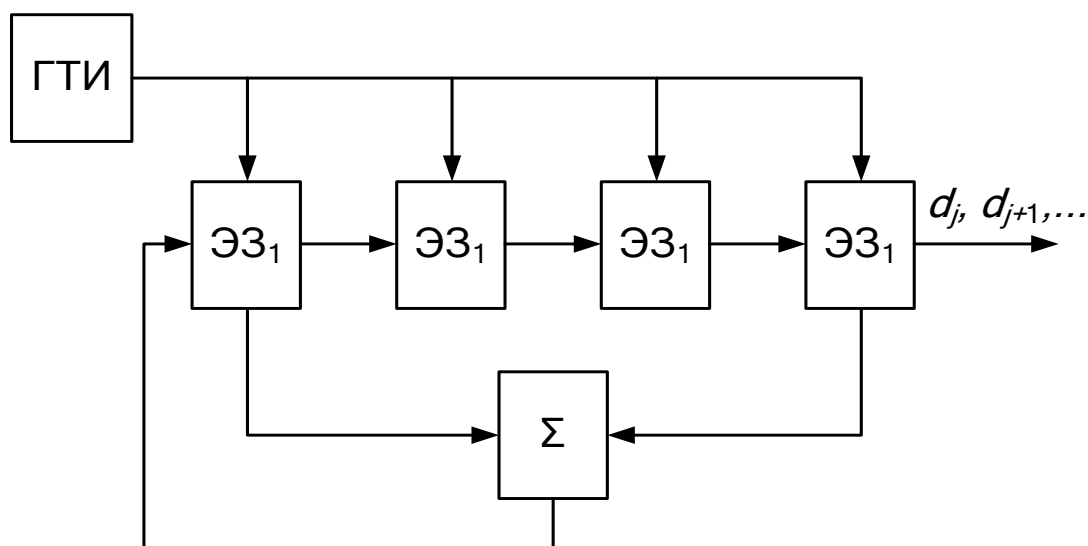


Рисунок 4.1 - Функциональная схема регистра сдвига с обратными связями

Обратные связи с ЭЗ берем в том случае, если $a_i \neq 0$. тогда для $M_2^4 a_0 = a_1 = a_4 = 1, a_2 = a_3 = 0$ и значение каждого символа М-последовательности d_j определится в соответствии с (3.1) из выражения $d_j = d_{j-1} \oplus d_{j-4}$. Задаем начальным блоком 1000 и находим М-последовательность

100011110101100/100..., так как d_1, d_2, d_3, d_4 определены начальным блоком, а $d_5 = d_{5-1} \oplus d_{5-4} = d_4 \oplus d_1 = 0 \oplus 1 = 1$; $d_6 = d_{6-1} \oplus d_{6-4} = d_5 \oplus d_2 = 1 \oplus 0 = 1$ и т.д.

В случае выбора любого другого начального блока из четырех символов произойдет лишь циклическое смещение символов M -последовательности. Период M -последовательности $N_3 = 2^m - 1 = 15$, через N_3 символов начинается их повторение. В M -последовательности содержатся все возможные комбинации из m символов (кроме запрещенного блока из одних нулей 0000).

Таблица 4.1 – Значения a_j для $m \leq 6$, j_n - номера последовательностей, соответствующие номерам неприводимых примитивных многочленов

m	$j_n M_R^m$	a_j						
		a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
3	$1 M_1^3$	1	0	1	1			
3	$1^* M_2^3$	1	1	0	1			
4	$1^* M_1^4$	1	0	0	1	1		
4	$1 M_2^4$	1	1	0	0	1		
5	$1^* M_1^5$	1	0	0	1	0	1	
5	$1 M_2^5$	1	0	1	0	0	1	
5	$3 M_3^5$	1	0	1	1	1	1	
5	$3^* M_4^5$	1	1	1	1	0	1	
5	$5^* M_5^5$	1	1	0	1	1	1	
5	$5 M_6^5$	1	1	1	0	1	1	
6	$1^* M_1^6$	1	0	0	0	0	1	1
6	$1 M_2^6$	1	1	0	0	0	0	1
6	$5^* M_3^6$	1	1	0	0	1	1	1
6	$5 M_4^6$	1	1	1	0	0	1	1
6	$11^* M_5^6$	1	1	0	1	1	0	1
6	$11 M_6^6$	1	0	1	1	0	1	1

Ввиду адекватности записи символов 0 и (-1), а также результатов сложения по модулю 2:

$$1 + 1 = 0 + 0 = 0 \text{ и } 0 + 1 = 1 + 0 = 1, \text{ умножение по правилу;}$$

$1 \cdot 1 = (-1) \cdot (-1) = -(-1) = 1$ и $1 \cdot (-1) = (-1) \cdot 1 = -(-1) = 1$, иногда используют другую форму записи правил образования М-последовательностей, удобную для составления программ для расчета корреляционных функций на ЭВМ, которая приводит к получению того же самого результата, что и (4.1).

$$d_j = d_{j-1} \cdot d_{j-k} \cdot \dots \cdot d_{j-m}; \quad m > k > 1 \quad (4.2)$$

$$j = (m + 1) \div N_3.$$

Линия сверху означает негатив.

Тогда для той же M_2^4 получим:

$$d_5 = \overline{d_1} \cdot d_4 = [1 \cdot (-1)] = 1;$$

$$d_6 = \overline{d_2} \cdot d_5 = (-1) \cdot 1 = 1$$

и т.д.

С ростом памяти m число символов N_3 резко увеличивается, практически удваиваясь при увеличении m на единицу (таблица 4.2, где приведено и количество М-последовательностей N_{SM} из (4.2) для каждого m).

Таблица 4.2 – Количество М-последовательностей N_{SM} из (4.1) для каждого m

m	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
N_{SM}	2	2	6	6	18	16	48	60	176	144	630
N_3	7	15	31	63	127	255	511	1023	2047	4095	8191
m	14	15	16	17	18	19					
N_{SM}	576	1800	2048	7710	7776	21594					
N_3	16389	32767	65535	131071	262143	525287					

Иногда увеличение m приводит к уменьшению N_{SM} , например, при $m=7$ $N_{SM}=18$, а при $m=8$ $N_{SM}=16$, так как при $N_3=2^7-1=127$ больше взаимно простых чисел, чем при $N_3=255=3 \cdot 5 \cdot 17$.

Из таблицы 4.2 видна эффективность устройств формирования М-последовательностей, так как, например, РСОС лишь из тринадцати триггеров позволяет получать $N_3 = 8191$. Однако число различных М-

4.2 Методика формирования помехозащищенного канала спутниковой связи

Полученная таким образом последовательность используется для формирования высокочастотного широкополосного сигнала. Если принятая последовательность сложных информационных символов подается на модулятор и управляется одним из параметров несущей волны, генерируется сложный сигнал, свойства и структура которого полностью определяются свойствами поставленной последовательности и типом выбранной модуляции.

Для расширения спектра в синтезе системы передачи данных используются М-последовательности с размером 255 элементов противоположной фазы с использованием относительной фазовой манипуляции. Выбор М-последовательности обусловлен простотой их генерации с помощью регистра обратной связи сдвига. Кроме того, когда принятый сигнал обрабатывается методами согласованной фильтрации, получается достаточно высокое отношение сигнал / шум.

Разработка структуры передатчика и приемника, их функциональное наполнение и последующее моделирование выполнялись в среде SysGen моделирующей системы MATLAB. Эта среда позволяет автоматически генерировать программу FPGA прошивки или компилировать HDL-описание цифрового устройства. Блок-схемы передатчика и приемника показаны на рисунках 4.7 и 4.11 соответственно.

Источником сигнала является массив цифровых данных, предварительно записанных в рабочем пространстве системы MATLAB. Этот массив представляет собой модель данных, поступающую из СОМ-порта. Кроме того, массив представлен как последовательность бит, которая принимается блоком приема данных из СОМ-порта, показанного на рисунке 4.2.

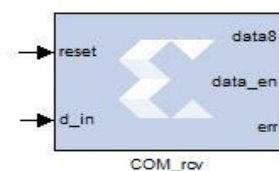


Рисунок 4.2 – Блок приёма данных из COM порта

Блок «COM_rcv» получает данные, последовательно, т.е. побитно. Если на входе нет данных (последовательность «1» на входе), этот блок ожидает «стартового бита» и после того, как он записывает 8 бит в сдвиговый регистр, считая первый бит как младший бит, тогда «стоп-бит» поступает на вход, и устройство ожидает следующего поступления данных. На выходе блока в следующем блоке появляется сигнал разрешения записи, генерирующий слово синхронизации «gen00000000FF», показанное на рисунке 4.2.

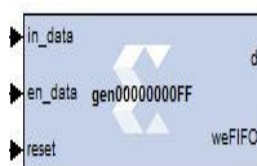


Рисунок 4.3 – Блок «gen00000000FF» создания слова синхронизации

Блок «gen00000000FF» при переходе сигнала «en_data» из «0» в «1» вначале кадра записывает в следующий блок – память «FIFO» слово синхронизации «00000000FF» в 16-й системе счисления, а затем данные, пришедшие на вход «in_data». Каждый кадр состоит из 256 байтов.



Рисунок 4.4 – Блок память «FIFO»

Блок памяти «FIFO» (рис. 4.4) сохраняет данные, поступающие на вход с одной скоростью, и отправляет их дальше на следующий блок с другой

скоростью. Скорость поступления данных не является одинаковой, она может быть равной или меньшей, чем скорость выходных данных, которая должна быть постоянной. Затем данные отправляются на вход блока генерации М-последовательности и относительного блока фазового сдвига.

Данные из блока памяти «FIFO» начинают считываться только тогда, когда в нем имеется как минимум $256 + 5 = 261$ байт (слово синхронизации и кадр из 256 байтов данных). Чтение выполняется с использованием логической логики и блока «genREADENABLE», который генерирует сигнал «read_enable», в течение которого можно считывать данные из блока памяти «FIFO». Сигнал длится $1020 * 8 * 261 = 2129760$ периодов тактового сигнала, тк. 1020 - период бит, замененный на М-последовательность, 8 - количество бит в байте, 261 - слово синхронизации и кадр из 256 байтов данных.



Рисунок 4.5 – Блок «genREADENABLE»

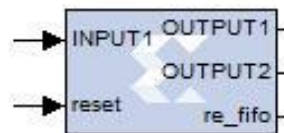


Рисунок 4.6 – Блок формирования М-последовательностей и формирования относительной фазовой манипуляции

Блок формирования М-последовательностей и формирование относительной фазовой манипуляции реализуется на языке описания аппаратуры VHDL и подключается к проекту с использованием блока «BlackBox». Генератор генерации М-последовательности - сдвиговый регистр с обратной связью - последовательность формируется с частотой повторения символов в четыре раза ниже, чем тактовая частота. На входе блока данные поступают в 8 бит и преобразуются внутри блока в

последовательность бит. Каждый бит последовательности преобразуется в М-последовательность длиной 255 символов.

Если бит равен «0», то М-последовательность на выходе блока не изменяет фазу. Если бит равен «1», фаза М-последовательности изменяется на 180°, то есть символы инвертируются: от 1 до -1 и от -1 до 1.

Следующий бит сравнивается с предыдущим. Если следующий бит равен «0», фаза М-последовательности остается неизменной, если «1», то фаза М-последовательности изменяется на 180°.

Сгенерированные М-последовательности поступают на вход следующего блока цифрового высокочастотного драйвера сигнала. Этот блок передает спектр низкочастотного сигнала по частоте, выполняет однополосную модуляцию. На первом входе М-последовательность подается как синфазный компонент, а второй вход этого блока равен нулю, как квадратурная составляющая сигнала.

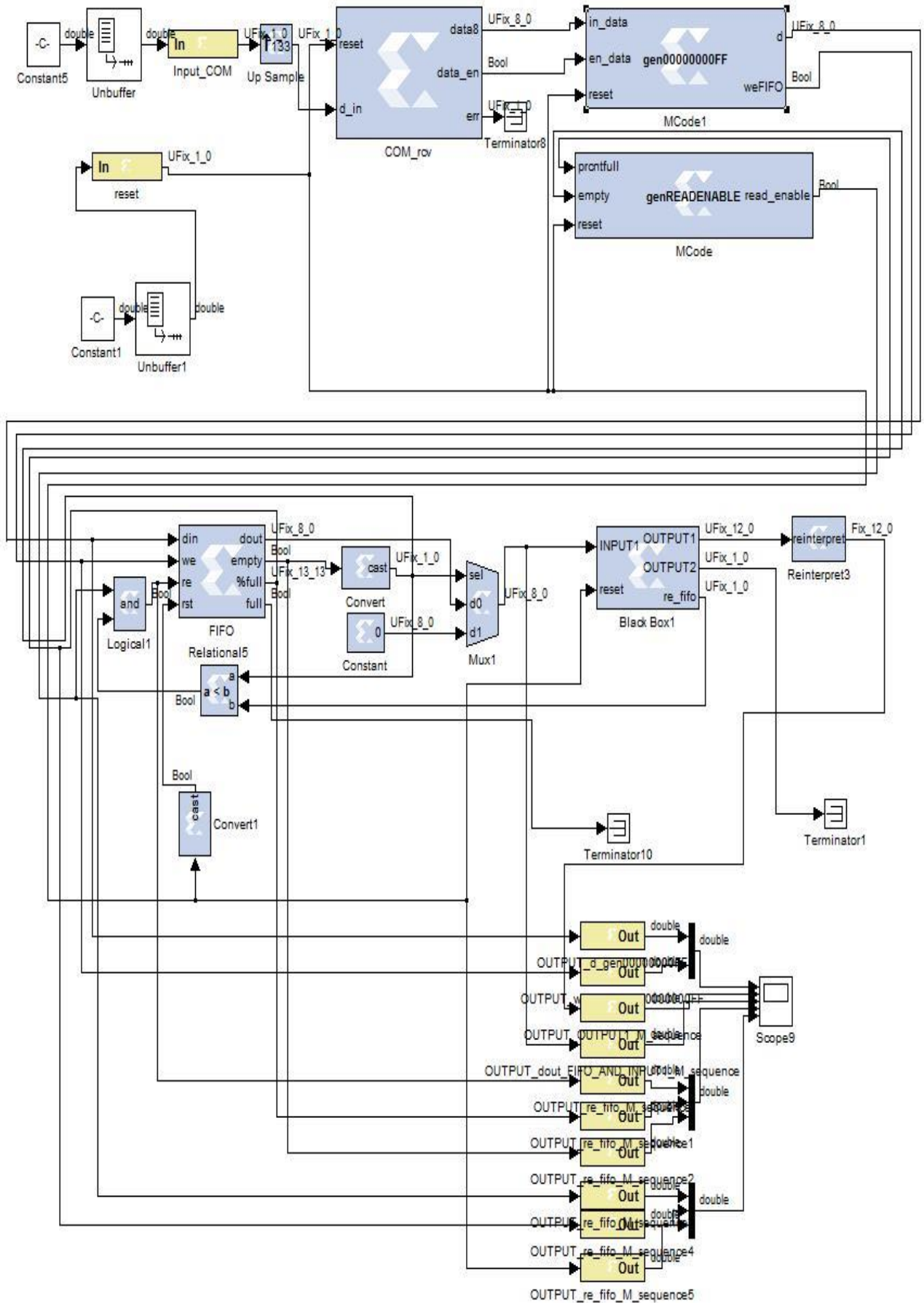


Рисунок 4.7 - Блок-схема передатчика

Блок цифрового драйвера низкочастотных сигналов передает спектр высокочастотного сигнала по частоте, демодулирует однопольный высокочастотный сигнал. Первый выход является синфазным, а второй - квадратурными компонентами сигнала в виде М-последовательностей определенной амплитуды из-за сдвига фаз сигнала во время передачи в воздухе. Затем эти последовательности подаются в фильтры, соответствующие М-последовательности (рисунок 4.8).

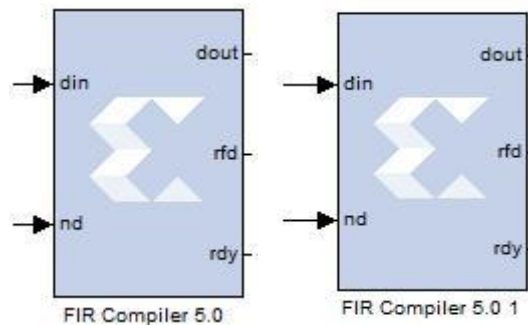


Рисунок 4.8 - Согласованный фильтр 1 и 2

На выходе фильтров получается ВКФ прошедшей М-последовательности с оригинальной М-последовательностью.

С выхода фильтров сигнал поступает на вход блока вычисления амплитуды и фазы сигнала, который показан на рисунке 4.9.

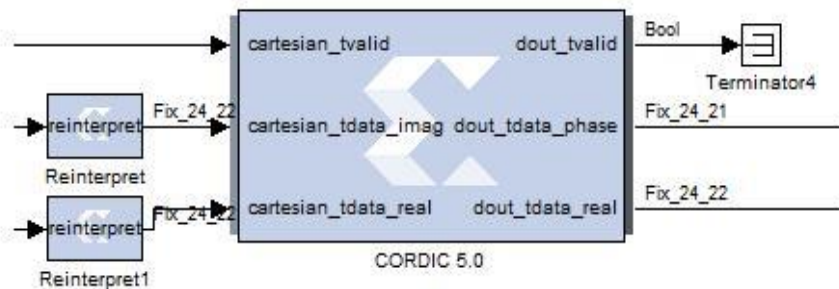


Рисунок 4.9 – Блок вычисления модуля и фазы сигнала

Входы модуля для расчета модуля и фазы сигнала синфазны - на вход «cartesian_tdata_real», квадратурный - на входные сигналы «cartesian_tdata_imag» и сигнал, который сообщает, что на входе блока

получаемые данные - на вход «cartesian_tvalid». На выходе «dout_tvalid» есть сигнал сообщения готовности считываемых данных, на выходе «dout_tdata_phase» - фаза сигнала и выход модуля «dout_tdata_real» этого сигнала, которые затем подается на входы блока обратного преобразования фаз (рисунок 4.10):

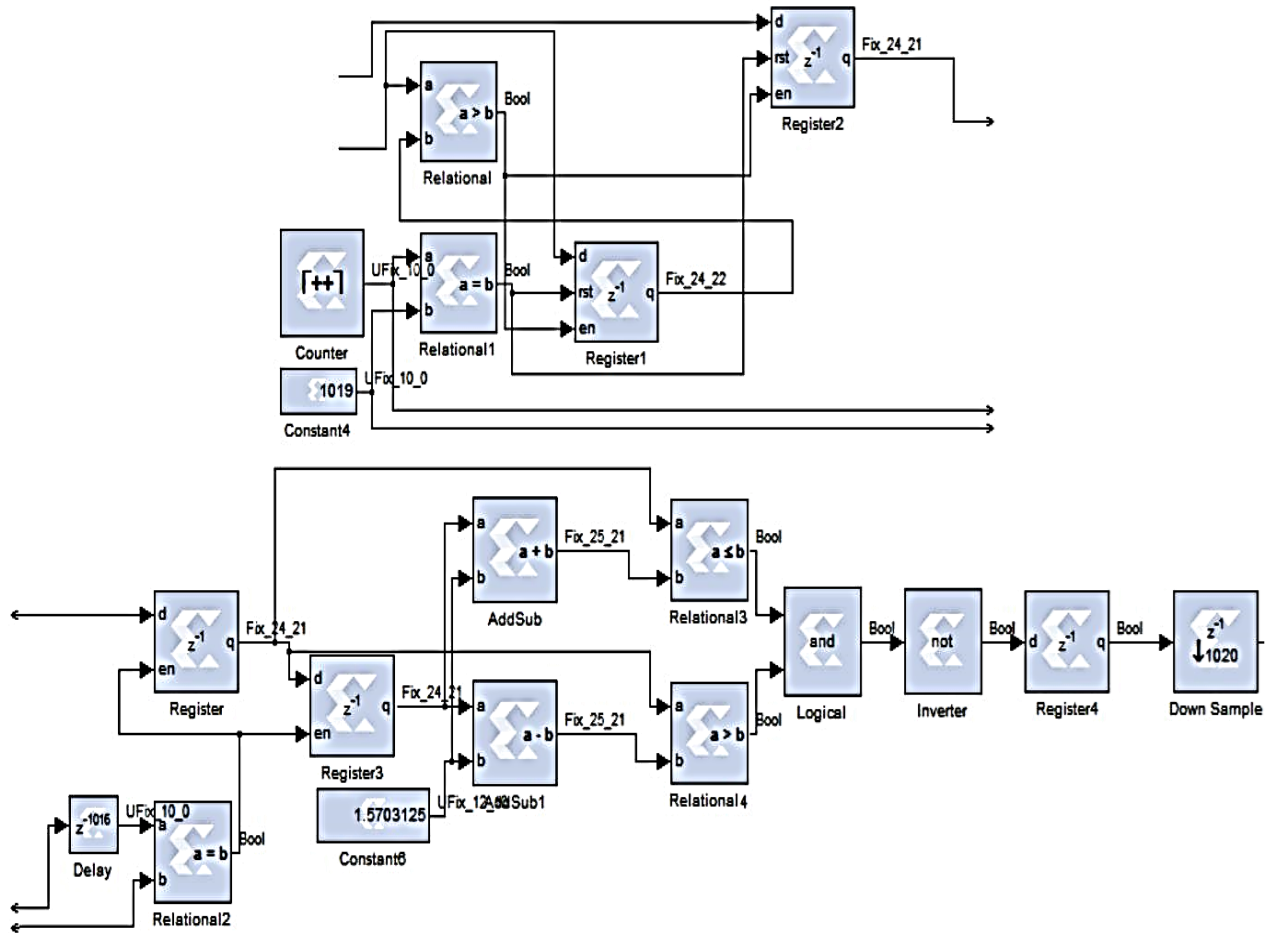


Рисунок 4.10 – Блок относительной фазовой деманипуляции

Относительная фазовая система размагничивания находит максимальное значение в период сигналов ВКМ (момент, когда заканчивается приход одной M-последовательности, после которой начинает прибывать следующий), а также фазу сигнала в этот момент.

Если фаза сигнала от $-\pi / 2$ до $\pi / 2$, то предполагается, что фаза сигнала остается неизменной, если фаза сигнала находится между $\pi / 2$ и $3\pi / 2$, тогда фаза сигнала считается измененным. Если фаза сохраняется на выходе блока, появляется 0, а при ее изменении появляется 1.

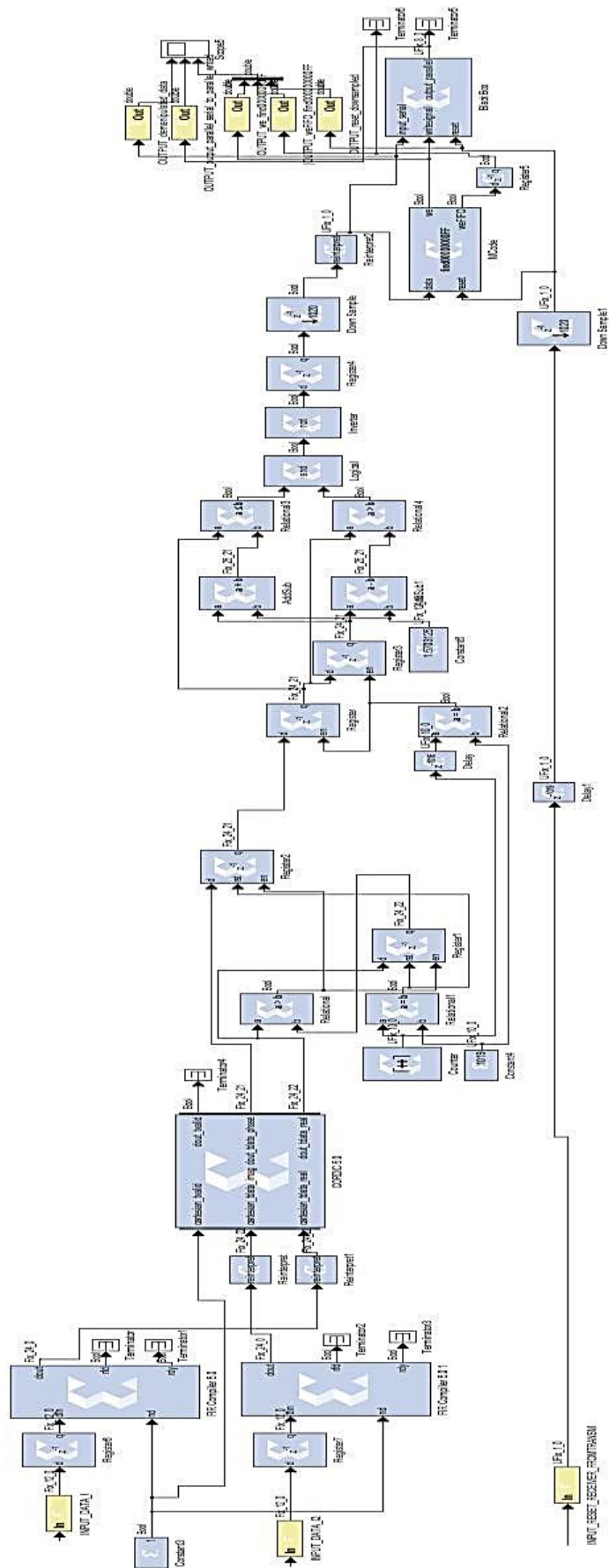


Рисунок 4.11 – Блок-схема приемника

Далее данные идут на вход блока нахождения слова синхронизации (рисунок 4.12), на выходе которого получается кадр данных в последовательном коде, последовательный код преобразуется в параллельный и по 8 бит записывается в память (рисунок 4.13).



Рисунок 4.12 – Блок нахождения слова синхронизации

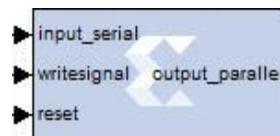


Рисунок 4.13 – Блок преобразования последовательного кода в параллельный код

4.3 Алгоритм модели обеспечения повышения безопасности и помехоустойчивости сигнала

Алгоритм процесса моделирования представлен на блок-схеме.

1. Основной цикл
2. Одним из наиболее важных параметров модели является количество повторений цикла. Поскольку этот показатель определяет надежность полученных результатов. Во всех экспериментах количество повторений цикла составляет 1 000 000.
3. Выбор символа алфавита. Символ алфавита выбирается случайным образом из всех возможных символов в блоке выбора алфавита.
4. Выбор параметров сигнала. Параметры сигнала выбираются в блоке выбора параметров сигнала. Каждый символ алфавита связан со строго определенным сигналом, для формирования которого используется определенная последовательность частот и модулирующей

последовательности (с использованием укрупнение алфавита путем модуляции последовательностей).

5. Генерация сигнала. Сигнал генерируется в блоке формирования сигнала. Сигнал генерируется на основе параметров, выбранных в блоке выбора параметров сигнала.

6. Сигнал представляет собой последовательность сегментов гармонических функций, следующих в определенном порядке, представленных как M-последовательность.

7. Блок для расчета параметров шума и шума. Шум - непреднамеренные удары (АБГШ), помехи - преднамеренное воздействие. Оценка помехоустойчивости в канале с АБГШ выполняется по показателю ОСШ. Для АБГШ рассчитывается стандартное отклонение для заданного ОСШ [26]:

$$\sigma_{\text{ш}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} (S_i(t))^2}{2 \cdot \text{SNR}}} \quad (4.3)$$

где $S_i(t)$ – дискретизированный сигнал;

SNR – отношение сигнал\шум.

Формирование активных помех

Ретрансляционная помеха соответствует полезному сигналу, который был использован ранее СРС, с добавлением АБГШ.

Заградительная помеха генерируется по следующему правилу:

Сначала выбирается сетка частот:

$$f_i = f_0 + i \cdot \Delta f + \xi \Delta f \quad (4.4)$$

где f_0 – граничная частота;

Δf – ширина каждого частотного участка;

i – номер участка,

ξ – непрерывная случайная величина, функция распределения которой равномерная на интервале $[0;1]$.

Далее генерируется массив начальных фаз, чтобы придать псевдослучайность результирующему сигналу:

$$\varphi_i = \xi \cdot 2\pi \quad (4.5)$$

где ξ – непрерывная случайная величина, функция распределения которой равномерная на интервале $[0;1]$.

8. Формирование шума и помех Формирование АБГШ

АБГШ генерируется на основании полезного сигнала, с использованием формулы:

$$G = (-1)^\xi \cdot \sigma_{\text{ш}} \cdot \sqrt{-2 \cdot \log(\xi) \cdot \cos(2\pi \cdot \xi)} \quad (4.6)$$

где G – добавка АБГШ,

ξ – дискретная случайная величина, принимающая значения $\{0,1\}$;

$\sigma_{\text{ш}}$ – среднеквадратичное отклонение, определяемое в блоке расчета параметров шума и помех.

При формировании АБГШ по (3.25), отношение плотностей спектральных мощностей полезного сигнала и шума соответствуют ОСШ.

Формирование заградительной помехи Помеховый сигнал, формируемый на основе почти периодических функций можно описать следующим математическим выражением:

$$X(t) = A \cdot \sum_{i=1}^N \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \quad (4.6)$$

где φ_i – i -ая компонента из массива фаз;

f_i – i -ая компонента из массива частот (φ_i и f_i рассчитывались в блоке расчета параметров шумов и помех);

A – нормировочный множитель, используемый для того, чтобы мощности помехи и полезного сигналов отличались в необходимое число раз.

9. Канал с помехами В случае наличия только непреднамеренных шумов происходит суммирование полезного сигнала, генерируемого в блоке

формирования сигнала, и шумового сигнала, генерируемого в блоке формирования шумов.

Модель двулучевого канала получается следующим образом:

1) Формируется амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) канала:

2) Генерируется полосовой фильтр с требуемой полосой от 1 Гц до 40 кГц (для простоты был выбран фильтр Хэмминга);

3) Формируется временная характеристика канала, причем регулируется положение и амплитуда побочного максимума;

4) Формируется АЧХ двулучевого канала путем фильтрации временной характеристики канала АЧХ канала;

5) Производится математическая операция «свертки» полезного сигнала с АЧХ двулучевого канала.

10. Демодуляция сигнала Демодуляция сигналов происходит в блоке демодуляции.

11. Блок сравнения

В этом блоке происходит сравнение передаваемой и полученной информации.

12. Подсчет числа ошибок Подсчет числа ошибок, которые произошли во всех итерациях главного цикла, производится в блоке подсчета числа ошибок.

13. Окончание цикла

В данном блоке происходит сравнения индекса цикла с 1000000, так как такая точность позволяет доверять полученным результатам.

14. Определение вероятности ошибки на бит

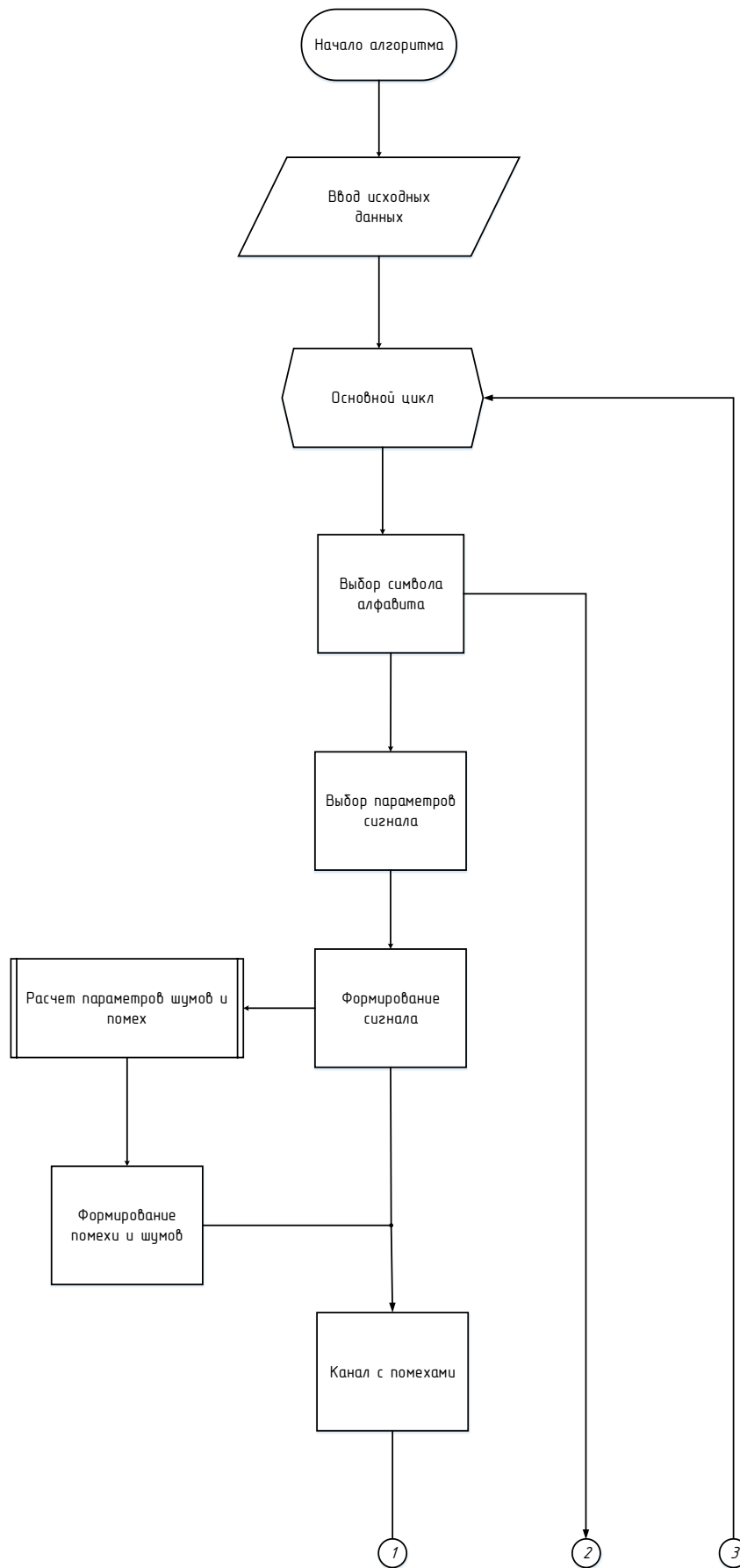


Рисунок 4.14 – Алгоритм имитационной модели повышения помехоустойчивости сигнала, начало

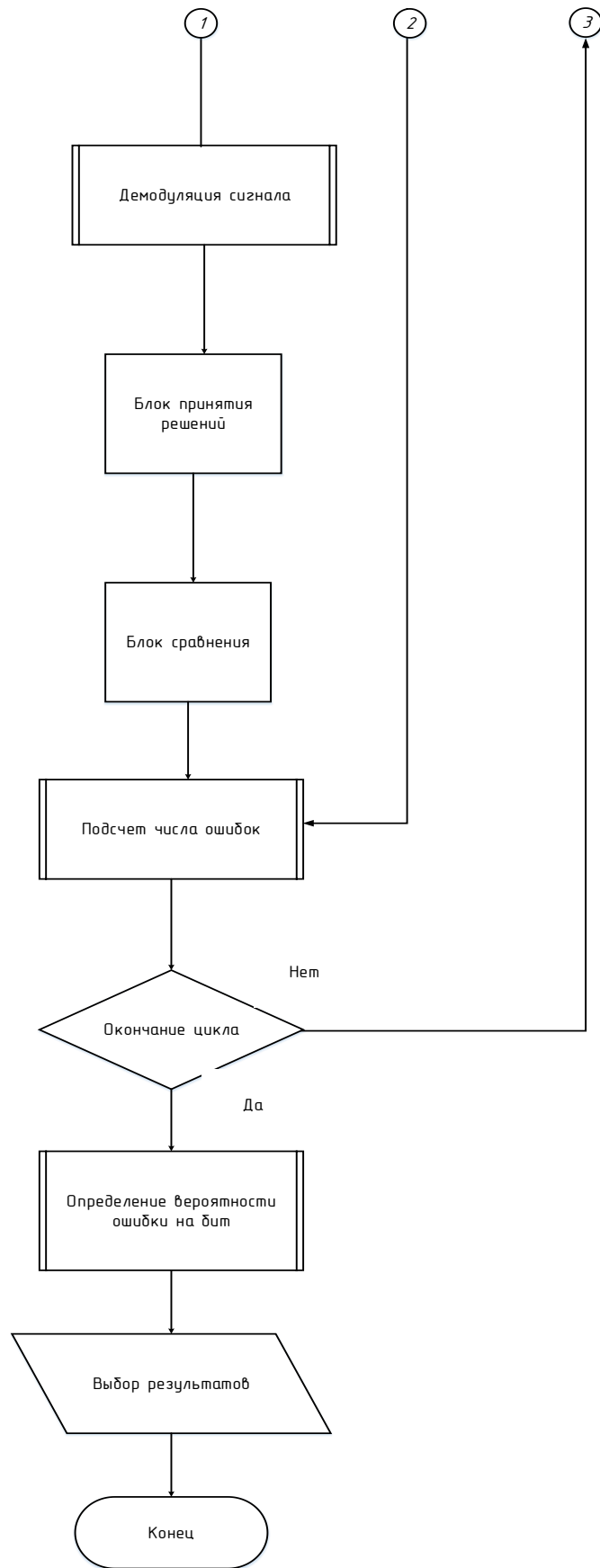


Рисунок 4.15 – Алгоритм имитационной модели повышения помехоустойчивости сигнала, окончание

В данном блоке происходит расчет вероятности ошибки на бит, на основании информации, полученной от блока подсчета числа ошибок по формуле:

$$P_{ош} = \frac{M}{N \cdot R} \quad (4.7)$$

где M – общее число ошибок;

N – число итераций цикла;

R – число бит, передаваемых одним символом алфавита.

В результате моделирования, был получен график зависимости вероятности ошибки правильного приема бита от отношения сигнал/шум (рис. 4.15). Получение данных моделировалось со скоростью передачи 1,5 Мб/с.

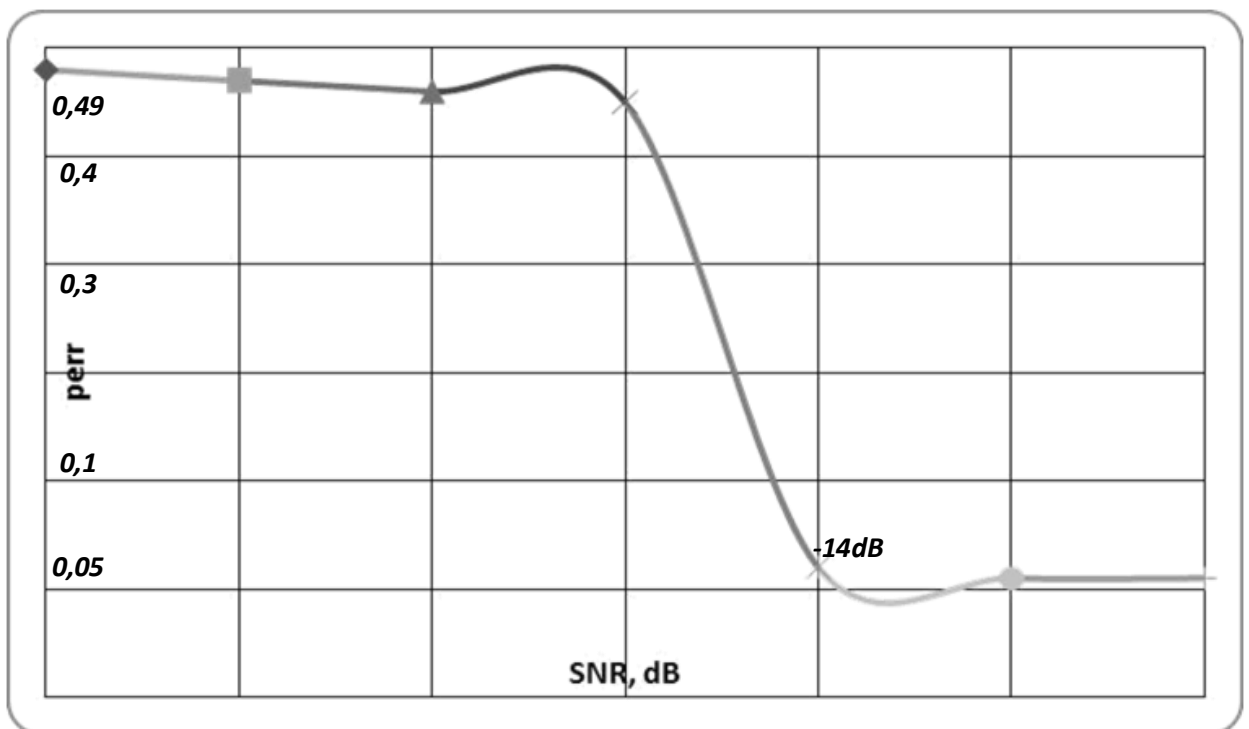


Рисунок 4.16 – График зависимости вероятности ошибки правильного приема от отношения сигнал/шум

В результате исследования была разработана система передачи данных высокой помехозащищенности.

В результате моделирования было установлено, что работоспособность системы ограничивается отношением мощности сигнала и помехи равной -14 дБ.

Как видно из рисунка 4.16 при достижении отношения С/Ш равном: -14дБ, происходит скачкообразный переход на графике вероятности ошибки.

Последующее увеличение мощности помехи определяет значение вероятности ошибки на уровне более 0,49.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате исследования была разработана система передачи данных в каналах спутниковой связи высокой помехозащищенности.

Передающее и приемное устройства реализуют метод расширения спектра, осуществляя кодирование и декодирование передаваемого сообщения М-последовательностью.

Для расширения спектра при синтезе системы передачи данных используются М-последовательности с размером 255 элементов противоположной фазы, с применением относительной фазовой манипуляции.

Так же в результате исследования был разработан алгоритм имитационной модели повышения помехоустойчивости сигнала

Разработанные научно-технические предложения обеспечивают увеличение уровня помехозащищенности в ограниченном по частоте радиоканале в условиях деструктивного воздействия адитивных, мультипликативных шумовых, заградительных и ответных помех различной интенсивности.

Полученные результаты имитационного моделирования подтвердили правомерность теоретических предложений по повышению помехозащищенности за счет совместного применения метода прямого расширения спектра и режима с ППРЧ.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Акимов А.Е. Сравнительные характеристики уплотнения широкополосных и узкополосных многоадресных систем связи / А.Е. Акимов, И.Е. Акимов // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника радиосвязи. – 1968. – № 1. – С. 79-85.
2. Акимов П.С. Сигналы и их обработка в информационных системах: учебное пособие / П.С.Акимов, А.И. Сенин, В.И. Соленов. – М.: Радио и связь, 1994. – 255 с.
3. Альперт Я.Л. Распространение радиоволн / Я.Л. Альперт, В.Л. Гинзбург, Е.Л. Фейнберг. – М.: ГИТТЛ, 1953. – 884 с.
4. Андреев А. М. Принципы формирования сигналов с перестройкой рабочей частоты в зарубежных системах связи и передачи данных / А.М. Андреев, И.Ю. Еремеев, А.И. Замарин. – СПб.: ВКА им. А. Ф. Можайского, 2010. – 241 с.
5. Белов С.П. О влиянии доплеровского сдвига частоты на помехоустойчивость спутниковых телекоммуникационных систем со сложными сигналами / С.П. Белов, С.А. Рачинский, С.А. Белов, А.С. Белов, Н.О. Ефимов // Научные ведомости Белгородского государственного университета. Серия: Экономика. Информатика. – 2017. – Т. 42. – № 9 (258). – С. 179-186.
6. Бор Г. Почти периодические функции. Пер. с нем. / Под ред. А. И. Плеснера Изд. 2-е, стереотипное. – М.: Едиториал УРСС, 2005. – 128 с.
7. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации / В.И. Борисов. – М.: Наука, 2009. – 358 с.
8. Борисов В.И. Помехозащищенность системы 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.

9. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход / В.И. Борисов, В.М. Зинчук. – М.: Радио и связь, 1999. – 252 с.
10. Быков В.В. Универсальная классификация радиоэлектронных помех / В.В. Быков // Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. – М: «Радиотехника», 2006. – 424 с.
11. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Пер. с англ.; Под ред. В. И. Тихонова. – М.: Сов. радио, 1972. – 344 с.
12. Варакин Л. Е. Бестрансформенные усилители мощности / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1984. – 128 с.
13. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
14. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов / Л.Е. Варакин. – М.: Советское радио, 1978. – 304 с.
15. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов / Л.Е. Варакин. – М. : Советское радио, 1970. – 376 с.
16. ГОСТ 26883-86. Внешние воздействующие факторы. Термины и определения. – М.: Госстандарт России, 1986. – 10 с.
17. Григорьев В.А. Сигналы зарубежных систем электросвязи: учебник / В.А. Григорьев. – СПб.: ВАС, 2007. – 368 с.
18. Дворников С.С. Предложения по увеличению размерности алфавита канального кодирования для сигналов, сформированных на основе частотно-временных матриц / С.С. Дворников // Юбилейная 70-я Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио, 21-29 апреля 2015 г. Секция 4. «Системы передачи информации», 2015. – С. 71-72.
19. Дворников С.С. Расширение алфавита сигналов на основе частотно-временных матриц для передач декаметрового диапазона / С.С. Дворников, Д.С. Рябенко // Вестник Полоцкого Государственного

университета. Серия Фундаментальные науки. Информационные технологии. – 2015. – Т. 1. – № 4. – С. 17-21

20. Дворников С.С. Синтез фазоманипулированных вейвлет-сигналов / С.С. Дворников, С.В. Дворников, С.С. Манаенко, А.А. Погорелов // Информационные технологии. – 2015. – № 2. – С. 140-143.

21. Дворников С.С. Синтез манипулированных сигналов на основе вейвлетфункций / С.С. Дворников, С.В. Дворников, А.М. Спиринов // Информационные технологии. – 2013. – № 12. – С. 52-55.

22. Дворников С.С. Явление параметрической скрытности сигналов, сформированных из фрагментов колебаний различных функциональных базисов / С.С. Дворников, С.В. Дворников // Инновационная деятельность в Вооруженных силах Российской Федерации: Труды всеармейской научно-практической конференции (17-18 сентября 2014 г). – СПб.: ВАС, 2014. – С. 104-112.

23. Дьяконов В. П. MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Обработка сигналов и проектирование фильтров / В.П. Дьяконов. – М: Солон-Пресс, 2005. – 576 с.

24. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере / К. Дэвис. – М.: Мир, 1973. – 502 с.

25. Егоров В.В. Использование почтипериодических функций для создания хаотических сигналов / В.В.Егоров, М.С. Смаль // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 8. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug13>.

26. Егоров В.В. Пути построения адаптивных систем коротковолновой радиосвязи / В.В. Егоров, А.Н. Мингалев, А.Е. Тимофеев, М.С. Смаль // Концепт. – 2014. – Современные научные исследования. Выпуск 2. – ART 54830. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://e-koncept.ru/2014/54830.htm>.

27. Зверева С. В. В мире солнечного света / С. В. Зверева. – Л., Гидрометеиздат, 1988 – 160 с.

28. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / В.П. Ипатов. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
29. Каневский А.С. Научные и практические основы создания корпоративной системы связи и передачи данных нефтяной компании «ЛУКОЙЛ» / Под ред. проф. Е.М. Сухарева. – М.: Радиотехника, 2005. – 360 с.
30. Каневский З.М. Теория скрытности. Основы теории скрытности: учебное пособие / З.М. Каневский, В.П. Литвиненко, Г.В. Макаров. – Воронеж, 2003. – 127 с.
31. Колюбакин В. Конференция в Дубне / В. Колюбакин // ТЕЛЕ-Спутник. – 1999. – № 5 (43). – С. 40.
32. Комарович В.Ф. Системы обработки информации (адаптивная обработка радиосигналов) / В.Ф. Комарович, В.В. Никитченко, А.Г. Рожков. – М.: Знание, 1989. – 61 с.
33. Коротков А.С. Устройства приема и обработки сигналов. Микроэлектронные высокочастотные устройства радиоприемников систем связи: учеб. пособие / А.С. Коротков. – СПб.: Изд-во Политехн. Ун-та, 2010. – 223 с.
34. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В.А. Котельников. – М.: Изд-во: Госэнергоиздат, 1956. – 152 с.
35. Куликов Г.В. Помехоустойчивость приемников, модулированных сигналов с непрерывной фазой при наличии нефлуктуационных помех / Г.В. Куликов // Радиотехника. – 2003. – № 7. – С. 21–25.
36. Лазарев Л.П. Оптико-электронные приборы наведения: учебник для технических вузов / Л.П. Лазарев. – М.: Машиностроение, 1989. – 512 с.
37. Мазур К.Г. Формирование частотно-временной матрицы с ограничениями на взаимное расположение частот / К.Г. Мазур, А.Н. Мингалев, М.С. Смаль // Вестник Академии военных наук. – 2009. – № 3 (28). – С. 91-92.

38. Макаренко С.И. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: монография / С.И. Макаренко, М.С. Иванов, С.А. Попов. – СПб.: Свое изд-во, 2013. – 166 с.
39. Макаров И.С. Оптимальный прием при межсимвольной интерференции / И.С. Макаров // Радиотехника. 1979. – Т. 34. – № 2. – С. 59-61.
40. Метод прямого расширения спектра [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://siblec.ru/index.php?dn=html&way=bW9kL2h0bWwvY29udGVudC84c2VtLzA3NS8yLTQtMi5odG0>.
41. Павлов В.И. Оптимальное обнаружение изменения свойств случайных последовательностей по информации измерителя и индикатора / В.И. Павлов // Автоматика и телемеханика. – 1998. – № 1. – С. 54–59.
42. Панько С.П. Несанкционированный доступ в системы спутниковых коммуникаций / С.П. Панько, В.В. Сухотин // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 2002. – № 4. – С. 15-27.
43. Положинцев Б.И. Теория вероятности и математическая статистика. Введение в математическую статистику: учебное пособие / Б.И. Положинцев. – СПб.: Изд-во Политех. ун-та, 2010. – 95 с.
44. Сердюков П.Н. Защищенные радиосистемы передачи информации / П.Н. Сердюков, А.В. Бельчиков, А.Е. Дронов. – М.: АСТ, 2006. – 403 с.
45. Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB / Н.К. Смоленцев. – М.: ДМК Пресс, 2014. – 304 с.
46. Ступницкий М.М. КВ-радиосвязь: ренессанс на цифровой основе / М.М. Ступницкий // Электросвязь. – 2014. – № 10. – С. 37-38.
47. Типовые структурные схемы систем радиосвязи с ППРЧ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://sernam.ru/book_nd.php?id=5.

48. Хадсон Р. Инфракрасные системы /Р. Хадслн. – М.: Мир, 1972. – 536 с.
49. Цикин И.А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов / И.А. Цикин. – М.: Радио и связь, 1982. – 160 с.
50. Чернолес В.П. Распространение радиоволн на трассах радиолиний и антенны: (краткий курс лекций) / В.П.Чернолес. – Л.: ВАС, 1985. – 106 с.
51. Чесноков М.Н. Современные методы приема цифровых сигналов в линиях радиосвязи / М.Н. Чесноков. – Л.: ВАС, 1988. – 192 с.
52. Air and Space Borne Radar Systems: An Introduction / P. Lacomme, J.-P. Hardahge, J.-C. Marchais, E. Normant. – William Andrew Publishing, LLC, 2001. – 505 p.
53. Electro optical Industries [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.electro-optical.com/home.htm>.
54. Richard G. Wiley. ELINT/ The interception and analysis of radar signals. – Boston / London: ARTECH HOUSE radar library, 2006. – 452 p.

Выпускная квалификационная работа выполнена мной совершенно самостоятельно. Все использованные в работе материалы и концепции из опубликованной научной литературы и других источников имеют ссылки на них.

«__» _____ г.

(подпись)

(Ф.И.О.)