Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего профессионального образования
«Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

На правах рукописи

Альшрайдех Абдаллах Мохаммад

РАЗРАБОТКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО РАДИОКАНАЛАМ

Специальность: 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
д.т.н., профессор А.Г. Самойлов

Владимир – 2015 г.

СОДЕРЖАНИЕ

		Стр.
Список сокращений	……	5
Введение	……	6
Глава 1	**АНАЛИЗ СРЕДСТВ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ**	12
1.1.	Краткий обзор состояния систем цифровой радиосвязи ……	12
1.2.	Основные причины снижения достоверности передачи цифровой информации ……..	17
1.3.	Пути увеличения качества передачи цифровой информации ……	24
1.4.	Постановка задачи исследования ……	28
	Выводы к главе 1 ……	30
Глава 2	**РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ТЕСТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ** ……..	31
2.1.	Анализ методов помехоустойчивого кодирования цифровой информации ……	31
2.2.	Помехоустойчивое кодирование кодом Рида-	

	Соломона ……	34
2.3.	Методы определения качества передачи цифровой информации ……	37
2.3.1.	Основной критерий качества передачи цифровой информации …….	37
2.3.2.	Вероятность ошибки при когерентном приеме …….	40
2.3.3.	Вероятность ошибки при некогерентном приеме ….	41
2.4.	Разработка методики верификации помехоустойчивых кодов …….	43
2.5.	Разработка алгоритма ускоренного тестирования помехоустойчивых кодов …….	46
	Выводы к главе 2 ……	53
Глава 3	**РЕАЛИЗАЦИОННЫЕ ОСНОВЫ КОМПЛЕКСА ВЕРИФИКАЦИИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ КОДОВ** ……	54
3.1.	Разработка структуры измерительного комплекса …	54
3.2.	Разработка источника цифрового информационного сигнала, имитирующего передаваемый по СПЦИ цифровой поток ……..	58
3.3.	Моделирование источников помеховых сигналов ….	64
3.4.	Разработка универсального имитатора канала	

	передачи информации ……	68
3.4.1.	Имитация медленных замираний …….	71
3.4.2.	Имитатор быстрых замираний …….	78
3.4.3.	Имитация селективно-частотных замираний …….	92
3.4.4.	Разработка методики оценки адекватности имитатора радиоканала реальным каналам связи …….	96
3.5.	Разработка алгоритма оценки качества передачи информации и реализующего его устройства …….	104
	Выводы к главе 3 ……	108
Заключение	……	109
Список литературы	…….	111
Приложения	Акты внедрения результатов работы …….	

Список сокращений

CDMA (Code Division Multiple Access) – доступ с кодовым разделением абонентов,

DCS (Digital Cellular System) – модификация стандарта сотовой связи GSM,

ЦРВ – цифровое радиовещание,

DVB (Digital Vidio Broadcasting) – цифровое телевидение,

DRM (Digital Radio Mondiale) – всемирное цифровое радио,

ITU - Международный союз по электросвязи,

АЦП – аналого-цифровой преобразователь,

ПРМ – приемное устройство,

ПДУ - предельно допустимые уровни (облучения),

СПЦИ – система передачи цифровой информации,

BER (Bit Error Rate) – скорость возникновения битовой ошибки, весьма близкая по величине к измеряемой вероятности ошибки,

РУ – регулируемый усилитель,

ГСХ – генератор суточного хода,

ГТИ – генератор тактовых импульсов,

КВПК – комплекс верификации помехоустойчивых кодов,

ДН – делитель напряжения,

ГШ – генератор шума,

СМ – смеситель,

ППШИ – полупроводниковый источник шума,

УС – устройство согласования,

Введение

Актуальность работы. В последние годы наблюдается бурное развитие систем цифровой связи. Ее достоинство в возможности восстановления на приемной стороне искаженного при передаче сигнала определило постепенную замену аналоговых систем на цифровые. Однако проблема повышения помехозащищенности осталась также как и для аналоговых систем не решенной, так как шумы, помехи и замирания сигнала, влияющие на качество передачи информации, приводят к появлению на приемной стороне ошибок.

Развитие цифровых систем передачи информации является одной из главных составляющих мирового прогресса в сфере телекоммуникаций. В настоящее время цифровые системы передачи информации вошли в повседневную жизнь миллионов людей. Трудно представить себе нашу действительность без сотовой связи, спутниковых систем, интернета, цифрового телевидения и т.д.

Это стало возможным вследствие научных, технических и технологических достижений нескольких последних десятилетий. Но бурный рост инфокоммуникационного пространства породил новые проблемы. Теснота эфира, все более сложная помеховая обстановка и непрерывно растущие скорости передачи информации по каналам связи вошли в противоречие с качеством передачи информации. Над разрешением этого противоречия работают и отдельные ученые и целые научные коллективы, много достигнуто, но с развитием телекоммуникаций разрастается и проблема.

Загруженость радиочастотного спектра и ограничения на мощность излучения радиопередающих устройств в населенных пунктах, а также стремление разработчиков уменьшить массу и габариты антенных

устройств, выдвинули помехоустойчивое кодирование на передовые позиции по обеспечению высокого качества информационного обмена.

Увеличение мощности передатчика, повышение чувствительности приемника, рост усиления антенн частично решают проблему, но ценой значительного удорожания систем связи. Более действенным средством оказалось применение помехоустойчивого кодирования, позволяющего за счет внесения избыточности при передаче информации находить и исправлять поврежденные символы. Помехоустойчивое кодирование цифровой информации дало такие значительные положительные результаты, что его стали применять не только при передаче цифровой информации, а и при ее хранении, несмотря на увеличение хранимого объема за счет избыточности.

Разработки в направлении развития помехоустойчивого кодирования вели и ведут такие ученые как A.J. Viterbi, E.R. Berlekamp, Ю.Б. Зубарев, В.В. Золотарев, Г.В. Овечкин, Р. Блейхут, Д.Ж. Прокис, С. Лиин, Д.Ж. Кастелло, Хемминг Р.У., Финк Л.М., Боуз Р.Ч., Рей-Чоудхури Д.К., Хоквингем А.М., Рид И.С., Соломон Г.М., Э.М. Габидулин, Голей М.Д. и многие, многие другие.

Однако сложность и многообразие каналов передачи информации, различие методов передачи информационных потоков и ряд других причин не позволили найти универсальный вид помехоустойчивого кодирования и проблема выбора наилучшего вида кодирования для конкретного канала передачи информации пока не решена.

Разработчики средств передачи информации вынуждены выбирать методы помехоустойчивого кодирования для разрабатываемых систем, исходя из опыта эксплуатации подобных устройств в уже существующих системах. Поэтому экспериментальный подбор видов модуляции, обработки сигналов и методов помехоустойчивого кодирования, обеспечивающий

наиболее высокое качество передачи информации в конкретном канале связи представляется в настоящее время актуальной задачей.

Для реализации такого подхода необходим комплекс, позволяющий экспериментально, путем моделирования сигналов и имитации условий передачи сообщений, определять наиболее выгодные для конкретного канала передачи информации методы формирования и обработки сигнала, обеспечивающие заданное качество информационного обмена. Из-за различий в информационном обмене по кабельным и беспроводным каналам ограничим диссертационное исследование только радиоканалами.

Диссертационное исследование направлено на разработку измерительного комплекса для верификации устройств помехоустойчивого кодирования и выбора наиболее успешного метода обработки сигналов для конкретного радиоканала передачи цифровой информации, который возможно имитировать.

Объектом исследований являются функциональные устройства, моделирующие прохождение цифровых сигналов через каналы радиосвязи.

Предметом исследований является алгоритмы и методики оценки качества передачи цифровой информации по каналам радиосвязи.

Целью исследования является разработка измерительного комплекса для оценки возможностей устройств помехоустойчивого кодирования и выбора успешного метода обработки сигналов для радиоканала передачи цифровой информации, который возможно имитировать.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- провести анализ возникновения ошибок при передаче информации и методов борьбы с ними,

- разработать алгоритм оценки качества передачи цифровой информации и структуру реализующего его универсального измерительного комплекса,

- предложить пути построения имитаторов радиоканала, позволяющих физически моделировать воздействие шума, замираний сигнала и помех на исследуемые информационные потоки,

- выбрать программно-аппаратное обеспечение для осуществления различных методов кодирования, модуляции, демодуляции и декодирования исследуемых цифровых сигналов.

- разработать методику оценки качества передачи цифровой информации в с помощью предложенного комплекса

Методы исследования. Решение перечисленных выше задач выполнено с использованием известных положений теории помехоустойчивого кодирования сигналов, теории вероятности и математической статистики, методов моделирования процессов и систем, теории дифференциального и интегрального исчисления.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

- Предложены пути экспериментальной оценки качества передачи цифровой информации в лабораторных условиях.

- Разработана методика экспериментального тестирования помехоустойчивых кодов.

- Разработана методика ускоренного тестирования помехоустойчивых кодов.

- Разработан алгоритм оценки качества передачи цифровой информации по радиоканалам и реализующий его комплекс.

Практическая значимость работы заключается в следующем:

- Разработанный комплекс дает возможность проектировать системы связи, в лабораторных условиях экспериментальным путем обеспечивая их наилучшее соответствие определенным радиоканалам.

- Применение разработанного комплекса позволяет до создания системы связи оценить качество передачи цифровой информации по радиоканалам линий связи.

- Разработанный лабораторный комплекс оценки качества передачи цифровой информации сокращает расходы на проектирование систем связи.

Достоверность и обоснованность результатов обусловлена корректным применением апробированного математического аппарата, известных методов теории помехоустойчивого кодирования сигналов, теории вероятности и математической статистики, а также подтверждением теоретических результатов модельными экспериментами.

Апробация работы. Основные результаты исследования докладывались и обсуждались на 6 научно-технических конференциях

- Владимир-Суздаль, Международная НТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации», ВлГУ, 2011 г. и 2013 г.

- Санкт-Петербург, «Всероссийская научная конференция студентов-радиофизиков», ЛГУ. - 2012

- Санкт-Петербург 69-я Научно-техническая конференция посвященная Дню радио, ЛЭТИ. – 2014.

- Суздаль, Международная НТК «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии», ВлГУ. – 2014.

- Муром, НТК «Прикладные вопросы формирования и обработки сигналов в радиолокации ,связи и акустике», МИ ВлГУ. – 2013.

Публикации. Полученные при диссертационном исследовании результаты работы опубликованы в10 научных публикациях, в том числе в 4-х статьях, включенных ВАК в перечень рецензируемых журналов для диссертационных работ.

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы нашли практическое применение в учебном процессе и в проводимой исследовательской работе в ФГБОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», что подтверждено соответствующими актами.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения и списка литературы. Объем работы 122 страницы, список литературы включает 107 наименований.

Личный вклад. Результаты исследования получены автором в процессе обучения в аспирантуре. Изложенные в работе методики и предложенные алгоритмы разработаны лично автором. Отмечу, что публикации и изложение работы на русском языке мне поправили. В публикациях по теме исследования автору принадлежат аналитические решения, расчеты, предложения по построению структур и участие в экспериментах.

Основные положения, выносимые на защиту

- Комплекс верификации помехоустойчивых кодов и реализующие его устройства.

- Алгоритм оценки качества передачи цифровой информации.

- Методика оценки адекватности имитатора радиоканала реальным каналам связи.

- Методика лабораторного тестирования помехоустойчивых кодов.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СРЕДСТВ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

1.1. Краткий обзор состояния систем цифровой радиосвязи

В конце прошлого века во всем мире наблюдался скачок в развитии цифровой связи. Сотовая и радиорелейная связь, передача данных по компьютерным сетям, цифровое радиовещание и телевидение, представленные в различных и многообразных форматах, охватили все страны мира. Высокое качество цифровой передачи информации, сравнительно низкие затраты на ее организацию и, поэтому, доступность для широких слоев населения всех стран, обеспечило этот успех. Достаточно сказать, что уже к концу 2007 года стало более 3 миллиардов абонентов сотовой связи [1], что обеспечило половину народонаселения мира индивидуальной телефонной связью. Число пользователей мобильной связи непрерывно увеличивается, поэтому необходимо совершенствовать системы цифровой связи, повышая их качество и снижая требования к ресурсам, обеспечивающим качественную передачу информации.

Современные системы цифровой радиосвязи используют все освоенные диапазоны частот, разные виды модуляции и способы обработки сигналов. Сейчас для различных целей широко практически используются и узкополосные по частоте системы и широкополосные системы цифровой передачи информации, в том числе использующие методы расширения спектра [2-5]. Во всем мире наиболее активно используют системы цифровой сотовой связи таких видов как:

- GSM (Global System for Mobil Communication) - с узкополосными сигналами, гауссовской модуляцией с минимальным сдвигом и частотно-временным разделением сигналов абонентов (в России на частотах от базовых станций до абонентов в диапазоне 935-960 МГц, и от абонента до базовых станций в диапазоне 890-915 МГц);

- CDMA (Code Division Multiple Access) - с широкополосными сигналами, являющимся практическим приложением к методам расширения спектра путем прямой последовательности (direct sequence – DS) и скачкообразной псевдослучайной перестройки частоты (frequency hopping - FH).

В России и в Европе широко применяется и модификация стандарта GSM – это стандарт DCS (Digital Cellular System), обеспечивающий связь на частотах 1805-1880 МГц от базовых станций и на частотах 1690-1785 МГц от абонента до базовых станций.

Все более широкое применение находят системы цифрового телевещания и цифрового радиовещания. Возможность в полосе частот, занимаемых аналоговой системой, передавать несколько цифровых программ с высоким качеством передачи информации во всем мире постепенно вытесняет аналоговые системы вещания.

Цифровое радиовещание (ЦРВ) получило известность в Европе в 1995 г., когда было начато опытное вещание *в* диапазоне ОВЧ в Великобритании в стандарте T-DAB (*Terrestrial Digital Audio Broadcasting*). Это новый вид услуги эфирного радиовещания, гарантирующей прием в движущемся автомобиле “пакета” из 6 стереопрограмм с качеством, близким к качеству CD-проигрывателя, плюс значительный объем дополнительной информации.

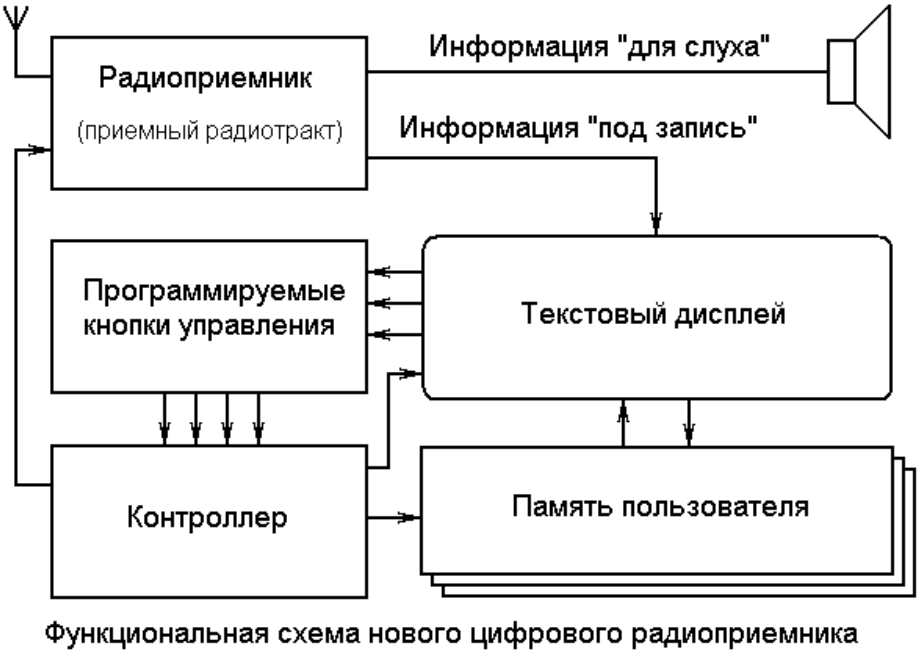
Следует отметить, что концепция T-DAB характеризуется рядом недостатков, среди которых фиксированный состав звуковых программ в излучаемом ”пакете” и относительно низкая эффективность использования частотного ресурса. Кроме того, качество вещания в стандарте DAB относительно ОВЧ ЧМ радиовещания улучшается сравнительно не намного.

Цифровое радио DAB и телевидение стандарта DVB (*Digital Vidio Broadcasting*) постепенно завоевывающие рынок, предлагают слушателю и зрителю более высокое качество звука и изображения в сочетании с

совершенно новыми возможностями. Пока цифровое вещание доступно в основном на местном, региональном уровне (DAB) и реже через спутник.

Для вещания на частотах ниже 30 МГц (на длинных, средних и коротких волнах) весомой альтернативой аналоговому радио является DRM — *Digital Radio Mondiale* (Всемирное цифровое радио). В его основе лежит цифровая система, позволяющая транслировать моносигнал на частотах ниже 30 МГц и обеспечивающая прием в FM качестве.

Новый всемирный стандарт цифрового радиовещания DRM был одобрен в ноябре 2000 года Международным союзом по электросвязи в Женеве (ITU), а в апреле 2001 года его рекомендовали в качестве системы, которая должна прийти на смену аналоговому радио на частотах до 30 МГц. Первые испытания DRM в России прошли в декабре 2000 года в Иркутске, тогда состоялась успешная передача цифрового сигнала в Токио.



Функциональная схема нового цифрового радиоприемника

Рисунок 1. Пример построения цифрового радиоприемного устройства.

Помимо качества трансляции, сравнимого с FM, DRM дает возможность сочетать передачу звука с текстом: слушая музыку, владелец цифрового радиоприемника может одновременно видеть на дисплее имя исполнителя и название произведения. Кроме того, текст может содержать информацию, не связанную с радиопередачей: например это может быть прогноз погоды, биржевые новости или экстренные сообщения.

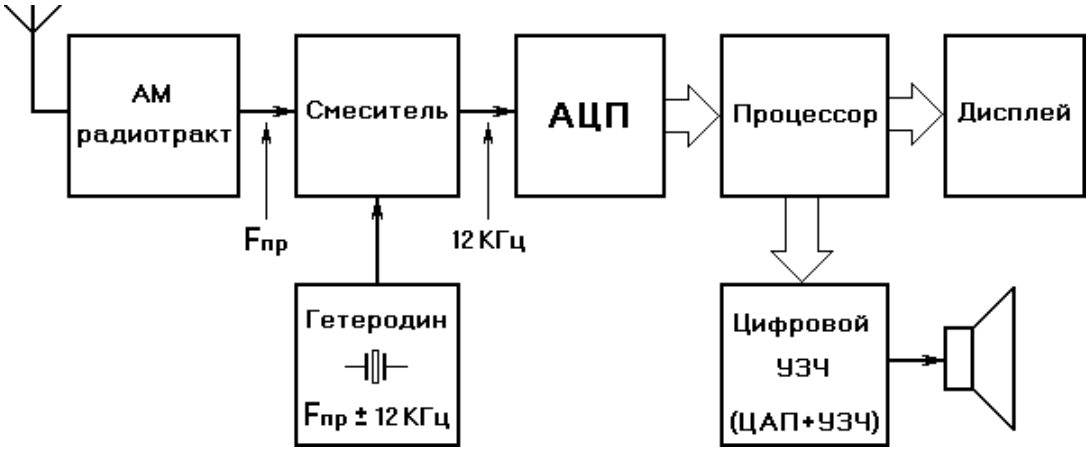


Рисунок 2. Структурная схема цифрового приемника

Цифровые телекоммуникационные системы непрерывно совершенствуются и будущие беспроводные системы, развивающиеся для передачи речевой и мультимедийной информации, должны поддерживать значительно более высокую скорость передачи данных, чем настоящие системы. Уже сейчас коммуникационные системы третьего поколения (3G) и четвертого поколений поддерживают широкий диапазон информационных услуг. В эти услуги включаются передача речи, данных, видео и мультимедийной информации.

Появившиеся совсем недавно системы четвертого поколения (4G) работают со скоростью передачи до 100 Мб/с и выше. Это позволяет организовывать не только качественную и многоканальную передачу

телекоммуникационной информации, но и налаживать сбор данных о расходах тепла, газа, воды, электроэнергии в жилых и в производственных помещениях и выполнять передачу таких данных диспетчерским службам.

Значительное повышение скорости передачи цифровой информации по линиям связи требует разработки новых путей повышения качества передачи информационных потоков по каналам передачи информации, что в свою очередь нуждается в создании программно-аппаратных средств для решения такой проблемы.

Качество передачи цифровой информации в значительной степени зависит от свойств и особенностей каналов передачи информации. Поэтому высокое качество передачи информации наиболее сложно обеспечивать в радиосистемах беспроводного доступа. Исходя из этого ограничим нашу работу исследованиями для радиоканалов передачи цифровой информации.

1.2. Основные причины снижения достоверности передачи цифровой информации

Как отмечено выше полезный информационный сигнал искажается из-за влияния шумов, помех, недостатка у системы связи энергетического потенциала, изменения свойств канала, многолучевости при распространении сигнала и по целому ряду других причин, влияющих на передаваемый сигнал и на оборудование системы передачи информации.

Одной из основных причин снижения достоверности приема цифровой информации является уменьшение отношения сигнал/шум+помехи на входе приемного устройства. Другая причина - это искажения сигнала, из-за замираний сигнала в канале связи и межсимвольной интерференции.

Эти причины снижения достоверности приема цифровой информации приводят к двум различным типам ошибок:

- стирание сигнала (пропадание посылок на выходе детектора ПРМ),

- ошибочный прием посылок (прием вместо единичной посылки нулевой и наоборот).

В свою очередь ошибочный прием посылок разделяют на единичные (независимые) и пакетные ошибки. При пакетных ошибках искажены несколько подряд идущих в цифровом потоке посылок.

Различные каналы связи обладают своими особенностями, но наиболее сложными являются многолучевые радиоканалы связи и каналы связи с мобильными системами. В таких каналах связи, кроме ослабления сигналов при распространении, из-за флуктуаций параметров атмосферы, многолучевости, смены климатических и погодных условий и ряда других причин возникают искажения передаточной функции канала, называемые замираниями.

Процесс замираний многофакторный и принципиально нестационарный. Однако экспериментальные исследования показывают [1], что для диапазонов КВ, УКВ и СВЧ в радиоканалах можно выделить два интервала локальной стационарности передаточной функции T`л.с < 5 минут и T``л.с. < 3 часов. Эти интервалы стали называть интервалами быстрых и медленных замираний передаточной функции радиоканала и с определенным допущением считать процессы замираний на таких временных интервалах стационарными.

Передаточная функция канала связи является случайно изменяющейся величиной $H(f,t,R,D,\{\Phi\})$ и зависит от частоты (f), времени наблюдения (t), протяженности интервала связи (R), объема переизлучения сигнала (D), задержки сигнала во времени и сложного функционала {Ф}, суммарно учитывающего климат, погоду, подстилающую поверхность на линии связи и другие параметры канала связи. Математическое описание передаточной функции и определение одномерных плотностей распределения вероятностей и корреляционных функций быстрых замираний, стационарных на интервале T`л.с < 5 минут и медленных замираний, стационарных на интервале T``л.с. < 3 часов, приводится в ряде работ [ ].

Флуктуации огибающей принимаемого сигнала, вызываемые медленными замираниями, все исследователи описывают [1] логарифмически-нормальным законом распределения вероятностей

$$w(x) = \frac{1}{\sigma_m x\sqrt{2}} \exp\left(- \frac{(\ln x - m_m)^2}{2\sigma_m^2} \right), \qquad (1)$$

где m_m и σ_m - параметры распределения.

Быстрые замирания сигнала чаще всего описывают релеевским законом распределения вероятностей. Однако многочисленные эксперименты на различных линиях коротковолновой и тропосферной связи показывают, что описание быстрых замираний сигнала законом Релея является упрощенным и более 30% времени сеансов связи наблюдаются [6, 7] замирания не соответствующие такому описанию.

Более точное многомерное описание быстрых замираний предложил японский ученый Накагами [8], но многомерное описание оказалось слишком сложным для аналитических исследований. Российский ученый Кловский Д.Д. разработал [6] более простое описание быстрых замираний, получившее название четырехпараметрического закона замираний. Этот закон оказался достаточно удобным для моделирования каналов связи различного типа [7] и показал соответствие реальным изменениям передаточной функции. При различных сочетаниях параметров четырехпараметрического распределения наблюдаются различные варианты распределений, как показано на рисунке 3.

Функция распределения четырехпараметрического закона быстрых замираний имеет вид

$$w(H) = 2HN_x N_y \exp\left(\frac{-H^2}{2\sigma_x^2}\right)\sum_{i=o}^{\infty}\sum_{j=0}^{\infty}\left[\frac{K_x^i K_y^j H^{2(i+j)}}{i!\,j!(i+j)!}\right].$$

$$\cdot {}_1F_1[(i+0{,}5);(i+j+1);\left(\frac{1}{2\sigma_x^2}-\frac{1}{2\sigma_y^2}\right)H^2]; \qquad (2)$$

$$N_x = \frac{1}{\sigma_x\sqrt{2}}\exp\left(\frac{-m_x^2}{2\sigma_x^2}\right);\quad N_y = \frac{1}{\sigma_y\sqrt{2}}\exp\left(\frac{-m_y^2}{2\sigma_y^2}\right);\quad K_x = \frac{m_x^2}{4\sigma_x^4};\quad K_y = \frac{m_y^2}{4\sigma_y^4}, \qquad (3)$$

где σ_x, σ_y, m_x, m_y - параметры четырехпараметрического закона распределения вероятностей; ${}_1F_1[Z]$ - гипергеометрическая функция; H - модуль передаточной функции канала.

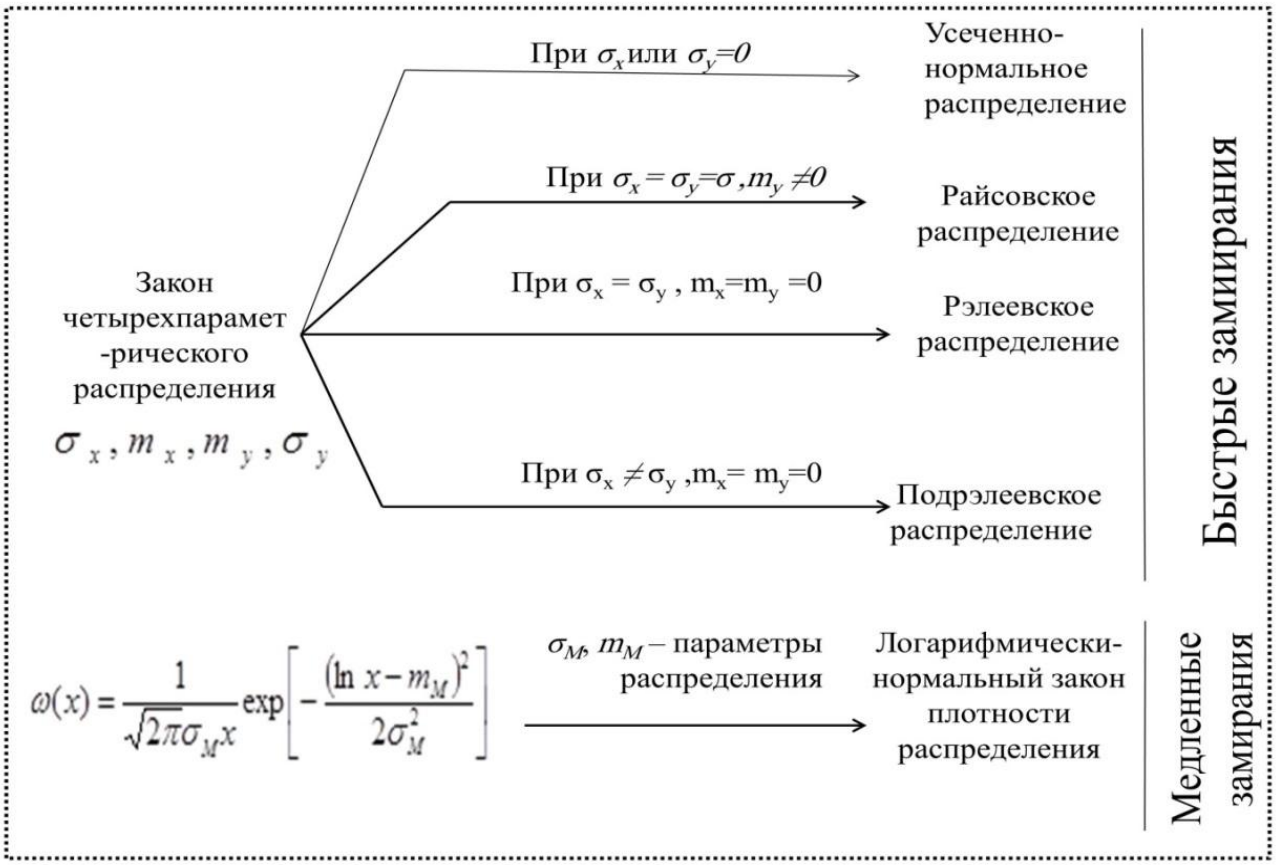


Рисунок 3. Законы распределения замираний сигнала в канале связи

На различных трассах тропосферной связи (Москва-Талдом, Игарка-Норильск, Уральск-Актюбинск, Нижний Новгород-Владимир-Муром, Болград-Варна и др.) учеными ВлГУ были проведены эксперименты и получены записи изменения огибающей и фазы принимаемого сигнала. Анализ экспериментальных данных позволил определить вероятностные характеристики процессов замираний сигналов, которые не отвергались критериями согласия от полученных в различных работах теоретических описаний процессов замирания [9].

При обработке более 100 реализаций суточных записей огибающей принимаемых сигналов гипотезы на соответствие экспериментальных результатов для быстрых замираний четырехпараметрическому и для медленных замираний логарифмически-нормальному законам не были отклонены. Проверка по критериям согласия χ^2 и Колмогорова подтвердила правомочность описания замираний в радиоканалах выражениями (1) и (2).

Присутствие в радиоканалах помеховых сигналов обусловлено как непрерывно усложняющейся электромагнитной обстановкой из-за неуклонного роста количества промышленных ВЧ электрических установок и радиосредств различного назначения, так и тем фактом, что приёмные устройства комплексов телеметрии обычно территориально располагаются рядом с исполнительными устройствами, имеющими мощный электропривод, который на малых расстояниях является источником интенсивных помех.

На рис. 4 приведена разработанная классификация влияющих на качество передачи информации искажений и помех, приводящих к одиночным и пакетным ошибкам при приеме информации.

В результате замираний сигнала, помех в канале связи, тепловых и переходных шумов на выходе ПРМ возникают как одиночные, так и групповые ошибки. И если соотношение сигнал/шум на входе ПРМ возможно увеличить, повышая энергопотенциал системы связи, то для противодействия негативному влиянию помеховых сигналов этого часто недостаточно и без применения избыточных корректирующих кодов в таких случаях не обойтись.

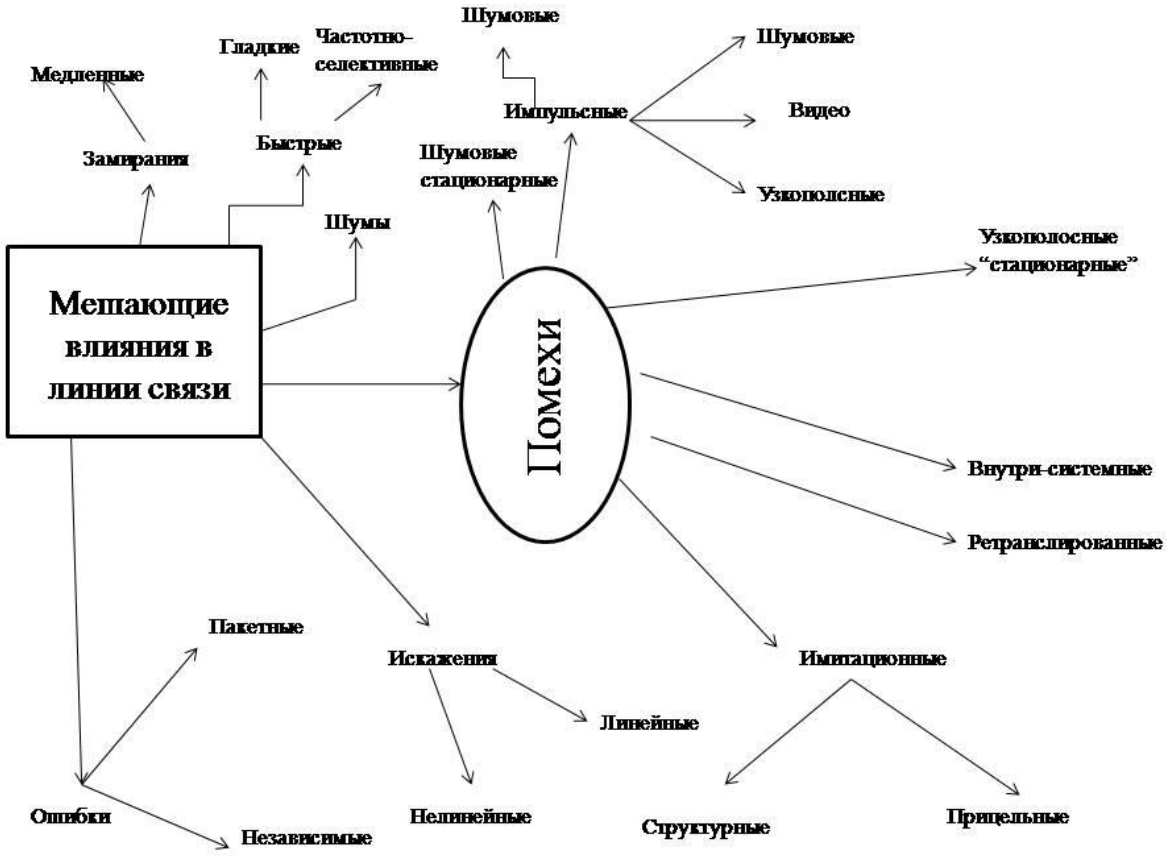


Рисунок 4. Классификация причин, вызывающих одиночные и групповые ошибки в цифровых телекоммуникационных каналах

Отметим, что применение избыточных корректирующих кодов технически и экономически более выгодно [10-12] для цифровых систем

связи по сравнению с такими методами как увеличение мощности передатчиков, увеличение направленности антенн или повышение чувствительности приемных устройств.

Большинство алгоритмов исправления ошибок требует внесения избыточности в цифровой информационный поток, и платой за повышение достоверности передачи информации становится увеличение полосы пропускания, то есть снижение пропускной способности канала. Применение же методов решетчатого кодирования, не требующих расширения полосы частот, связано со значительным усложнением корректирующих алгоритмов и самой кодирующей аппаратуры [10,13].

1.3. Пути увеличения качества передачи цифровой информации

При передаче информации по каналам связи полезный сигнал искажается из-за влияния шумов, помех, недостатка у системы связи энергетического потенциала, изменения свойств канала, многолучевости при распространении сигнала и по целому ряду других причин, влияющих на передаваемый сигнал и на оборудование системы передачи информации. Основной проблемой для разработчиков телекоммуникационных систем является обеспечение высокого качества передачи информационных потоков с минимально допустимыми искажениями при малых затратах энергии, низкой стоимости оборудования и при использовании в его производстве простых конструкторских и технологических решений.

Критерии качества при передаче информации для аналоговых и цифровых телекоммуникационных систем различны [10]. Для аналоговых систем общепризнанным критерием качества принимаемой информации является отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности шума и помеховых сигналов. Для цифровых систем основным критерием качества приема информации является вероятность битовой ошибки. Эти критерии близки друг другу, так как оба зависят от энергии полезного сигнала и от совокупной мощности мешающих сигналов.

Поэтому обеспечение высокого качества передачи информационных потоков с минимально допустимыми искажениями напрямую связано с увеличением энергопотенциала систем радиосвязи. Рост энергопотенциала систем радиосвязи позволяет обеспечить и значительное увеличение дальности связи. При этом, например, при сотовой связи сокращается общее количество базовых станций, а для радиорелейных систем сокращается количество промежуточных станций и, соответственно, резко снижаются экономические затраты на расширение сетей связи [1].

Основные направления повышения энергопотенциала систем радиосвязи можно определить следующим образом:

- увеличение мощности радиопередающих устройств,

- рост усиления используемых антенн,

- повышение чувствительности радиоприемных устройств,

- применение методов защиты сигналов от замираний при распространении,

- защита информационных потоков от помеховых сигналов.

Кратко опишем возможности этих направлений.

Увеличение мощности радиопередающих устройств, кроме существенных расходов на электроэнергию, ведет к росту негативного влияния электромагнитного излучения на биологические объекты, в том числе на человека. В различных странах принятые стандарты на уровни безопасного для человека электромагнитного излучения сильно отличаются. В России они определяются установленными нормами и рассчитываются по методикам, изложенным в [14-16]. Это, например, приводит к ограничениям выходной мощности передатчиков сотовой связи, расположенных в городской черте до 20 Вт.

Согласно нормам [14], принятым в Российской Федерации, интенсивность воздействия электромагнитного излучения на человека независимо от режима и времени облучения не должна превышать предельно допустимые уровни (ПДУ). Для диапазона частот ниже 300 МГц определяются напряженности электрического и магнитного полей, а для диапазона частот выше 300 МГц регламентируется плотность потока энергии (ППЭ) на единицу площади.

ПДУ в диапазоне частот 30…300 МГц в соответствии с нормами [14] составляет $E_{\text{ПДУ}} = 3\text{В/м}$ для жилых и административных зданий при

круглосуточном непрерывном облучении. В диапазоне частот от 300 МГц до 300 ГГц плотность потока энергии от излучающих электромагнитное поле систем, согласно нормам [14], не должна превышать величины $ППЭ_{ПДУ} = 10\,мкВт/см^2$. Эти жесткие требования ограничивают возможности значительного увеличения энергопотенциала систем передачи информации в населенных пунктах путем увеличения мощности радиопередающих устройств.

Увеличение усиления используемых для передачи информации антенн тоже имеет ограничения, так как обеспечивается в основном за счет увеличения размеров апертур раскрыва антенн, а с ростом массы и габаритов антенн растут затраты на их изготовление и установку, а также появляются дополнительные проблемы противодействия парусности антенн. Для мобильных систем передачи информации этот путь увеличения энергопотенциала совсем не приемлем.

Увеличение чувствительности радиоприемных устройств (РПУ) как направление увеличения энергопотенциала систем связи практически уже исчерпало свои возможности, так как рост чувствительности РПУ ограничен уровнем шума в каналах передачи информации и технологии построения малошумящих усилителей достигли этих пределов.

Защита передаваемых сигналов от замираний и помех путем применения различных форм разнесенного приема [9, 17-21] используется достаточно активно, но в основном на магистральных и на радиорелейных линиях передачи информации, поскольку такой метод защиты от замираний является затратным, так как требует дополнительных комплектов антенного и приемного оборудования.

Ограничения на мощность излучения радиопередающих устройств в населенных пунктах, стремление разработчиков уменьшить массу и

габариты антенных устройств, а также непрерывно растущая загруженность радиочастотного спектра выдвинули на передовые позиции по обеспечению высокого качества информационного обмена методы помехоустойчивого кодирования передаваемой цифровой информации.

Применение помехоустойчивого кодирования передаваемой информации в настоящее время является наиболее результативным путем повышения достоверности передачи цифровой информации по каналам связи и разработчики телекоммуникационного оборудования сейчас активно применяют помехоустойчивое кодирование информационных потоков, позволяющее исправлять ошибки, возникающие в каналах связи.

Вопросам исследования этого направления и развитию методов помехоустойчивого кодирования всегда уделялось большое внимание в работах ученых всего мира, таких как Ю.Б. Зубарев, В.В. Золотарев, Э.М. Габидулин, Г.В. Овечкин, Р. Блейхут, Б. Скляр, Д.Ж. Прокис, I.S. Reed, G. Solomon, A.J. Viterbi, E.R. Berlekamp, R.E. Blahut, S. Lin, D.J. Castello и многих других.

1.4. Постановка задачи исследования

Как отмечено выше наиболее эффективный способ повышения качества передачи цифровой информации заключается в применении помехоустойчивого кодирования передаваемой информации с последующим декодированием в приемном устройстве. С этой целью в передаваемый цифровой поток вводят дополнительные сигналы (избыточность) с помощью которых на приемной стороне определяют наличие ошибок в принятом цифровом сигнале и часть ошибок (или даже все) исправляют.

Чем больше избыточность, тем успешнее система передачи информации исправляет ошибки. Однако внедрение избыточных символов в передаваемый цифровой поток требует во-первых дополнительных энергетических затрат на их передачу, во-вторых задерживает передачу сообщений, в-третьих при некоторых условиях увеличивает (размножает) количество ошибочно принятых символов.

В связи с противоречивыми свойствами помехоустойчивого кодирования цифровой информации возникает проблема нахождения компромисса, позволяющего максимально успешно находить и исправлять ошибки при передаче информации при минимальных потерях энергии и незначительных задержках в передаче сообщений.

К настоящему времени известно и успешно применяется много видов различных помехоустойчивых кодов [10-12], однако универсального помехоустойчивого кода пока не существует, поскольку помехоисправляющие свойства кодов зависят от многих и зачастую случайных причин. К этим причинам можно отнести:

- изменение свойств и параметров канала передачи информации,

- тип ошибок при приеме цифровых сигналов (ошибка или стирание сигнала),

- группировку ошибок в принимаемом информационном потоке,

- мажоритарное или «мягкое» декодирование и ряд других причин.

Поэтому диссертационное исследования направлено на разработку комплекса, позволяющего для различных конкретных радиоканалов передачи цифровой информации находить помехоустойчивый код (или сочетание нескольких кодов) наиболее успешно исправляющий ошибки, присущие этому радиоканалу, при минимальных потерях энергии и допустимых задержках в передаче сообщений.

Целью диссертационного исследования является разработка измерительного комплекса для оценки возможностей устройств помехоустойчивого кодирования и выбора успешного метода обработки сигналов для любого конкретного радиоканала передачи цифровой информации, который возможно имитировать.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- провести анализ возникновения ошибок при передаче информации и методов борьбы с ними,

- разработать методы построения имитаторов радиоканала, позволяющих физически моделировать воздействие шума, замираний сигнала и помех на исследуемые информационные потоки,

- выбрать программно-аппаратное обеспечение для осуществления различных методов кодирования, модуляции, демодуляции и декодирования исследуемых цифровых сигналов.

Выводы

1. Основными причинами снижения качества приема цифровой информации и увеличения вероятности ошибок являются:

- уменьшение отношения сигнал/шум+помеха на входе приемного устройства с ростом знаменателя;

- искажения сигнала из-за многолучевости, замираний сигнала в канале связи и межсимвольной интерференции.

2. Замирания сигналов в радиоканалах являются нестационарными процессами, в которых можно выделить интервалы локальной стационарности для конкретных типов замираний и создать математические описания замираний.

3. Медленные замирания с интервалом локальной стационарности до 3 часов описываются логарифмически-нормальным законом распределения вероятностей.

4. Быстрые замирания с интервалом локальной стационарности до 5 минут удобно описать четырехпараметрическим законом распределения вероятностей.

5. На основании анализа выбран наиболее эффективный метод для повышения качества передачи цифровой информации – применение помехоустойчивого кодирования.

6. Определена основная цель исследования – разработка комплекса верификации устройств помехоустойчивого кодирования.

7. Сформулированы основные задачи исследования.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ТЕСТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ

2.1. Анализ методов помехоустойчивого кодирования цифровой информации

К настоящему времени разработано много разных помехоустойчивых кодов, отличающихся друг от друга основанием, кодовым расстоянием, избыточностью, структурой, функциональным назначением, энергетической эффективностью, корреляционными свойствами, алгоритмами кодирования и декодирования, формой частотного спектра.

Среди этих кодов нельзя выделить наилучший, так как их эффективность напрямую связана как с характером информационного потока, так и с конкретными условиями применения. Поэтому для конкретного радиоканала и конкретной телекоммуникационной системы требуется подбирать наиболее результативный вид помехоустойчивого кодирования.

В телекоммуникационных устройствах на практике применяется сравнительно небольшая группа помехоустойчивых кодов. В их числе коды [11,12] Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), сверточные коды, турбокоды (каскадные коды), коды Рида-Соломона и некоторые другие.

Исследователи отмечают [1], что особой привлекательностью обладают многокаскадные, а также составные турбокоды, но реализация их сложна и практическое применение по сравнению с другими кодами технически и экономически затратно.

Большая работа по сопоставлению исправляющей способности различных помехоустойчивых кодов проведена авторами работ [11], однако рекомендовать какой-либо помехоустойчивый код как наилучший для

различных радиоканалов и систем передачи информации нельзя, так как эффективность помехоустойчивых кодов жестко связана с характером информационного потока и с конкретными условиями функционирования радиоканала.

Достаточно подробная классификация помехоустойчивых кодов приведена в работах [10-12, 23-42]. Обобщая можно представить ее в виде схемы, которая представлена на рисунке 5.

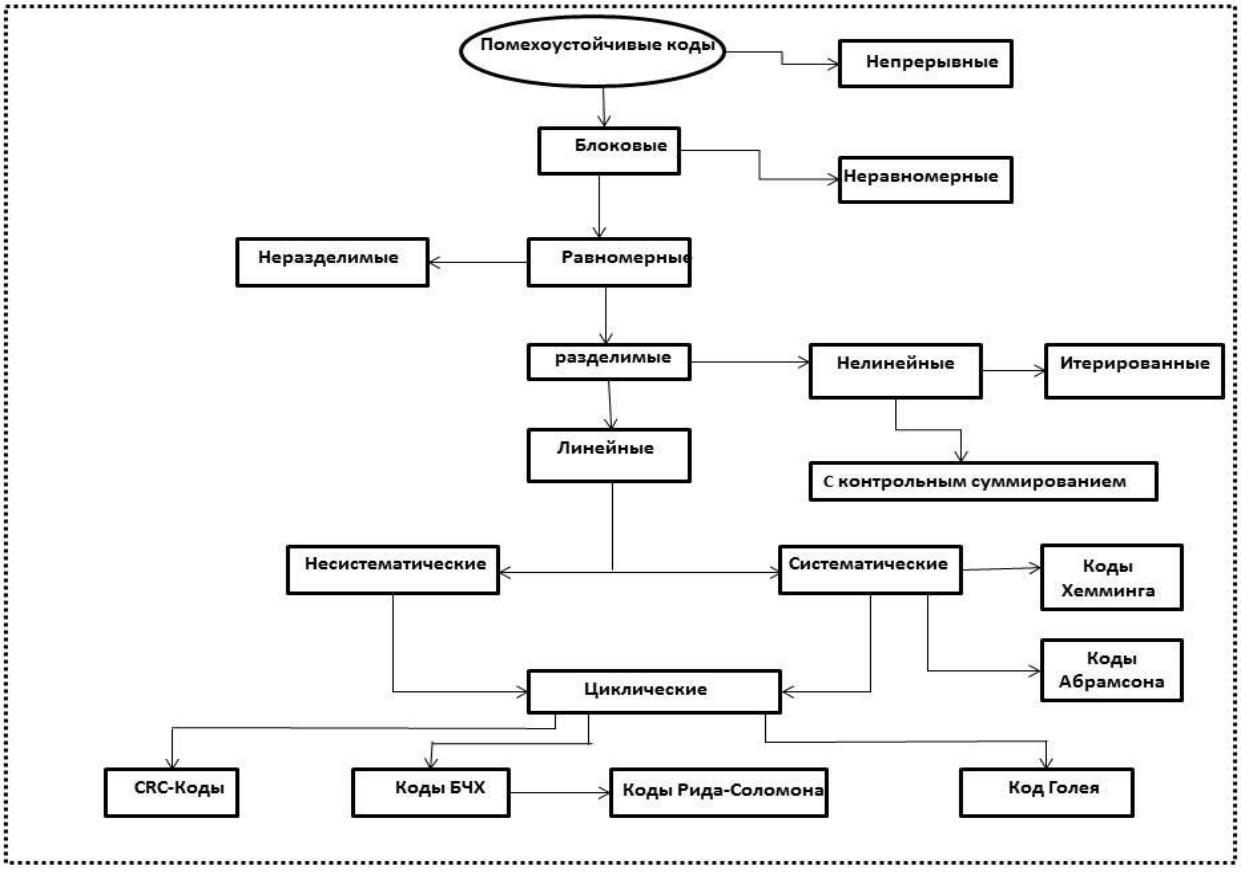


Рисунок 5. Классификация помехоустойчивых кодов.

Так как во многих телекоммуникационных системах используется пакетный метод передачи цифровой информации, то естественно выбирать

для таких систем коды блочного типа, справляющийся как с одиночными, так и с групповыми ошибками. Рассмотрим возможности помехоустойчивого кодирования на примере кода блочного типа, наиболее часто применяющегося на практике кода Рида-Соломона.

2.2. Помехоустойчивое кодирование кодом Рида-Соломона

Многие телекоммуникационные системы и компьютерные системы передачи данных используют пакетную форму передачи цифровой информации. Для таких систем коды блочного типа, справляющиеся как с одиночными, так и с групповыми ошибками являются наиболее подходящими.

Этим условиям удовлетворяют нашедшие широкое применение на практике циклические коды Рида-Соломона, обозачаемые РС. Так как коды Рида-Соломона являются циклическими, то они достаточно просто реализуются на практике. Поэтому программируемые кодеры и декодеры РС широко представлены в каталогах серийной продукции фирм Xilinx, AHA, Analog Devices и других крупных фирм-производителей специализированных микропроцессоров.

Коды Рида-Соломона основаны на арифметике конечных полей Галуа и их свойства достаточно подробно описаны в работах [26-38], поэтому рассмотрим их кратко.

Коды РС – это блочные недвоичные циклические коды, символы которых представляют собой m-битовые последовательности, где m– положительное целое число, большее чем 2. В процессе кодирования к k символам данных (состоящих из m-битовых последовательностей) добавляются 2t проверочных символов и в результате получается n-символьное кодовое слово. Максимальная длина кодового слова (n) зависит от количества бит (m) в символе и определяется выражением

$$n = 2^m - 1. \qquad (4)$$

Любой набор из k позиций кодового слова является информационным и позволяет восстанавливать все кодовое слово. При этом коды РС являются максимальными, то есть при заданной длине n и при k символах данных они обладают наибольшим кодовым расстоянием d=n-k+1 по сравнению с другими кодами. Максимальное кодовое расстояние обеспечивает и наивысшую помехоустойчивость кодированного информационного потока. Это и объясняет очень широкое применение кодов РС в телекоммуникационных системах.

Коды РС предназначены для исправления одиночных и групповых символьных ошибок. Для того чтобы обнаружить одну ошибку, необходим один проверочный символ на ее локализацию и один символ на исправление неверного значения. Символьная ошибка подразумевает под собой, что какие-либо, или даже все биты символа неверны [10]. Коды РС позволяют исправить до t символьных ошибок

$$t = \frac{n-k}{2}. \qquad (5)$$

Кроме исправления ошибок коды Рида-Соломона могут также восстанавливать до $2t$ стертых или неразборчивых символов. Поскольку позиция стертого символа принимающей стороне известна, то для восстановления одного стертого символа необходим только один проверочный символ. При «мягком» декодировании кода РС возможно большее количество исправляемых символов [42], чем определяемое выражением (5).

Наиболее часто, ввиду простоты реализации, используется код РС с параметрами

$$(n, k)=(2^m-1, 2^m-1-2t), \quad (6)$$

где t - количество исправляемых кодом ошибок.

При исправлении каждой ошибки избыточные символы используются как для обнаружения места ошибки в сообщении, так и для определения правильного значения символа. Декодирование кодов РС основано на использовании алгоритма, предложенного Берленкампом и приведенного на рисунке 6.

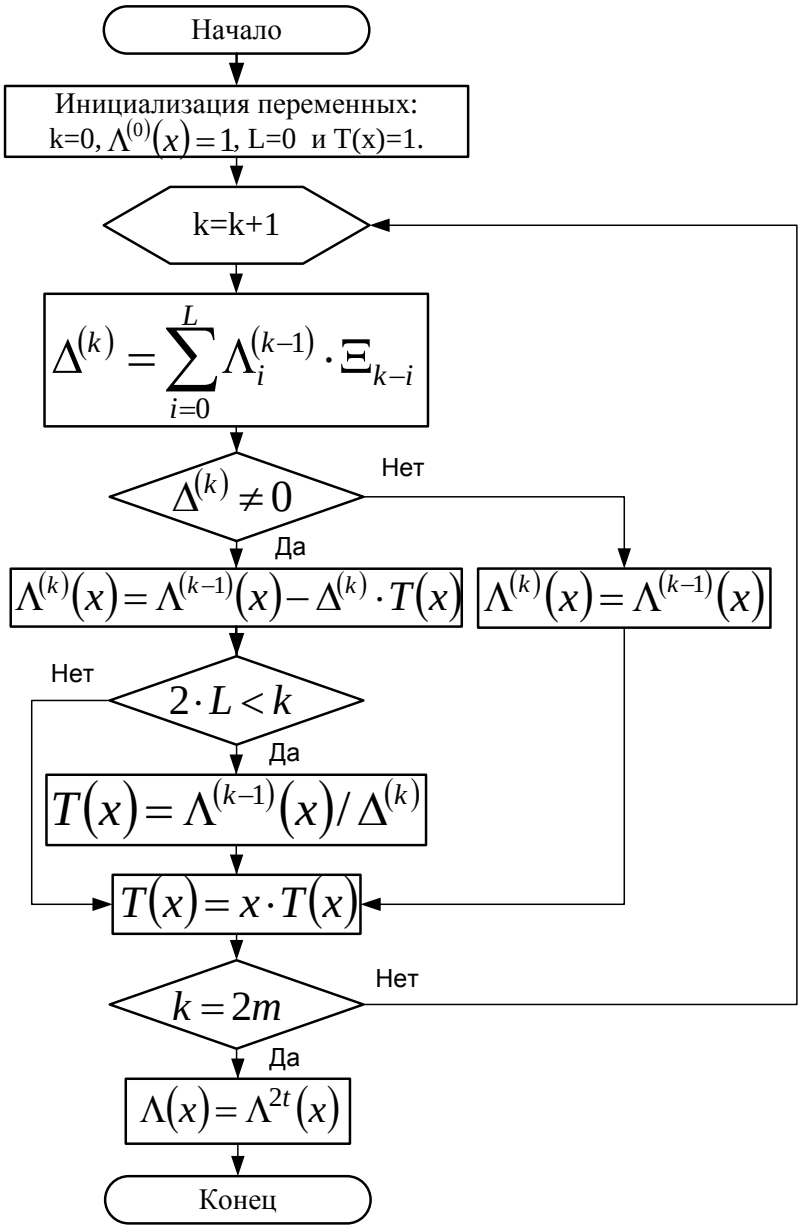


Рисунок 6. Алгоритм Бэрлекампа

2.3. Методы определения качества передачи цифровой информации

2.3.1. Основной критерий качества передачи цифровой информации

Повышение качества передачи информации является главной целью применения методов помехоустойчивого кодирования и основная цель применения помехоустойчивых кодов и алгоритмов кодирования состоит в снижении вероятности ошибок, возникающих в процессе передачи информации по каналам связи.

Клод Шеннон показал [35], что пропускная способность канала **C** с аддитивным белым гауссовым шумом является функцией средней мощности принятого сигнала *S*, средней мощности шума *P* и ширины полосы пропускания W.

$$C = W\log_2[1 + S/P]. \quad (7)$$

Для цифровых систем отношение сигнал/шум заменяют на нормированное к одному биту отношение

$$E_б/N_0\ , \quad (8)$$

где $E_б$ – энергия одного бита цифровой последовательности,

N_0 спектральная плотность мощности шума.

А теорема К. Шеннона для систем передачи цифровой информации (СПЦИ) имеет следующий вид

$$C = W\log_2[1 + Eб/No]. \quad (9)$$

Основным критерием качества передачи цифровой информации является вероятность ошибки при приеме цифровых сигналов P_B. Важно отметить что, вероятность ошибки (Bit Error Probability – *BEP*) и скорость возникновения битовой ошибки (Bit Error Rate – *BER*) – это разные показатели. Тем не менее, их численные значения весьма близки и, ведя речь про *BEP*(P_B), всегда подразумевают *BER*, т.к. это измеряемая и вычисляемая физическая величина.

На рис. 7 иллюстрируются общая схема СПЦИ.

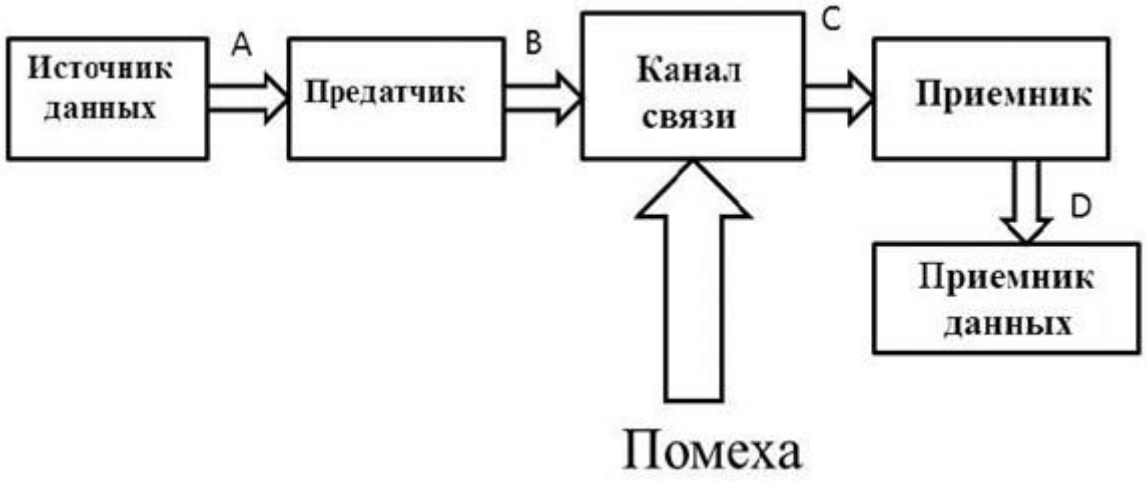


Рисунок 7. Обобщенная схема СПЦИ (A - данные, B - информационная последовательность на входе канала, C - информационная последовательность на выходе канала после воздействия замираний и помех, D - выходные данные)

В этой схеме под воздействием помехи, которую определяет отношение $E_б/No$,канальная информационная последовательность B, являющаяся носителем данных A, преобразуется в последовательность C, содержащую данные D. В общем случае, вероятность ошибки выражается

как степень соответствия принятого сигнала C переданному B или как степень адекватности полученных данных D исходным данным A.

Помехоустойчивость СПЦИ характеризуется вероятностью ошибки *Рб*, которая зависит от применяемых видов модуляции сигналов и методов их приема. В общем случае вероятность ошибки равна сумме вероятностей всех возможностей ее появления. Наиболее удобной формулой для ее определения является функция вероятности ошибки *Pb* [9]:

$$P_b\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \approx 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot erfc\left[\sqrt{\frac{3\log_2 M}{2(M-1)} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right]. \quad (10)$$

Для прямоугольного множества, гауссова канала и приема с помощью согласованных фильтров, вероятность появления битовой ошибки при модуляции *M*-QAM, где $M = 2^k$ и *k*–четное число, выражение может быть записано в виде:

$$P_b\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q\left[\sqrt{\left(\frac{3\log_2 L}{L^2-1}\right) * \frac{2E_b}{N_0}}\right]. \quad (11)$$

Здесь $L = \sqrt{M}$- количество уровневых отсчетов *M*-QAM, а Q(x) представляет собой гауссов интеграл ошибок и часто используется при описании вероятности с гауссовой плотностью распределения. Определяется эта функция следующим образом [9]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_X^{\infty} \exp\left[-\frac{(-u)^2}{2}\right] dt. \quad (12)$$

2.3.2. Вероятность ошибки при когерентном приеме

В двоичных СПЦИ для передачи данных используются два сигнала $u_o(t)$ и $u_1(t)$. Вероятность ошибки при когерентном приеме (распознавание 2-х сигналов) можно [43] определить как

$$Pош = 1 - F(\mathrm{X}), \qquad (13)$$

где интеграл вероятности

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} e^{-z2/2} dz. \qquad (14)$$

Аргумент, выражения (14) определится как

$$\mathrm{X} = \sqrt{[\frac{E_0 + E_1}{2N_0}](1 - \lambda)}, \qquad (15)$$

где *Eo, E1* –энергии сигналов $u_o(t)$ и $u_1(t)$ соответственно, а

$$\lambda = \frac{2}{E_0 + E_1} \int_0^{T_2} u_0(t) u_1(t)\, dt. \qquad (16)$$

Коэффициент λ с точностью до постоянной совпадает с коэффициентом корреляции сигнала $u_o(t)$ и $u_1(t)$. В зависимости от значения коэффициента корреляции между сигналами λ может принимать различные значения.

2.3.3. Вероятность ошибки при некогерентном приеме

Вероятность ошибки при некогерентном приеме определяется [ ] следующей формулой:

$$P_{\text{ош}} \approx \frac{m-1}{2} e h_{m/2}^2, \tag{17}$$

где $h_m^2/2 = \sigma^2 B$,

$\sigma^2 = Pc / Pj$- отношение мощности сигнала к мощности помехи.

$B=FT$, где F-ширина полосы частот, T-длительность сигнала.

m=v^{ko},v - количество символов ,ko- длина блока .

Вероятность ошибки [2]:

$$P = \sum_{i=r+1}^{n} C_n^i P_{ош}^i (1 - P_{ош})^{n-i}, \tag{18}$$

где $$C = \frac{n!}{i!(n-i)!}. \tag{19}$$

На рис. 8 показан принцип изменения вероятности ошибки ($P_б$), для совокупности различных комбинаций параметров (СПЦИ) при изменении $E_б/No$.

В схемах СПЦИ при определенных типах модуляции и кодирования и номинальном значений $E_б/No$ функционирование системы характеризуется конкретной точкой на плоскости происхождения ошибок. Возможные компромиссы можно рассматривать как изменение положения рабочей точки

на одной из кривых на рис. 8, или как переход с рабочей точки одной кривой семейства в рабочую точку другой [18].

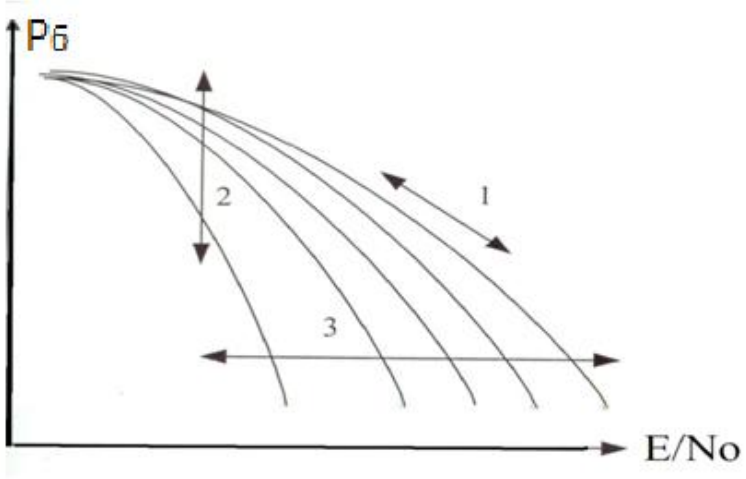


Рисунок 8. Зависимость вероятности появления ошибки при различных параметрах СПЦИ (1-компромисс между отношением E/No и вероятностью ошибки при фиксированной пропускной способности системы передачи информации; 2-компромисс между вероятностью ошибки и пропускной способностью при фиксированном отношении E/No;3-компромисс между пропускной способностью и отношением E/No при фиксированной вероятностью шибки).

Разные помехоустойчивые коды в каналах с различными параметрами обеспечивают различные величины отношения E/No и это дает возможность определить для конкретного радиоканала наилучший помехоустойчивый код, обеспечивающий минимальную по сравнению с другими кодами вероятность ошибки. Однако в связи с многопараметрическим и вероятностным характером параметров радиоканалов аналитическим путем такая задача не решается.

Известные аналитические оценки вероятности ошибок в радиоканалах [1,43-49] учитывают методы обработки сигналов, но не обеспечивают привязку к реальным стохастическим характеристикам замираний и помех в конкретных радиоканалах.

2.4. Разработка методики верификации помехоустойчивых кодов

При разработке цифровых систем передачи информации необходимо решить сложную задачу по оценке эффективности применения того или иного помехоустойчивого кода с учетом динамичных стохастических свойств конкретного канала передачи информации, характеристик информационного потока, допустимого времени запаздывания сигнала и других многочисленных факторов.

Перспективным, на наш взгляд, становится создание устройства, позволяющего экспериментально оценить качество применения различных помехоустойчивых кодов в конкретных каналах передачи информации. При этом результаты экспериментов желательно получить по наиболее важным для потребителей информации критериям. К этим критериям можно отнести вероятность ошибки при приеме сигналов, время запаздывания сигнала, вычислительную сложность декодирующих устройств.

Предлагаемая методика верификации помехоустойчивых кодов должна содержать выполнение следующих задач:

1. Изучение свойств канала радиосвязи в котором планируется создание СПЦИ.
2. Синтез программно-аппаратным путем имитатора радиоканала, позволяющего накладывать на передаваемый СПЦИ сигнал шумы, замирания, помехи и обеспечивать временные запаздывания сигнала, адекватные реальному радиоканалу.
3. Создание источника цифрового сигнала, имитирующего передаваемый по СПЦИ цифровой поток.
4. Обеспечение возможности замены кодеков в СПЦИ, позволяющее исследовать различные виды помехоустойчивых кодов.

5. Подключение СПЦИ к имитатору радиоканала через соответствующие аттенюаторы.

6. Реализацию комплекса анализа, позволяющего определять вероятность ошибки в СПЦИ, считая количество как переданных информационных символов, так и число ошибочно принятых на заданном временном интервале.

Для выполнения таких задач предлагается программно-аппаратный комплекс (ПАК), структурная схема которого приведена на рисунке 9.

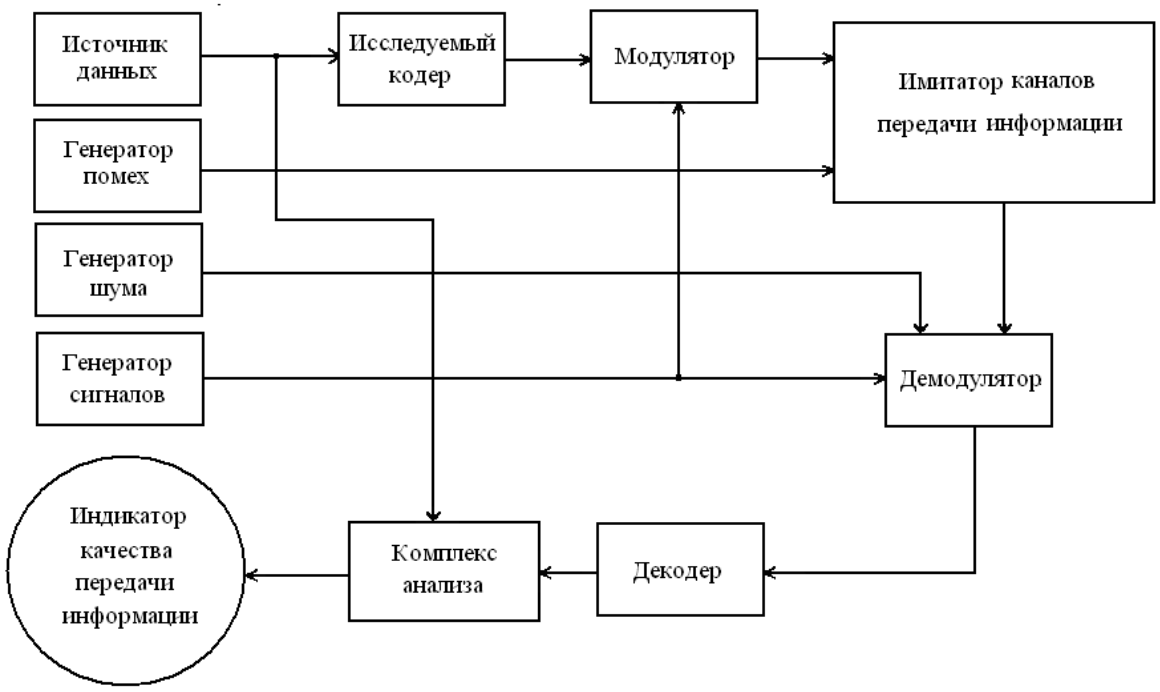


Рисунок 9. Программно-аппаратный комплекс верификации помехоустойчивых кодов.

Комплекс содержит:

- универсальную управляемую модель канала передачи информации;

- банк сигналов, моделирующих как информационные сигналы, так и шумы и помехи в соответствие с классификацией, приведенной на рисунке 4;

- аналитическое устройство, осуществляющее оценку достоверности передачи информации.

На рисунке 9 из состава входящей в ПАК приемо-передающей аппаратуры СПЦИ для упрощения исключены линейные тракты усиления. Источник информации программно-аппаратного комплекса представляет собой перестраиваемый генератор цифровых потоков, в качестве которого можно использовать управляемый векторный. С целью универсальности ПАК источник информации должен создавать как двоичные, так и m-ичные информационные потоки в непрерывном и в пакетном режимах для различных скоростей передачи.

Кодеры, декодеры и имитатор каналов передачи информации удобно реализовать на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) XilinxVirtex или на более производительных типа Altera. Отметим также, что имитатор каналов, изображенный на рис. 9, должен организовывать в передаваемом цифровом потоке ошибки различных видов и добавлять в передаваемый сигнал шум с регулируемым средним уровнем, обеспечивая временные запаздывания радиосигнала в соответствии с определенной статистикой временных флуктуаций.

2.5. Разработка алгоритма ускоренного тестирования помехоустойчивых кодов

При проектировании помехоустойчивых кодеков исходными данными являются вероятность и характер битовой ошибки в канале связи, предельная кодовая скорость, а также вероятность битовой ошибки в системе связи с помехоустойчивым кодированием. Зачастую не удается аналитически рассчитать параметры кодека для выполнения поставленной задачи. Это связано в первую очередь со сложностью и неоднозначностью расчетов, а также эффектом размножения ошибок, в случае неверного декодирования искаженной помехами информации. Для ускоренного определения эффективности вида помехоустойчивого кодирования предложим упрощенную схему ПАК, изображенную на рис. 10.

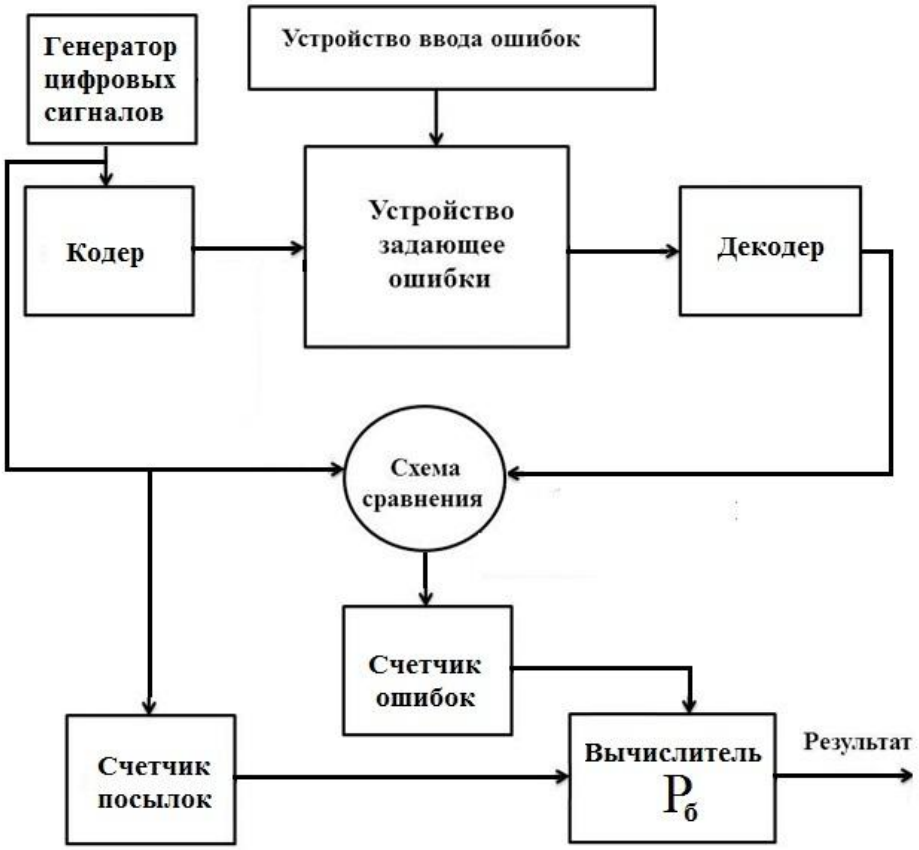


Рисунок 10. Структурная схема комплекса ускоренной верификации помехоустойчивых кодов.

В СПЦИ можно использовать аппаратно-программные методы определения вероятности ошибки, когда анализ и декодирование информации строится на вероятностях принятых декодером битов или символов. Подобную схему исследования помехоустойчивых кодеков проще всего реализовать программно на ПЭВМ, когда и сам алгоритм кодирования/декодирования информации и блоки постановки помех и сравнения информации выполнены в виде программ.

В случае, когда исследуемый кодек уже реализован аппаратно, можно предложить программно-аппаратную реализацию, когда схема сравнения и постановщик помех выполнены в виде программ на ПЭВМ, а связь с кодеком осуществляется через стандартные интерфейсы, например RS-232. Пример такой реализации приведен на рисунке 11.

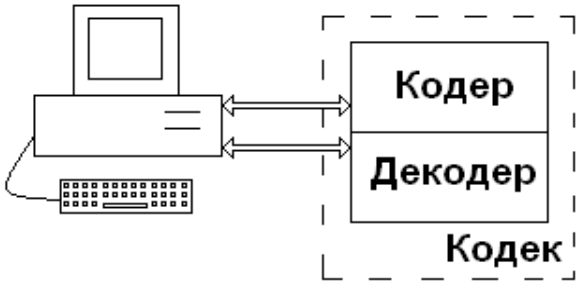


Рисунок 11. Исследование помехоустойчивых кодеков с помощью ПЭВМ.

Недостатком такого метода является относительно низкое быстродействие системы из-за скоростных ограничений стандартных интерфейсов ПЭВМ и необходимостью поддержки этих интерфейсов аппаратной частью кодека.

Для устранения этого недостатка можно предложить программно-аппаратный комплекс исследования помехоустойчивых кодеков, изображенный на рисунке 12. В этом случае с помощью ПЭВМ

программируется алгоритм работы постановщика помех, схемы сравнения, генератора информационного потока, а также анализируется итоговая вероятность ошибки. В этом случае, информационный поток может передаваться с высокой скоростью, что уменьшит время исследования.

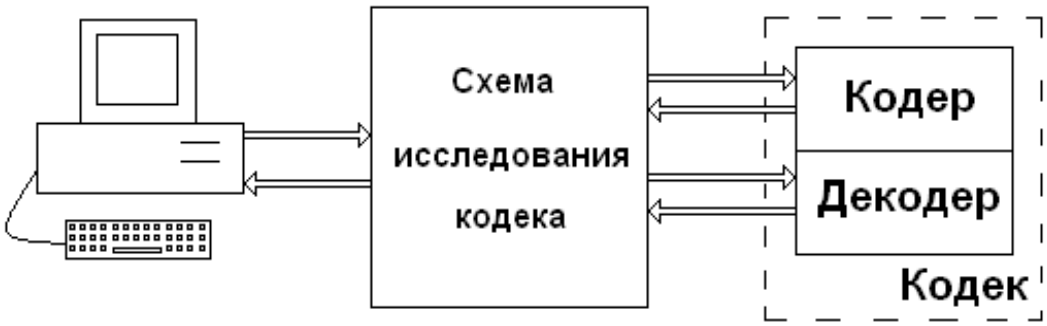


Рисунок 12. Программно-аппаратный комплекс

исследования помехоустойчивых кодеков.

Необходимо отметить, что для всестороннего анализа работы кодека при заведомо низких вероятностях ошибки $Pб < 10^{-5}$ потребуются значительные объемы информации, что увеличивает время исследований. Это связано с низкой вероятностью возникновения групповых или чередующихся битовых ошибок. В этом случае, имеет смысл программировать постановщик помех именно на подобные ситуации и учитывать число поврежденных битов на выходе декодера с учетом вероятности возникновения подобных помех.

Например, для исследования эффекта размножения ошибок при использовании кодека Рида-Соломона, можно программировать постановщик помех, на случаи, когда число ошибок заведомо больше исправляющей способности кодека. Так при длине блока N символов и избыточности t символов, имеет смысл проверять количество ошибок на выходе декодера при числе поврежденных символов E от t+1 до N. Тогда

вероятность символьной ошибки *Ps*, с учетом эффекта размножения составит [50,51]

$$P_s = \frac{1}{N} \sum_{t+1}^{N} P_i M_i \qquad (20)$$

где: P_S_вероятность символьной ошибки;

P_i –вероятность возникновения i поврежденных символов в блоке информации длиной N (рассчитанная);

M_i– среднее число поврежденных символов после эксперимента (экспериментально можно его определить);

N– длина блока

$$M_i = \frac{X}{Z} \qquad (21)$$

где: X-общее число ошибок;

Z- количество экспериментов.

$$P_i = f(P_\delta) \qquad 22)$$

где: P_δ - битовая вероятность (для одного бита) в канале связи;

f - функция вычисления вероятности символьной ошибки от вероятности битовой ошибки.

Вероятность не повреждения символа P_o определим [50] как

$$P_o = (1 - P_\delta)^x . \quad (23)$$

а вероятность повреждения символа P_x определим как

$$P_x = 1 - P_o = 1 - (1 - P_\delta)^x \quad (24)$$

Суммарная вероятность на выходе декодера определится выражением:

$$P_{\text{ош.вых}} = P_s = \sum_{t+1}^{N} P_{si} \quad (25)$$

Дополнительным повышением достоверности передачи информации в системах связи с помехоустойчивым кодированием, является применение «мягких» алгоритмов декодирования. Такие алгоритмы основаны на получении с демодулятора не бинарных сигналов в виде единиц и нулей, а в получении вероятности приема единицы или нуля. Применительно к коду Рида-Соломона, алгоритм «мягкого» декодирования может выглядеть, как показано на рисунке 13.

На первом этапе оценивается достоверность принятия каждого символа, путем перемножения вероятностей появления в нем единиц и нулей. Далее, принятые символы ранжируются по убыванию достоверности их приема. Поскольку, например, код Рида-Соломона позволяет исправлять «стирания», в количестве равном используемой избыточности, декодеру

предлагаются такие варианты кодовых слов, когда несколько символов с наименьшей достоверностью приема отмечены как стирания.

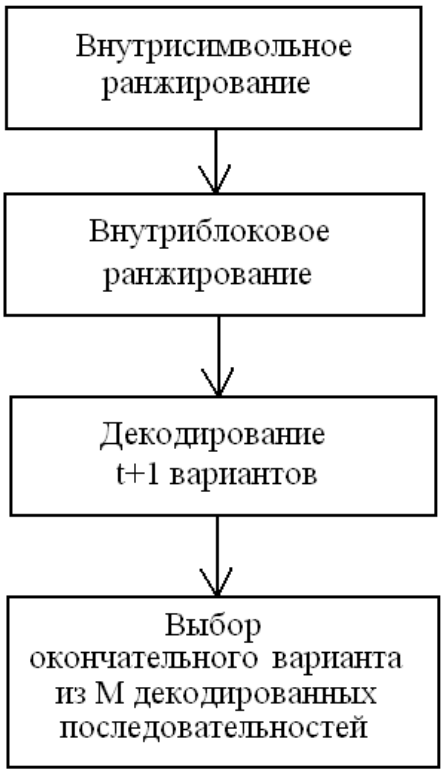


Рисунок 13. Алгоритм «мягкого» декодирования помехоустойчивых кодов

При этом количество вариантов кодовых слов, которые можно отправить на декодер равно t+1, где t-половина избыточности. Эти варианты различаются количеством отмеченных «стираний», соответствующих символам с наихудшей достоверностью приема.

В результате обработки декодером всех вариантов, получится M декодированных вариантов информации, причем M>1 и M<=t+1. Эти варианты могут, как совпадать, так и не совпадать.

Существует несколько алгоритмов выбора окончательного варианта декодированной информации. Это может быть голосование по большинству, как между вариантами кодовых слов в целом, так и между символами и даже битами информации. Можно предложить и алгоритм вычисления метрики по принципу наибольшего правдоподобия (корреляции) в принятой не декодированной последовательности.

Применение алгоритмов «мягкого» декодирования позволяет [50] повысить помехоустойчивость систем связи на 1-1.5дБ по соотношению сигнал/шум.

Выводы к главе 2

1. Методы помехоустойчивого кодирования повышают качество передачи цифровых информационных потоковбез повышения энергопотенциала систем передачи информации.

2. Методы помехоустойчивого кодирования разнообразны и изучены достаточно глубоко, но среди них нельзя выделить наилучший для различных условий применения.

3. Известные аналитические оценки вероятности ошибок в радиоканалах не имеют привязки к реальным стохастическим характеристикам замираний и помех в этих каналах.

4. Предложена методика верификации кодеков, основанная на использовании имитаторов радиоканалов со статистикой вносимых замираний и помех, соответствующей имеющейся на реальной трассе связи.

5. Предложен программно-аппаратный метод ускоренной оценки эффективности кодеков.

6. Разработан оптимизированный алгоритм «мягкого» декодирования, повышающий достоверность передачи информации по соотношению сигнал/шум в до 1,5дБ.

7. Проведены эксперименты, определяющие качественные характеристики предложенного оптимизированного алгоритма декодирования.

8. Показано, что повышение достоверности передачи цифровой информации возможно за счет применения оптимизированных алгоритмов «мягкого» декодирования путем незначительного изменения демодуляторов в приемных устройствах и в алгоритмах обработки данных «жестких» декодеров.

ГЛАВА III. РЕАЛИЗАЦИОННЫЕ ОСНОВЫ КОМПЛЕКСА ВЕРИФИКАЦИИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ КОДОВ

3.1. Разработка структуры измерительного комплекса

Комплекс верификации помехоустойчивых кодов (КВПК) должен программно-аппаратным путем имитировать различные реальные каналы передачи информации (КПИ), создавая на выходах сигналы максимально адекватные прошедшим реальный конкретный канал передачи информации. Это достигается путем перестройки имитатора канала, выбора необходимых видов модуляции передаваемого сигнала, наложения на сигнал шумов, замираний и помех и обеспечения временных запаздываний сигнала, адекватно имеющимся в реальном КПИ. КВПК должен позволить для различных радиоканалов передачи цифровой информации находить помехоустойчивый код (или сочетание нескольких кодов) наиболее успешно исправляющий ошибки, присущие конкретному радиоканалу.

Разработанная во второй главе методика верификации помехоустойчивых кодов подразумевает поочередное выполнение следующих задач:

1. Изучение свойств канала радиосвязи в котором планируется создание СПЦИ.
2. Синтез программно-аппаратным путем имитатора радиоканала, позволяющего накладывать на передаваемый СПЦИ сигнал шумы, замирания, помехи и обеспечивать временные запаздывания сигнала, адекватные реальному радиоканалу.
3. Создание источника цифрового сигнала, имитирующего передаваемый по СПЦИ цифровой поток.

4. Обеспечение возможности замены кодеков в СПЦИ, позволяющее исследовать различные виды помехоустойчивых кодов.

5. Подключение СПЦИ к имитатору радиоканала через соответствующие аттенюаторы.

6. Реализацию блока анализа, позволяющего определять вероятность ошибки в СПЦИ, считая количество, как переданных информационных символов, так и число ошибочно принятых на заданном временном интервале.

Для выполнения этих задач предлагается программно-аппаратный комплекс (ПАК), структурная схема которого приведена на рисунке 14.

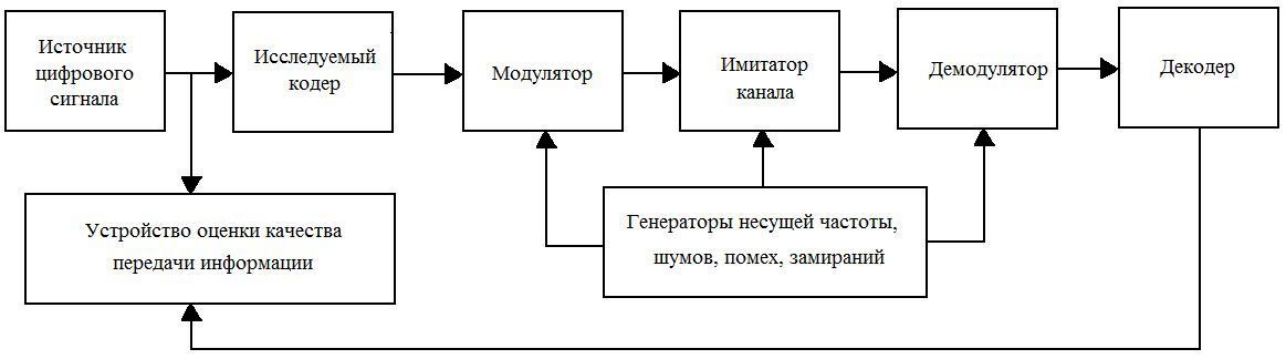


Рисунок 14. Комплекс верификации помехоустойчивых кодов

В соответствии со структурной схемой предлагаемого комплекса основными узлами КВПК являются:

- источник цифровой информации;

- блоки модуляторов и демодуляторов;

-блок генераторов и имитаторов мешающих воздействий (шумов, замираний, помех);

- универсальный имитатор канала передачи информации;

- устройство оценки качества передачи информации.

Рассмотрим работу комплекса. Сигнал от источника цифровой информации поступает на исследуемый кодер, затем, обработанный помехоустойчивым кодированием, цифровой поток модулирует несущую частоту и поступает на имитатор канала передачи информации. В имитаторе канала передачи информации поступивший сигнал подвергается воздействию искусственно создаваемых шумов, замираний и помех. При этом статистика мешающих сигналов, корреляционные функции и временные характеристики подбираются так, чтобы они были максимально адекватны таким воздействиям на проектируемом участке линии передачи информации.

Для обеспечения высокого качества верификации в состав комплекса должен входить управляемый имитатор канала передачи информации, искажающий передаваемые сигналы адекватно реальному конкретному каналу, а генераторы помеховых сигналов должны иметь возможность создавать мультипликативные и аддитивные помеховые сигналы регулируемого уровня и различного типа в соответствии с классификацией, приведенной на рис. 7.

Анализ методов проектирования ЦСПИ показывает, что некоторые основные узлы КВПК можно реализовать, используя стандартное оборудование, серийно выпускаемое различными фирмами. Генераторы цифровых и аналоговых сигналов, модуляторы и демодуляторы производятся в разных странах в большом многообразии, в том числе и универсальные, позволяющие путем ручного или программного управления менять свои рабочие характеристики. В качестве генераторов помеховых сигналов и шума можно использовать набор из типовых стандартных генераторов сигналов, серийно выпускаемых промышленностью, а можно применить легко перепрограммируемый векторный генератор, например,

фирмы National Instruments, позволяющий создавать сигналы разнообразной формы.

Поэтому разработку ряда узлов КВПК проведем путем их синтеза из известного стандартного оборудования. Для этого необходимо будет выполнить анализ известного многофункционального оборудования и выбрать приборы, которые в наибольшей степени отвечают назначению КВПК.

Однако такой узел КВПК, как имитатор каналов передачи информации, не является стандартным. Хотя известен целый ряд разработок имитаторов каналов связи и передачи информации [52-77], все они являются узкоспециализированными и предназначены для моделирования определенных каналов передачи информации, например [61] коротковолновых, или тропосферных [59-62], либо спутниковых [63].

Комплекс верификации должен иметь универсальный имитатор каналов передачи информации, позволяющий моделировать особенности как кабельных, так и радиоканалов, воспроизводя аддитивные и мультипликативные изменения множителя ослабления сигнала в канале связи, которые называют замираниями передаточной функции канала или замираниями сигналов. Для создания универсального имитатора канала передачи информации потребуется провести выбор наиболее отвечающего требованиям КВПК имитатора из известных [52-77] и модернизировать его так, чтобы было возможно управлять его параметрами и выходными характеристиками.

3.2. Разработка источника цифрового информационного сигнала, имитирующего передаваемый по СПЦИ цифровой поток

Цифровые методы передачи информации в настоящее время активно применяются в радиосвязи, телерадиовещании, в средствах видеоконтроля, в медицинском телевидении и в других телекоммуникационных системах. Переход на цифровые методы передачи информации позволил значительно эффективнее использовать частотный спектр, а за счет применения методов помехоустойчивого кодирования и возможностей рекомбинации сигналов на приемной стороне существенно повысил достоверность передачи информации.

При разработке оборудования для передачи цифровой информации в качестве источника сообщений обычно используют бинарные цифровые потоки, формируемые стандартными генераторами импульсов, создающими сигналы из чередующихся единичных и нулевых посылок. Этот путь имитации сигналов цифровых сообщений очень просто реализуем, но для ряда технических приложений, например, использующих помехоустойчивое кодирование сигналов, может приводить к некорректным оценкам достоверности передачи информации. Причина этого заключается в возможности не правильного восстановления ошибочных символов при размножении ошибок в случаях неверного декодирования помехоустойчивым кодом принимаемой бинарной последовательности.

Генераторы случайных процессов являются основой имитаторов как информационных сигналов, так и замираний. Формирование случайных процессов с заданными вероятностными характеристиками, основывается на генерации первичных случайных процессов и последующем их преобразовании в требуемые. В качестве первичных случайных процессов нашли применение процессы с равномерным, нормальным, пуассоновским

законам распределения вероятностей. Они формируются путем усиления и преобразования случайных процессов, вырабатываемых первичными источниками, в качестве которых обычно используют генераторы псевдослучайной последовательности импульсов, шумящие газоразрядные и полупроводниковые прибор.

Для формирования базового низкочастотного шума с нормальным законом распределения вероятностей часто применяют генераторы, построенные по схеме, показанной на рисунке 15. Сигнал от источника шума (ИШ), в качестве которого чаще всего используют шумящий диод или стабилитрон, после усилителя (У) поступает на ждущий мультивибратор (ЖМ) и преобразуется в последовательность коротких импульсов , которая подается на триггер (Т) и после него фильтруется фильтром низких частот (ФНЧ). Преобразование исходного случайного процесса (шума стабилитрона) в обобщенный телеграфный сигнал и последующая фильтрация позволяют выравнивать спектральную плотность генерируемую нормального шума в области низких частот.

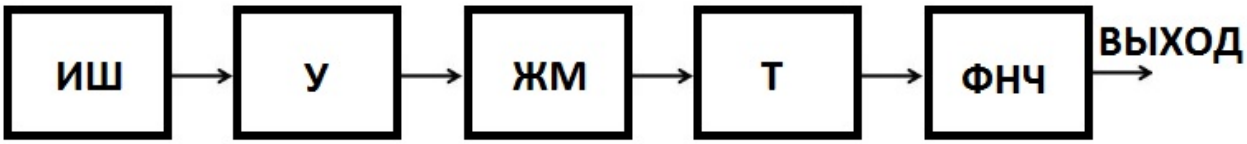


Рисунок 15. Структурная схема генератора низкочастотного шума с нормальным законом распределения

Распространенный подход при моделировании сигналов источников цифровых сообщений состоит в применении генераторов псевдослучайных последовательностей импульсов максимальной длины. Такие устройства известны, подробно исследованы и описаны [78-80], реализуются очень просто и в пределах периода псевдослучайной реализации цифрового потока

дают результаты, адекватные реальным информационным сигналам, прошедшим процедуры дискретизации и квантования.

Пример построения генератора псевдослучайной последовательности показан на рис. 16. Схема содержит [78] генератор тактовых импульсов (ГТИ), регистр сдвига (РС), сумматор по модулю два $\oplus$.

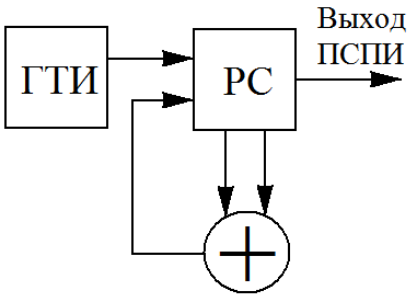


Рисунок 16. Генератор ПСПИ

Импульсы прямоугольной формы, вырабатываемые генератором тактовых импульсов (ГТИ), в качестве которого обычно используют мультивибратор, тактируют генератор псевдослучайной последовательности импульсов, состоящий из n-разрядного регистра сдвига (РС) и сумматора по модулю два, осуществляющего следующую логическую операцию и сигналами k-го и m-го разрядов регистра сдвига:

$$F(X) = X_k\bar{X}_m + X_m\bar{X}_k \tag{26}$$

На выходе генератора вырабатывается псевдослучайная цифровая последовательность импульсов. При использовании в качестве k- и m-го определенные разряды регистра сдвига, можно получить максимальный период повторения псевдослучайной последовательности:

$$T_{макс} = t_u (2^n - 1) \quad , \tag{27}$$

где t_u - период следования тактовых импульсов.

Спектральная плотность сигнала, вырабатываемого генератором ПСПИ, определяется согласно [77] следующим выражением

$$G(w) = \frac{u^2 2^{n+1}}{\left(2^n - 1\right)^2} \left[\frac{\sin(wt/2)}{wt/2}\right]^2 \sum_{K=1}^{\infty} \delta\left[w - \frac{2\pi K}{(2^n - 1)t_u}\right] + \frac{u^2}{2^n - 1}\delta(w),$$

где u – уровень сигнала единицы.

Спектральная плотность сигналов ПСПИ линейчатая и приведенная к первой гармонике имеет форму огибающей, показанную на рис. 17, вида $(\sin x / x)^2$. Первый нуль спектральной плотности и ширина спектра зависят от длительности тактовых импульсов.

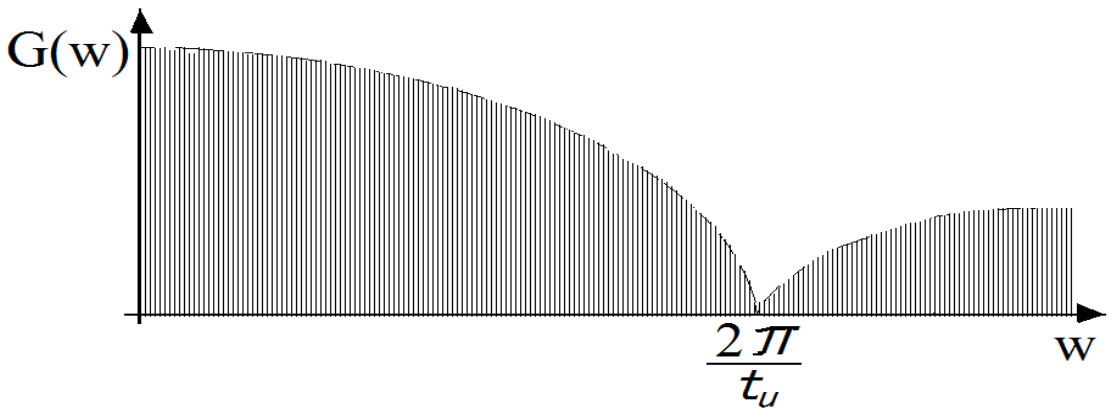


Рисунок 17. Спектральная плотность сигналов ПСПИ

Используя генератор ПСПИ в качестве источника информационного сообщения необходимо помнить, что, наряду с удобством получения повторяющихся реализаций случайного процесса в качестве имитатора информационных сигналов, цифровые потоки ПСПИ не всегда можно использовать, так как функция автокорреляции ПСПИ является периодической функцией времени [79] и отличается от аналогичных функций информационных сигналов, как правило случайных и нестационарных.

Этим можно пренебрегать, формируя сигнал ПСПИ, когда его повторяющаяся реализация состоит из нескольких миллионов посылок, что достигается специальными схемами построения генераторов ПСПИ, в которых в цепь обратной связи с сумматора по модулю два включают [80] дополнительный генератор ПСПИ.

Для более корректного моделирования сигналов источника цифровых сообщений можно предложить использовать преобразованный сигнал генератора шума, как показано в предлагаемой схеме имитатора информационного сигнала, изображенной на рис. 18.

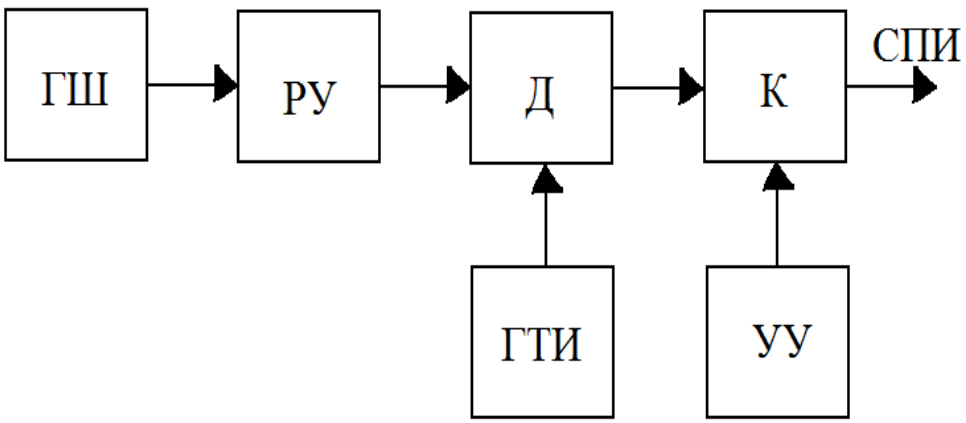


Рисунок 18. Схема имитатора цифровых сообщений

Генераторы шумоподобных сигналов активно используются в различных отраслях радиотехники, но условие нестационарности не выполняется и процесс остается случайным на определенном интервале времени. Переход к шумовым процессам вместо шумоподобных дает возможность имитации цифровых потоков, адекватных по свойствам реальным цифровым информационным потокам.

В качестве источника шума можно использовать усиленные в регулируемом усилителе (РУ) шумы стабилитрона. Усиленный сигнал шума, после процедуры дискретизации (Д), осуществляемой с помощью генератора тактовых импульсов, и квантования (К), выполняемого с помощью устройства управления (УУ), будет иметь характеристики случайного и нестационарного во времени цифрового сообщения.

При этом спектральная плотность информационного сигнала (СПИ) из-за нестационарности сигнала от источника шума в отличие от показанной на рис.17 будет иметь перемещающееся во времени положение нулей спектра, что несомненно приблизит имитируемый информационный поток к реальным потокам цифровой информации.

3.3. Моделирование источников помеховых сигналов

В настоящее время классификация помеховых сигналов осуществляется [81-90] по трем основным видам деструктивным, маскирующим и имитирующим, также могут иметь место и их комбинации. Маскирующие и имитирующие помеховые сигналы, как правило, являются аддитивными, то есть в подавляемом приемном устройстве они складываются с полезным сигналом.

Генерирование помеховых и шумовых сигналов это процесс многообразный и для этой цели существуют много способов и источников, например полупроводниковые генераторы, основанные на использовании флуктуаций фазы и амплитуды и много других. Этот вид генераторов помех основан на преобразовании регулируемых колебаний в случайные как по фазе, так и по амплитуде. При этом исходят из того, что любой реальный информационный сигнал имеет параметры, изменяющиеся во времени по случайному закону.

Причиной нестабильности параметров являются возмущения, действующие на автогенератор синусоидальных колебаний. Такой сигнал можно записать в виде:

$$u(t) = U_{m0}[1 + a(t)][cos\omega_0 + \theta(t) + \varphi_0] \quad (28)$$

где U_{m0} - среднее значение амплитуды; $a(t)$ - относительные флуктуации амплитуды; $\theta(t)$ - флуктуация фазы.

В работе [48] показано, что флуктуации фазы и амплитуды независимы, поэтому функция автокорреляции будет иметь вид:

$$R_{и(\tau)} = ((U_{m0})*2)/2[1+R_{A(\tau)}]e^{-0.5\alpha|\tau|}\cos\omega_0\tau \quad (29)$$

где $R_{A(\tau)}$ - коэффициент корреляция флуктуаций амплитуды; α - коэффициент, зависящий от параметров генератора.

Реально всегда [48,49] выполняется условие

$$R_{A(0)} \ll 1$$

Так как $R_{и(\tau)}$ - убывающая функция времени задержки τ, то по мере роста интервала τ между отсчетами функции u(t) и u(t+τ) корреляция убывает.

При достаточно большом (по сравнению с периодом $T_0 = 2\pi/\omega o$ сдвиге $\tau \ll \tau_k$ мгновенное значение (28) становятся некоррелированными. Величина τ_k определяется стабильностью частоты автогенератора и имеет порядок

$$\tau_{k\approx} T_0/\delta f$$

где - относительная нестабильность частоты колебаний после прогрева генератора.

Упрощенную блок-схему генератора рассматриваемого типа можно представить в виде, изображенном на рис. 19.

Рисунок 19. Пример генератора случайного сигнала, использующего флуктуации фазы квазигармонических колебаний

Генератор высокочастотных колебаний (ГВЧ) создает гармонические колебания. Генератор тактовых импульсов (ГТИ) генерирует короткие по сравнению с периодом T_0 импульсы, имеющие неизменную амплитуду и следующие с частотой $F_{\text{п=1/Тп}}$, при этом $\tau_{\text{п}} \geq \tau_k$. Последовательность случайных по амплитуде импульсов поступают на устройство фиксации уровня, которое запоминает на время Тп значение u(ti).

Генерирование периодических импульсов, имеющих случайные и независимые амплитуды, значения которых могут меняться в фиксированные моменты времени $t_{i=}iT_0$, поясняется структурной схемой, приведенной на рис. 20.

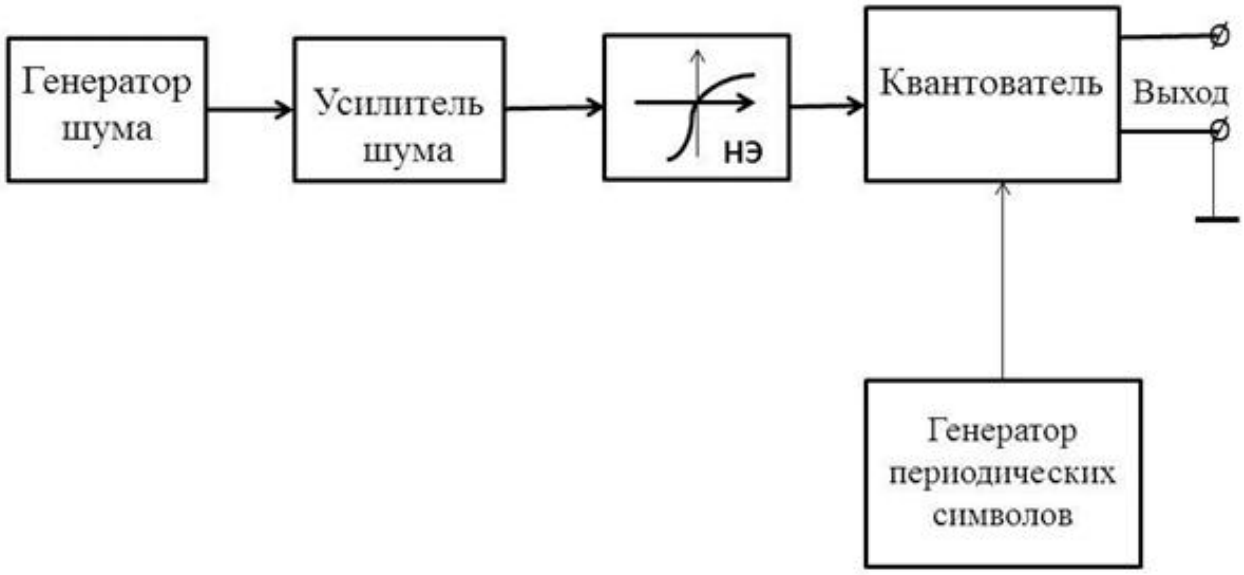


Рисунок 20. Структурная схема генератора случайных импульсов

Работа генератора импульсов со случайными амплитудами поясняется графиком, приведенном на рис. 21.

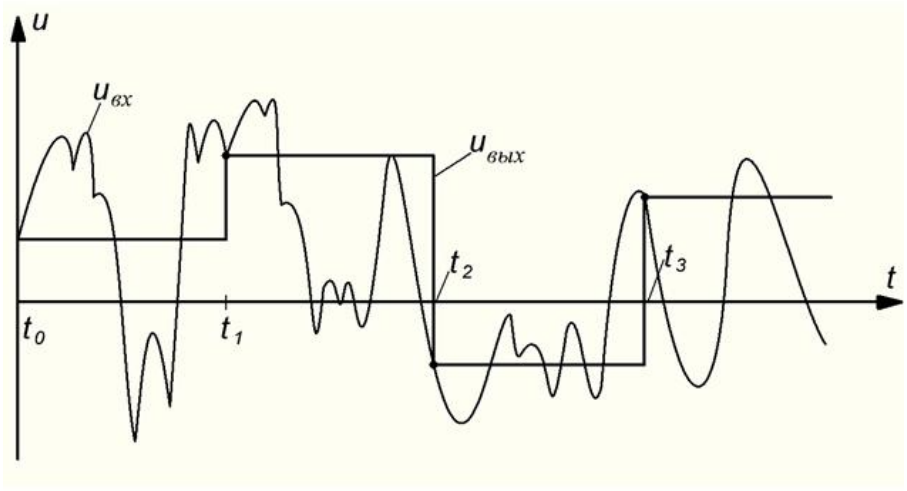


Рисунок 21. График, поясняющий работу генератора случайных импульсов

Предлагаемые устройства, приведенные на рисунках 15,16,18-20 нет необходимости создавать аппаратно, так как любое из них можно создать, используя типовой программно-аппаратный комплекс фирмы National Instruments, пример аппаратной части такого комплекса показан на рис. 22.

Рисунок 22. Аппаратный модуль для моделирования радиотехнических устройств и измерительных приборов

3.4. Разработка универсального имитатора канала передачи информации

Основой разрабатываемого комплекса верификации является универсальный имитатор каналов передачи информации, позволяющий моделировать аддитивные и мультипликативные изменения множителя ослабления сигнала в канале связи, которые называют замираниями передаточной функции канала или замираниями сигналов.

Наиболее общая математическая модель канала связи учитывает его пространственно-временную структуру и представляет собой случайный векторный оператор K, преобразующий входной сигнал канала связи S(t,r) в выходной сигнал

$$S_{\text{вых}}(t) = K\{S(t,r)\} \quad (30)$$

Например, для многолучевых каналов передачи информации векторный оператор K{S(t,r)} определяется суммой сигналов, прошедших канал различными путями с разными изменениями амплитуды и фазы

$$K\{S(t)\} = S_{\text{вых}}(t) = \sum_{i=1}^{N} k_i S(t - t_i) \quad (31)$$

где: i - порядковый номер луча распространения;

N - число лучей, формирующих выходной сигнал канала;

$k_i(t)$ - множитель, соответствующий амплитудному преобразованию сигнала в i-м луче распространения;

t_i - время запаздывания сигнала при распространении по i-му лучу.

Реальные каналы радиосвязи являются каналами со случайными параметрами. Поскольку большинство таких каналов имеют нестационарные

параметры, то математическое описание замираний обычно приводят для интервалов локальной стационарности, под которыми понимают временные интервалы, за которые среднее значение множителя ослабления передаточной функции канала существенно не изменяется.

Большинство исследователей [6,7,92-97] выделяют интервалы локальной стационарности для медленных замирания (обусловленных медленными изменениями физических свойств канала - изменения температуры, влажности, перемещения слоев атмосферы и т.д.) и для быстрых замираний (обусловленных интерференцией сигналов, прошедших канал различными путями). Уровень принимаемого из канала связи сигнала подвержен медленным изменениям, на которые накладываются быстрые флуктуации сигнала интерференционного характера. Кроме этого необходимо отметить наличие изменения амплитуды принимаемых сигналов в течение суток из-за различных температур днем и ночью, а также сезонный ход уровня принимаемого сигнала.

Процесс замираний многофакторный и принципиально нестационарный. Однако экспериментальные исследования показывают [94], что для диапазонов КВ, УКВ и СВЧ в радиоканалах можно выделить интервалы локальной стационарности передаточной функции. Принято [94] эти интервалы локальной стационарности определять следующим образом: $T_{1л.с} < 5$ минут и $T_{2л.с.} < 3$ часов. Эти интервалы стали называть интервалами быстрых и медленных замираний передаточной функции радиоканала и с определенным допущением считать процессы замираний на таких временных интервалах стационарными, что значительно упрощает математическое моделирование процессов замираний распространяющихся по радиоканалам сигналов. .

Передаточная функция канала связи является случайно изменяющейся величиной $H(f, t, R, \tau, \{\Phi\})$ и зависит от многих факторов: частоты (f),

времени наблюдения (t), протяженности интервала связи (R), задержки сигнала во времени (τ) и сложного функционала {Ф}, суммарно учитывающего климат, погоду, подстилающую поверхность на линии связи и другие параметры канала связи.

Математическое описание передаточной функции и определение одномерных плотностей распределения вероятностей и корреляционных функций быстрых замираний, стационарных на интервале Т1л.с< 5 минут и медленных замираний, стационарных на интервале Т2л.с. < 3 часов, приводится в ряде работ [6-9,94] и моделирование таких замираний не является сложной задачей. Более сложно моделировать селективно-частотные замирания, наблюдающиеся практически во всех многолучевых радиоканалах [98-102].

Разработку универсального имитатора канала передачи информации проведем опираясь на значительный опыт отраслевой лаборатории "Поликом" при кафедре радиотехники и радиосистем Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, накопленный за последние сорок лет при выполнении работ по конструированию, разработке и поставке имитаторов радиоканалов: тропосферного прямой видимости, дальнего тропосферного, спутникового и оптического каналов связи.

Рассмотрим поэтапно вопросы создания универсального имитатора радиоканала, осветив поочередно особенности моделирования медленных, быстрых и селективно-частотных замираний.

3.4.1. Имитация медленных замираний

Медленные замирания сигнала в радиосвязи могут достигать до двух десятков децибел [ ], но реально они проявляются только при больших по длительности сеансах связи. В системах магистральной связи при расчете трасс связи запас на эти замирания всегда [9] закладывают при расчете энергопотенциала линии.

Аналитическое описание медленных замираний определено и многократно [ ] подтверждалось экспериментально. Медленные замирания в атмосферных радиоканалах описываются [6,7,9] логарифмически-нормальным законом распределения вероятностей

$$\omega(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_M x} \exp\left[-\frac{(\ln x - m_M)^2}{2\sigma_M^2} \right] \qquad (32)$$

где σ_M, m_M – параметры распределения.

Обрабатывая на ЭВМ экспериментальные данные по распространению сигнала по наземной радиорелейной линии на трассе Владимир - Нижний Новгород, протяженностью 200 км, получим нормированную корреляционную функцию медленных замираний.

Нормированная автокорреляционная функция процесса медленных замираний и ее взаимосвязь с суточным ходом замираний для радиоканалов дальней загоризонтной тропосферной связи определена в работе [7] и полученная нами для канала дециметровой радиорелейной связи и показанная на рис. 23 хорошо согласуется с результатами этой работы.

Для построения имитатора медленных замираний необходимо разработать генератор случайного процесса с логарифмически-нормальным законом распределения, мгновенные значения которого должны быть неизменными в течение достаточно длительного интервала времени ($T1_{л.с}$=5мин).

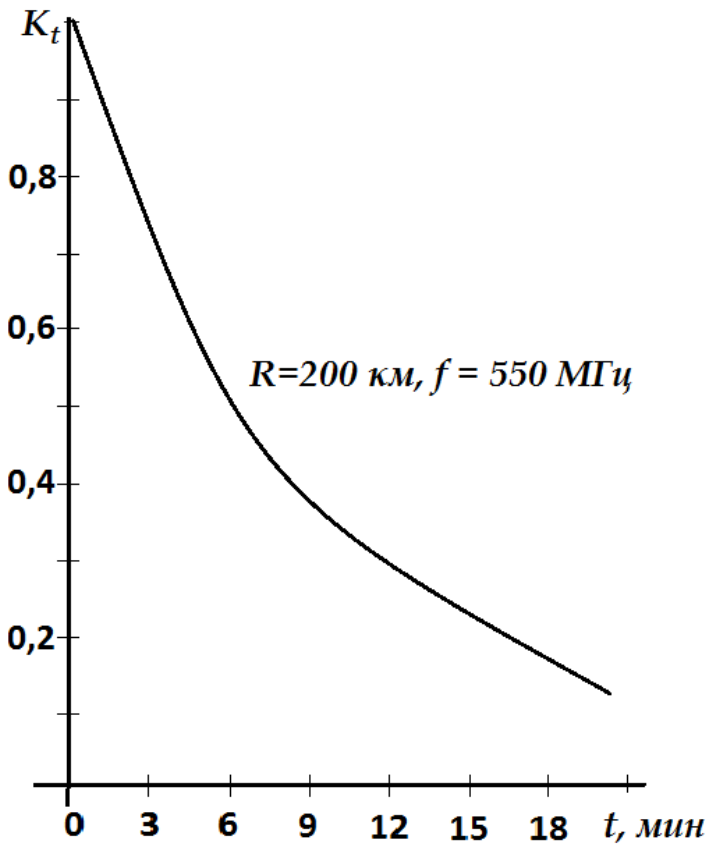


Рисунок 23. Нормированная автокорреляционная функция медленных замираний наземного радиоканала

Синтез такого генератора базируем на положением теории вероятностей о трансформации одномерной плотности вероятностей $\omega(u_{вх})$ в плотность $\omega(u_{вых})$ при прохождении случайного процесса через нелинейное безинерционное звено с характеристикой $u_{вых}=K(u_{вх})$, удовлетворяющей

условию монотонности и дифференцируемости в определенном диапазоне входных значений [103].

Источником процесса с заданной одномерной плотностью вероятностей удобно выбрать генератор псевдослучайной последовательности импульсов (ГПСПИ) максимальной длины, аналогичный приведенному на рис. 16. В этом случае появится возможность обеспечения повторяемости ситуаций на выходе имитатора и реализация случайного процесса, искажающая исследуемый в комплексе верификации сигнал, может быть повторена. Это дополнительно обеспечит достоверность сравнительных испытаний проверяемых кодеков систем связи.

Можно рассчитать характеристику преобразования

$$K^* = (U_{2^n-1} - U_1) \int_0^{u_{вых}} \omega(u_{вых}) \; du_{вых}, \qquad (33)$$

где: K^* – функция, обратная искомой функции $K(u_{вх})$;

U_1 – уровень единичного сигнала;

U_{2^n-1} – уровень (2^n-1)-го сигнала ГПСПИ.

Для случая логарифмически-нормального процесса на выходе преобразователя имеем

$$K^* = (U_{2^n-1} - U_1)\,\Phi\{[\ln(u_{вых}/u_{вх})]/\sigma\}, \qquad (34)$$

где $\Phi(z)$ – интеграл вероятностей;

σ - дисперсия процесса медленных замираний.

А функция преобразования $K(u_{вх})$ будет иметь вид

$$u_{вых} = u_{вх} \exp\left\{\sigma \Phi^{*}[u_{вх} /(U_{2^n-1} - U_1)]\right\},$$

где Ф*(*z*) – функция, обратная интегралу вероятностей Ф(*z*).

Поэтому для организации случайного процесса с логарифмически-нормальной одномерной плотностью вероятностей, необходимо осуществить два преобразования – вида Ф*(*z*) и вида экспоненты. Методика таких преобразований приведена в работе [52], где для реализации таких преобразований рекомендуется заменять характеристику преобразования набором отрезков прямых, используя при этом кусочно-линейную аппроксимацию с помощью операционных усилителей и диодов. При этом возникает погрешность от замены плавной функции Ф*(*z*) ломаными прямыми при помощи диодов и операционных усилителей, как показано на рис. 24.

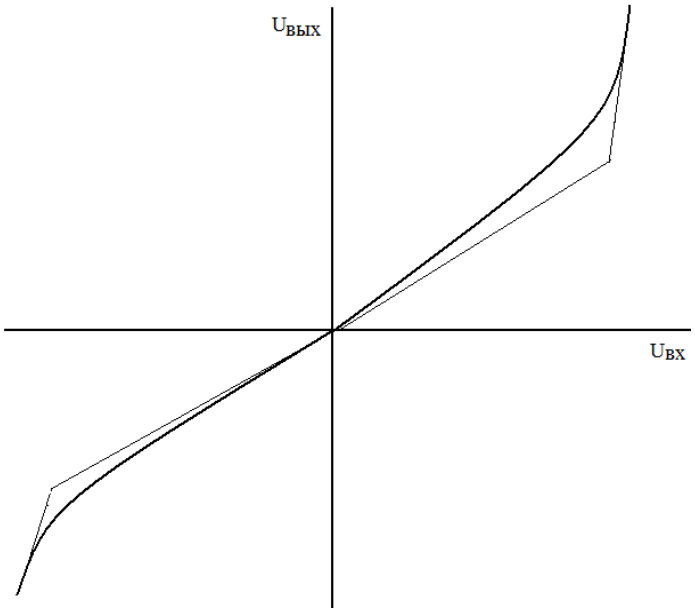


Рисунок 24. Характеристика преобразования Ф*(*z*) и ее аппроксимация

В работе [64] рассчитаны погрешности такой аппроксимации и показано, что, даже при наличии таких факторов как флуктуации опорных напряжений на диодах, температурные нестабильности схемы, неточность установки нуля в операционных усилителях и т.п., зону ошибки можно уменьшать увеличивая число линейных участков. Например, при пяти линейных участках зона ошибки не превышает 7%, что практически не сказывается на точности моделирования логарифмически-нормального процесса.

Пример разработки имитатора медленных замираний для канала дальней тропосферной связи приведен в работе [64]. Однако для целей верификации телекоммуникационных устройств ее нужно модифицировать, как показано на рис. 25.

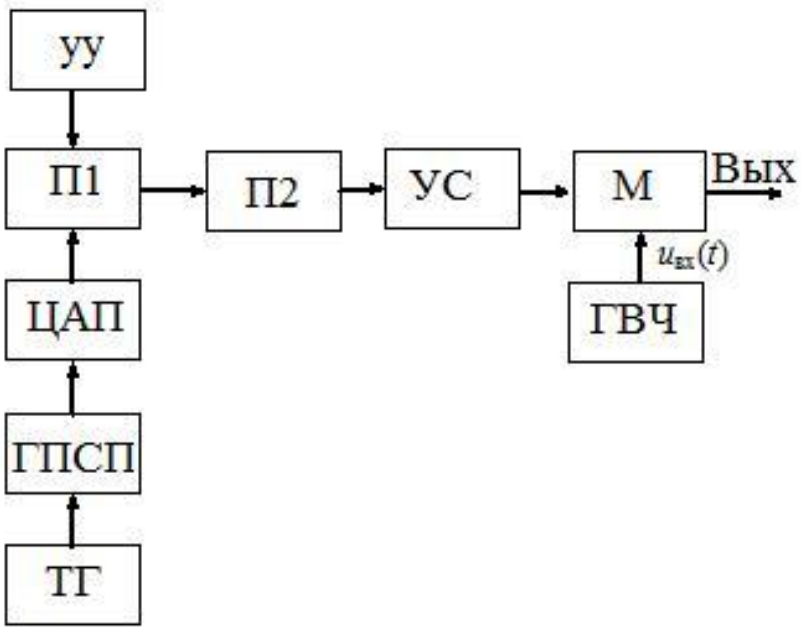


Рисунок 25. Структурная схема имитатора медленных замираний

Модификация упростит устройство, так как суточный и сезонный ход замираний проявляются только в амплитудных изменениях проходящего

через радиоканал сигнала, поэтому ослабление сигнала, вызываемое этими факторами, можно вводить через устройство управления (УУ) нелинейным преобразователем П1, характеристика которого представляет собой функцию обратную интегралу вероятностей.

Модифицированный имитатор медленных замираний состоит из формирователя процесса с логарифмически-нормальной одномерной плотностью и устройства, обеспечивающего амплитудную модуляцию исследуемого сигнала $u_{вх}(t)$ сформированным случайным процессом.

Формирование случайного процесса с логарифмически-нормальной одномерной плотностью распределения вероятностей осуществляется путем нелинейного преобразования исходного случайного процесса. Исходный случайный процесс формируется в ГПСП, тактируемым от тактового генератора (ТГ). С выхода ГПСП сигнал в параллельном цифровом коде подается на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), на выходе которого формируется импульсный случайный процесс с равномерной одномерной плотностью распределения амплитуд и математическим ожиданием, отличным от нуля.

Этот процесс проходит через два нелинейных преобразователя П1 и П2, характеристики которых представляют собой функцию Ф*(z), обратную интегралу вероятностей, и экспоненту. Регулировка стандартного отклонения σ, осуществляется устройством управления (УУ) с ручным управлением, путем изменения коэффициента обратной связи первого функционального преобразователя П1.

Сигналы с выхода второго функционального преобразователя П2, пройдя устройство согласования (УС), поступают на модулятор (М) искажая сигнал $u_{вх}(t)$ по закону медленных замираний.

Основное достоинство такого построения имитатора медленных замирании заключается в возможности повторения реализаций случайного

процесса медленных замираний, что обеспечивает объективность сравнительных испытаний телекоммуникационных устройств и систем.

3.4.2 Имитатор быстрых замираний

Модуль передаточной функции радиоканала с быстрыми замираниями изменяется, как показано в работах [6,7], по четырехпараметрическому закону распределения вероятностей

$$w(H) = 2HN_x N_y \exp\left(\frac{-H^2}{2\sigma_x^2}\right)\sum_{i=o}^{\infty}\sum_{j=0}^{\infty}\left[\frac{K_x^i K_y^j H^{2(i+j)}}{i!\,j!(i+j)!}\right]\cdot$$

$$\cdot {}_1F_1[(i+0{,}5);(i+j+1);\left(\frac{1}{2\sigma_x^2}-\frac{1}{2\sigma_y^2}\right)H^2],$$

(35)

где:

$$N_x = \frac{1}{\sigma_x\sqrt{2}}\exp\left(\frac{-m_x^2}{2\sigma_x^2}\right);\quad N_y = \frac{1}{\sigma_y\sqrt{2}}\exp\left(\frac{-m_y^2}{2\sigma_y^2}\right);\quad K_x = \frac{m_x^2}{4\sigma_x^4};\quad K_y = \frac{m_y^2}{4\sigma_y^4};$$

${}_1F_1[(i+0{,}5);(i+j+1);\left(\frac{1}{2\sigma_x^2}-\frac{1}{2\sigma_y^2}\right)H^2]$ - вырожденная гипергеометрическая функция.

В работах [6,62,67,] показано, что при определенных значениях параметров σ_x, m_x, m_y, σ_y выражение четырехпараметрического закона распределения вероятностей упрощается и как частные случаи становятся возможны различные законы распределения вероятностей замираний:

- релеевский закон распределения вероятностей ($m_x = m_y = 0$, $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$)

$$w(H) = \left(\frac{H}{\sigma^2} \right) \exp\left[\frac{-H^2}{2\sigma^2} \right], \qquad (36)$$

- обобщенно – релеевский закон (распределение Райса)

($\sigma_x = \sigma_y = \sigma$, $m_x = 0$, $m_y \neq 0$)

$$w(H) = \left(\frac{H}{\sigma^2} \right) \exp\left[\frac{-(H^2 + m_x^2}{2\sigma^2} \right] I_0\left[\frac{m_x H}{\sigma^2} \right], \qquad (37)$$

- усеченно – нормальное распределение вероятностей

($m_x = m_y = 0$, σ_x или $\sigma_y = 0$)

$$w(H) = \left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_{x,y}\sqrt{\pi}} \right) \exp\left[\frac{-H^2}{2\sigma_{x,y}^2} \right]. \qquad (38)$$

Для моделирования быстрых замираний необходимо разработать сразу несколько устройств. Необходим генератор случайного процесса с четырехпараметрическим законом распределения амплитуд и фаз сигнала, устройство, управляющее изменениями параметров этого закона и устройство переноса сформированных замираний на исследуемый сигнал.

В работе [6] показано, что передаточная функция канала представляет собой гауссовский процесс, для которого имеется определенная статистическая связь между средним модулем коэффициента передачи и дисперсией производной фазы. Это не позволяет раздельно моделировать

фазу и модуль коэффициента передачи, поэтому метод имитации быстрых замираний путем последовательной модуляции случайными процессами, соответствующими изменениям амплитуды и фазы исследуемого сигнала, неприемлем.

Известные методы, основанные на функциональном преобразовании равномерно распределенного случайного процесса или сложения большого числа гармонических сигналов со случайными амплитудами и фазами, неприемлемы по той же причине.

Новый метод формирования быстрых замираний, предложенный в работе [7], основан на том, что замирающий сигнал на выходе гауссовского канала на интервале локальной стационарности можно представить в виде сумы ортогональных составляющих:

$$S_{вых}(t) = H(t)U(t)\cos[\omega t + \theta(t) + \varphi(t)] = \\ =[X(t) + m_x]U(t)\cos[\omega t + \varphi(t)] + [Y(t) + m_y]U(t)\sin[\omega t + \varphi(t)], \quad (39)$$

где $S(t) = U(t)\cos[\omega t + \varphi(t)]$ – исследуемый сигнал;

$\widehat{S}(t) = U(t)\sin[\omega t + \varphi(t)]$ – комплексно-сопряженный сигнал;

$X(t)$, $Y(t)$ – независимые нормальные случайные процессы;

$H(t) = \sqrt{[X(t) + m_x]^2 + [Y(t) + m_y]^2}$ – модуль коэффициента передачи канала;

$\theta(t) = arctg\{[Y(t) + m_y]/[X(t) + m_x]\}$ – его аргумент.

Случайный процесс (39) формируют путем перемножения и затем суммирования квадратурных составляющих входного сигнала и орто-

гональных компонент коэффициента передачи. Для этого необходимы диапазонный фазовращатель на угол $\varphi = 90^0$, два аналоговых перемножителя и сумматор.

Построить широкодиапазонный фазовращатель сложно, поэтому предпочтителен вариант имитатора замираний с формированием поднесущей, флуктуирующей в соответствии с четырехпараметрическим законом распределения (35) и последующим переносом замираний на исследуемый сигнал путем транспонирования флуктуирующей поднесущей методом однополосного преобразования перемножением и последующей фильтрацией.

Автокорреляционные функции быстрых замираний для наземных каналов радиосвязи дециметрового и сантиметрового диапазонов получены на основе обработки результатов многочисленных экспериментальных данных по распространению сигналов на различных трассах радиосвязи и приведены в работах [7,9].

Выбор параметров четырехпараметрического закона распределения вероятностей, характерных для определенной трассы связи, представляет собой не простую задачу. Решение такой задачи обычно ищут [6] в рамках точечной модели канала связи с рассеянием, то есть в моделе канала с множеством точечных переизлучателей. У каждого переизлучателя своя площадь рассеяния и случайный фазовый сдвиг переотраженных сигналов.

Выражения, описывающие зависимость параметров быстрых замираний от свойств радиоканала при точечной модели радиоканала, когда канал передачи информации представляется совокупностью множества точечных переизлучателей, отражающих радиосигнал со случайными фазовыми сдвигами получены в работе [6]. Для точечной модели канала основным параметром, характеризующим его свойства является функция рассеяния [9], распределенная нормально, в соответствии с законом больших

чисел и средний коэффициент передачи канала по мощности $\overline{H}^2 = \sigma_X^2 + \sigma_Y^2 + m_X + m_Y$.

Функцию рассеяния можно записать в виде

$$W(\varphi) = \sum_{i=1}^{k} P_j \omega_j(\varphi), \tag{40}$$

где P_j; (j =l, 2, ..., k) - вероятность принадлежности переизлучателя к j-й группе с одинаковыми фазами отраженных сигналов.

$\omega_j(\varphi)$ - плотность вероятности фазового сдвига j-й группы.

Для упрощения управлением параметрами модели радиоканала приведем четырехпараметрический закон распределения вероятностей к трехпараметрическому путем поворота координат, повернув координаты передаточной функции канала так, чтобы соблюдалось равенство $m_Y = 0$. Тогда выражения, описывающие радиоканал с множеством точечных переизлучателей [6,7] сведутся к отношению средних мощностей регулярной и флуктуирующей компонент сигнала

$$q^2 = \frac{m_X^2 + m_Y^2}{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2} = \frac{2\exp(-\sigma^2)}{[1-\exp(-\sigma^2)]^2 + [1-\exp(-2\sigma^2)]}, \tag{41}$$

параметрам асимметрии

$$\beta^2 = \frac{\sigma_X^2}{\sigma_X^2} = \frac{[1-\exp(-\sigma^2)]^2}{+[1-\exp(-2\sigma^2)]} \tag{42}$$

и дисперсии функции рассеяния σ^2.

На рис. 26 – 30 приведены рассчитанные на ЭВМ зависимости параметров закона распределения вероятностей быстрых замираний от дисперсии функции рассеяния

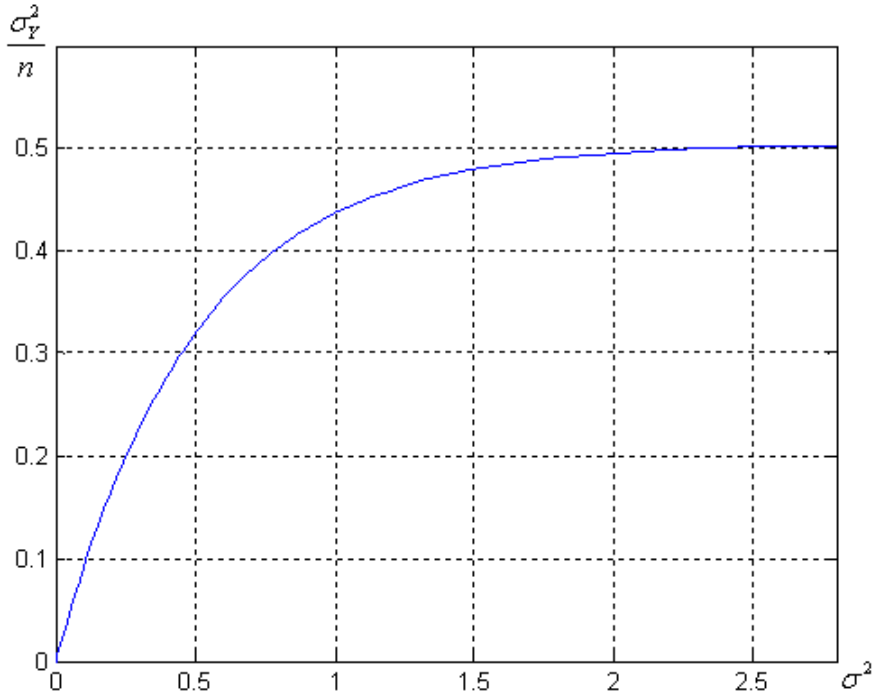


Рисунок 26. Зависимость σ_Y^2 от дисперсии функции рассеяния

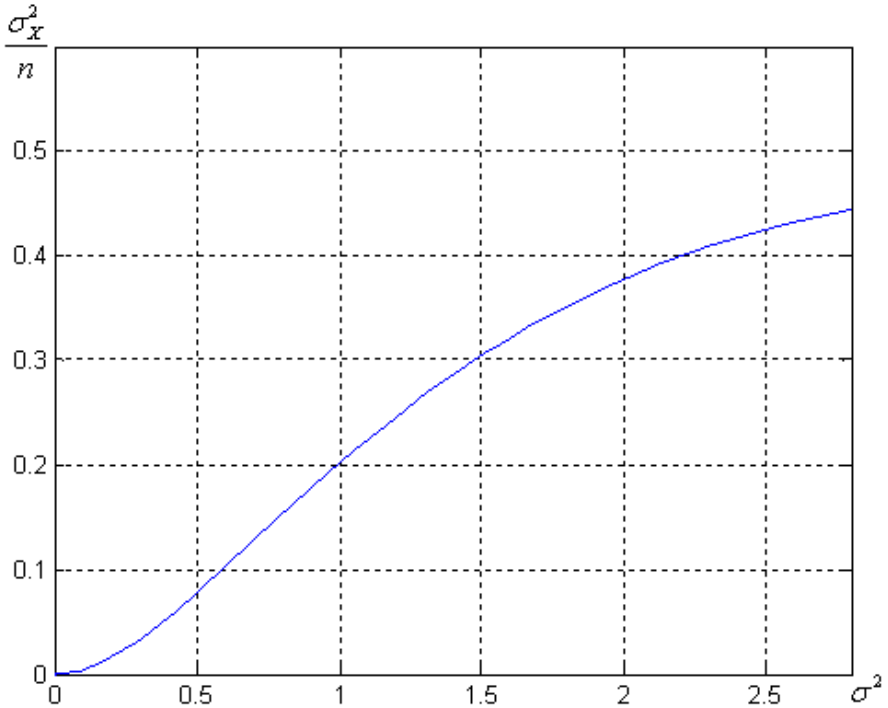


Рисунок 27. Зависимость σ_X^2 от дисперсии функции рассеяния

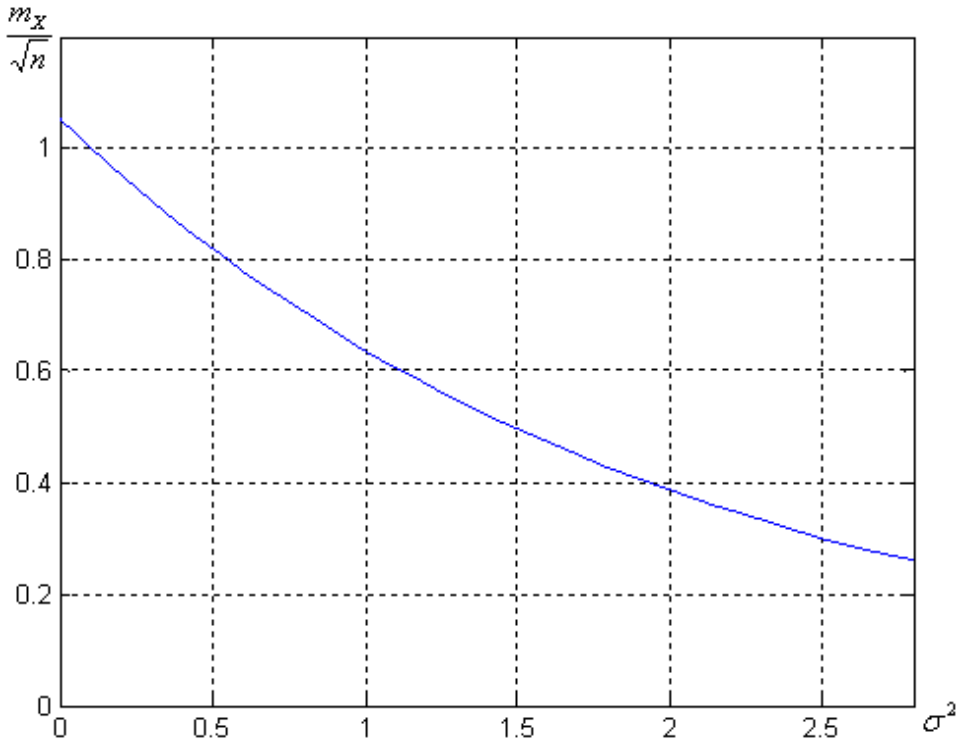


Рисунок 28. Зависимость m_x от дисперсии функции рассеяния

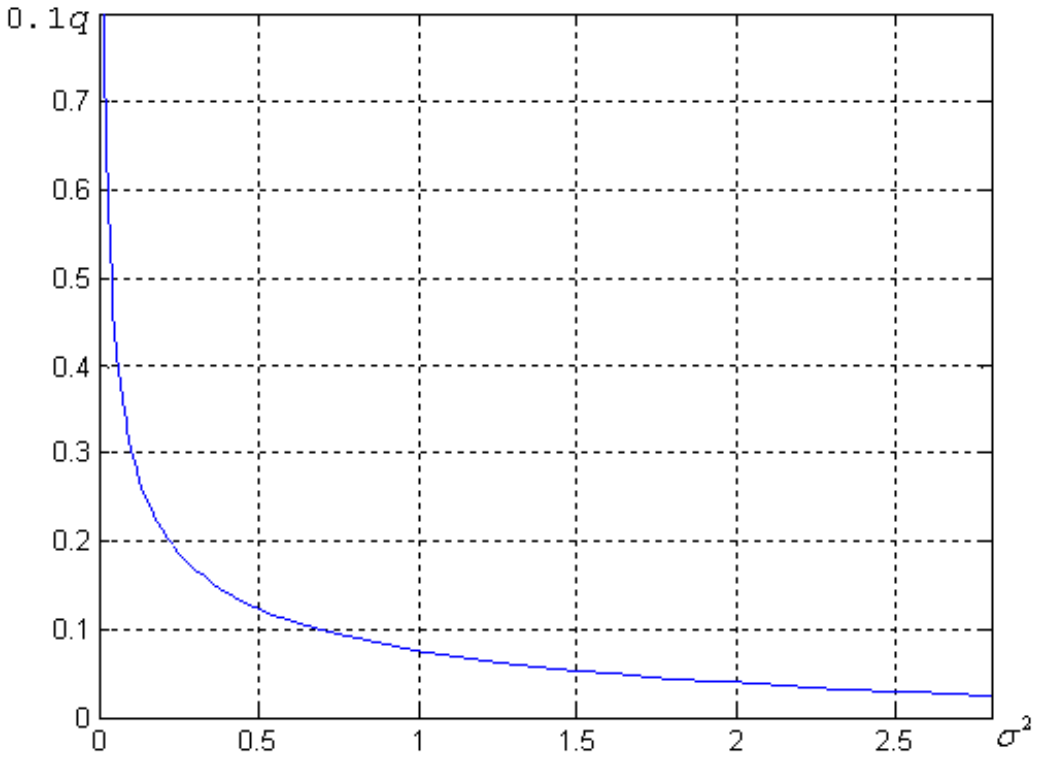


Рисунок 29. Зависимости q от дисперсии функции рассеяния

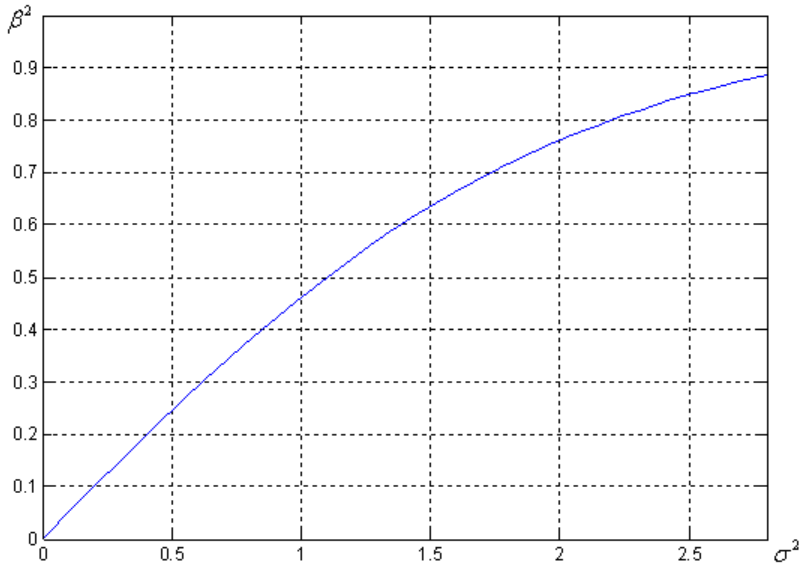


Рисунок 30. Зависимость β^2 от дисперсии функции рассеяния

Для определения параметров закона распределения вероятностей быстрых замираний на рис. 31-34 приведены семейства зависимостей параметров от величины отношению регулярной и флуктуирующей компонент сигнала q для разных коэффициентов вариации.

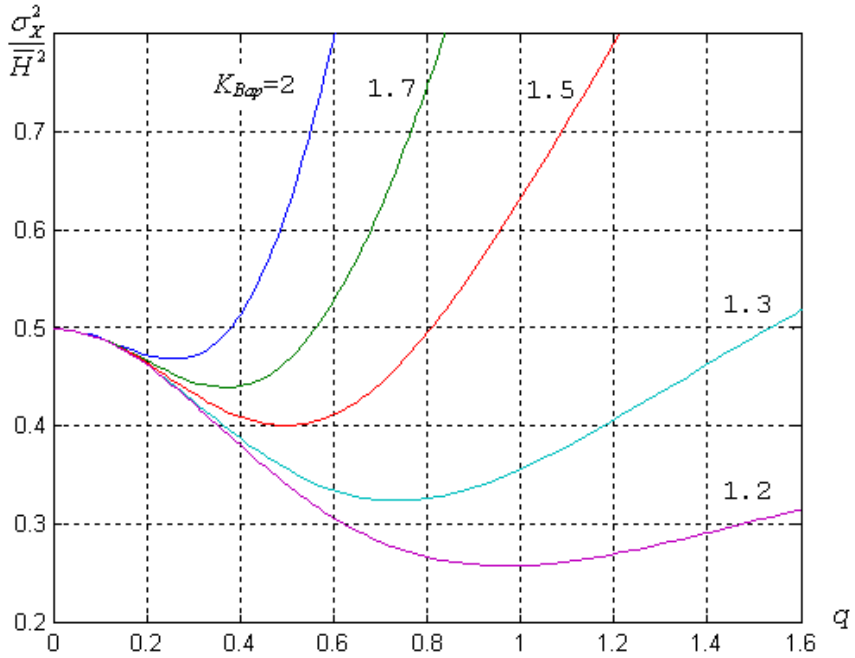


Рисунок 31. Зависимость σ_X^2 от величины q

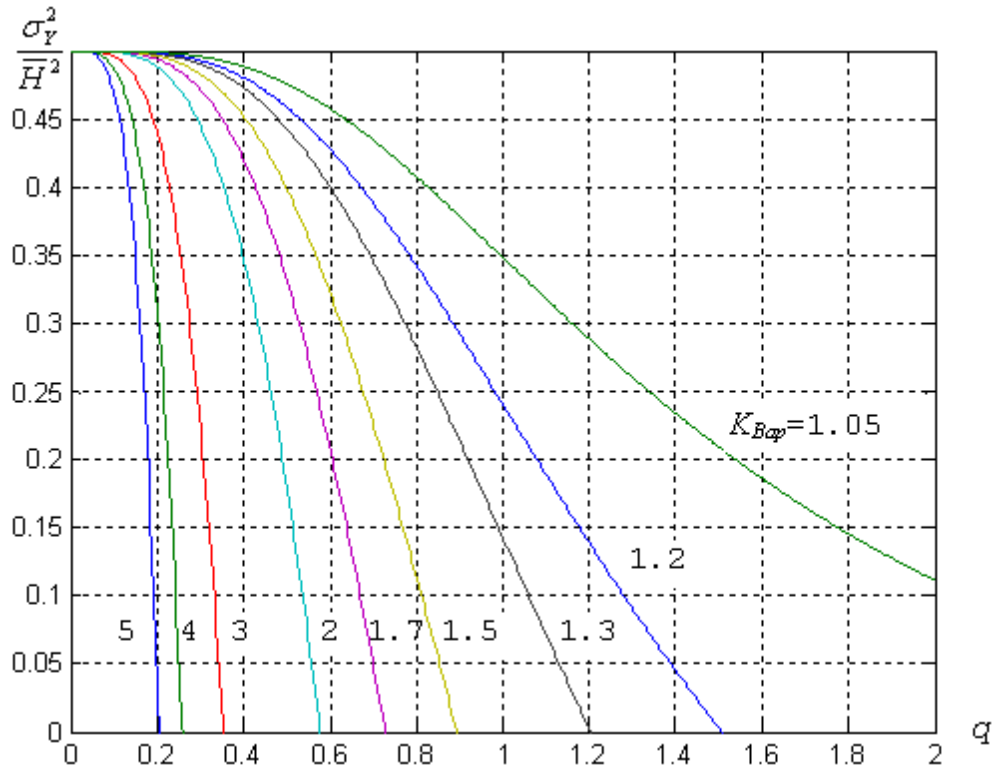


Рисунок 32. Зависимость σ_Y^2 от величины q

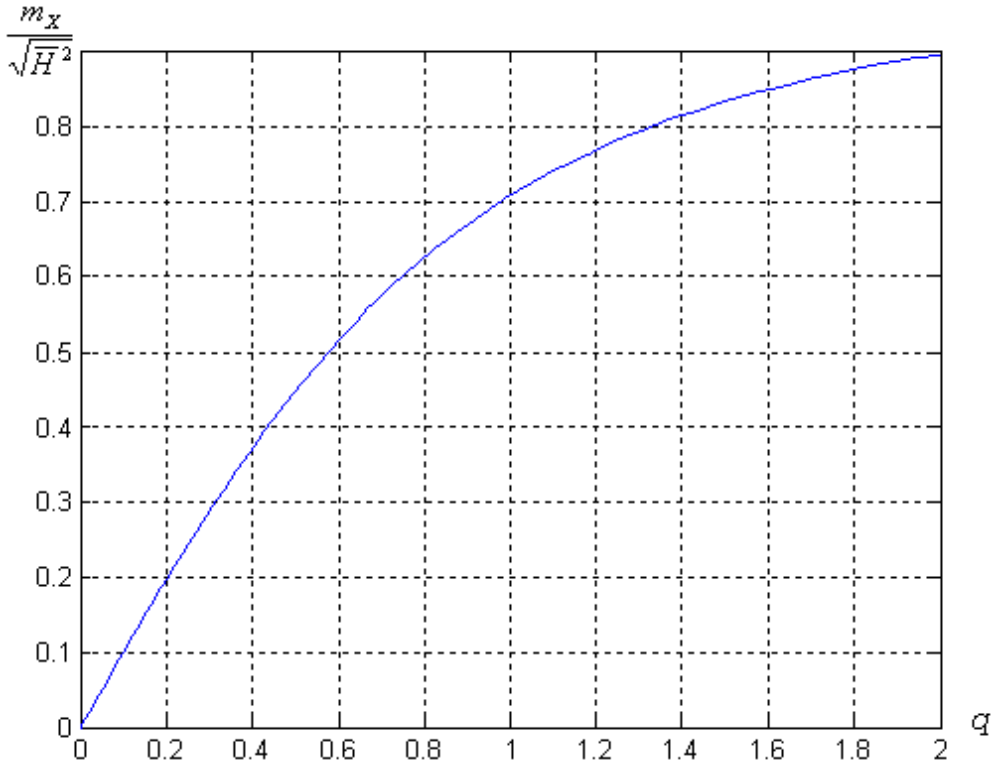


Рисунок 33. Зависимость m_X от величины q

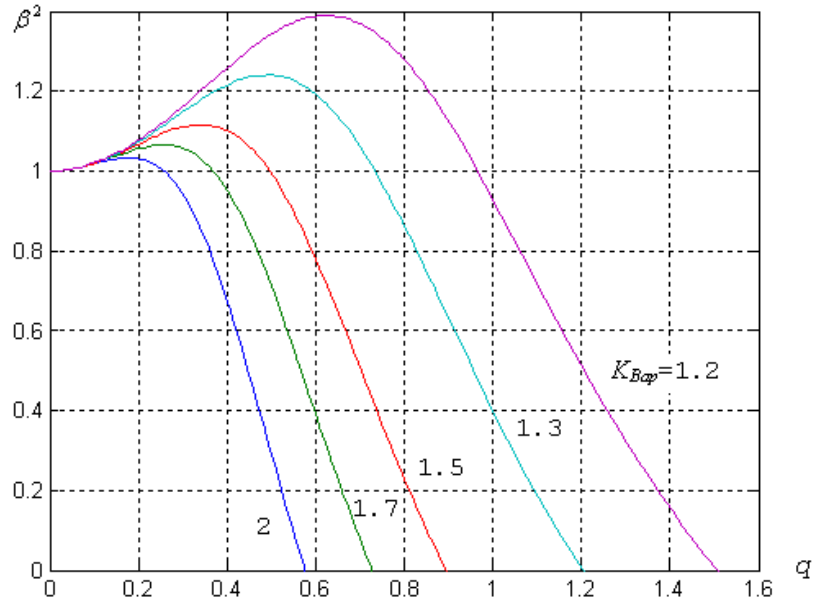


Рисунок 34. Зависимость асимметрии β^2 от величины q

На рис. 35 приведена взаимосвязь коэффициента вариации $K_{вар}$ и глубины быстрых замираний b. Зная диапазон изменения глубины быстрых замираний на моделируемой трассе можно найти область изменения коэффициента вариации, затем область изменения величины q, и после этого найти пределы изменения параметров m_X, σ_X^2, σ_Y^2 для конкретной трассы радиосвязи.

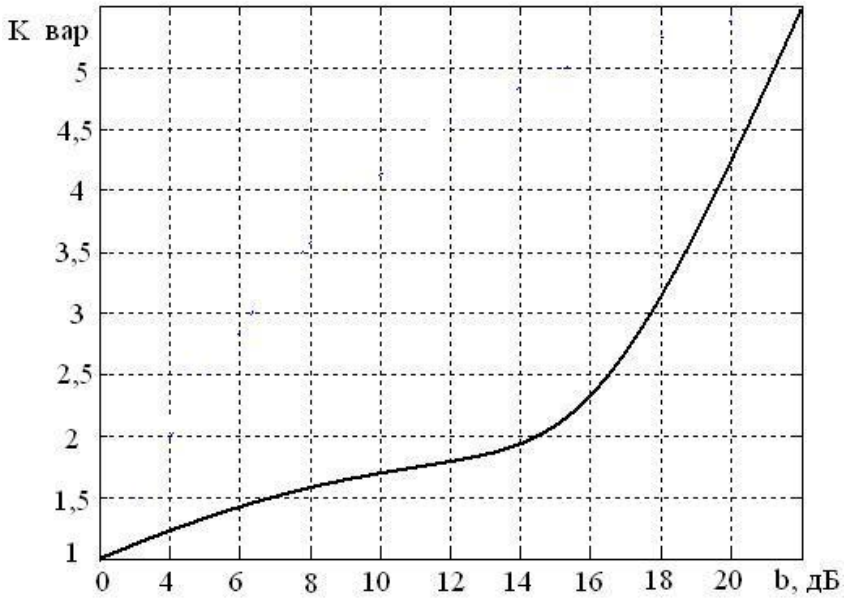


Рисунок 35. Взаимосвязь глубины замираний b и коэффициента К вар

Структурная схема генератора быстрых замираний приведена на рисунке 36. Сигналы двух независимых генераторов шума (*ГНШ*) с нормальными законами распределения вероятностей уровня сигналов перемножаются с квадратурными составляющими сигнала промежуточной частоты, поступающего с опорного кварцевого генератора (*КГ*).

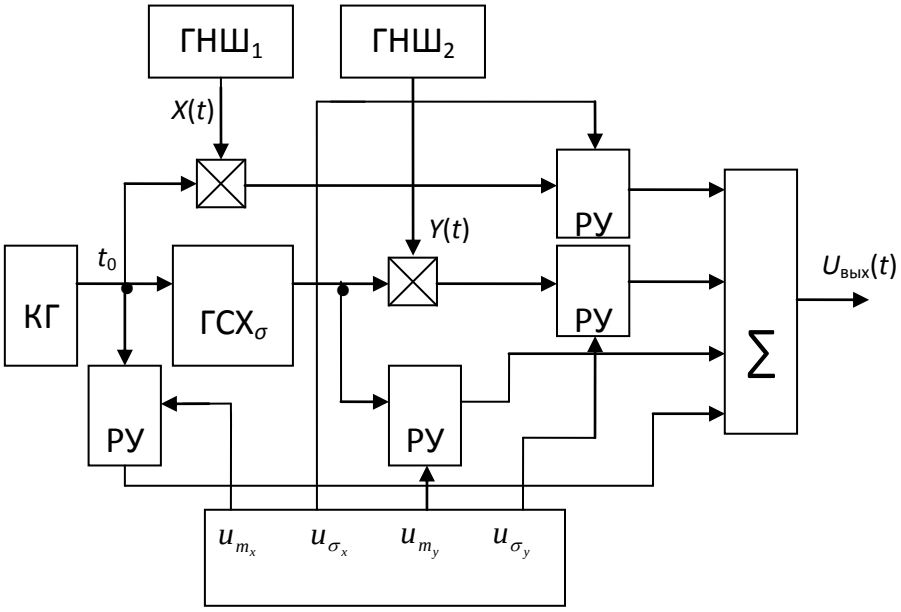


Рисунок 36. Генератор быстрых замираний

Параметры m_x, m_y, σ_x, σ_y случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$ управляются [7] при помощи регулируемых усилителей (*РУ*) напряжениями, поступающими от устройства управления параметрами *УУП,* показанного на рис. 37. Суточные изменения глубины быстрых замираний обеспечиваются специальным генератором суточного хода (ГСХ) в соответствии с имеющейся статистикой.

Устройство управления параметрами четырехпараметрического закона распределения состоит из генератора тактовых импульсов (*ГТИ*), регистра сдвига (*РС*) и делителей напряжения (*ДН*), выбором которых

обеспечиваются необходимые реализации процессов управления и устройства согласования (*УС*), необходимого для управления быстрыми замираниями одновременно во всех моделируемых лучах распространения.

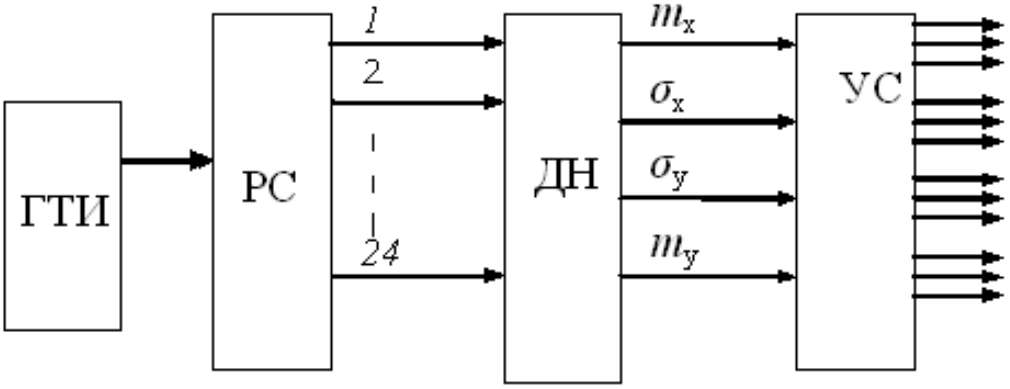


Рисунок 37. Структурная схема устройства управления параметрами имитатора быстрых замираний

Характеристики устройства управления параметрами быстрых замираний основаны на известной статистике изменения глубины быстрых замираний на трассах связи в зависимости от времени суток и на статистическом материале об отношении регулярной и флуктуирующей составляющих сигнала в канале. Этот статистический материал был получен на ряде трасс дальней радиосвязи дециметрового диапазона и позволил [7] строить имитаторы радиоканалов различного типа.

Структурная схема устройства переноса быстрых замираний на исследуемый сигнал приведена в работе [7] и показана на рис. 38.

Сигнал $S_1(t)$, сформированный генератором 4-х параметрического процесса на частоте ω_0, переносится на информационный сигнал $S(t)$ в смесителе $СМ_1$. Полосовым фильтром $ПФ_1$ выделяется одна боковая полоса.

На выходе $ПФ1$ формируется сигнал $S'_{вых}(t) = U(t)H(t)\cos[(\omega - \omega_0)t + \theta(t) + \varphi(t)]$, отличающийся от $S_1(t)$ сдвигом по частотной оси на величину ω_0. Этот сдвиг устраняется вторым преобразованием частоты в смесителе $СМ_2$ и фильтре $ПФ_2$.

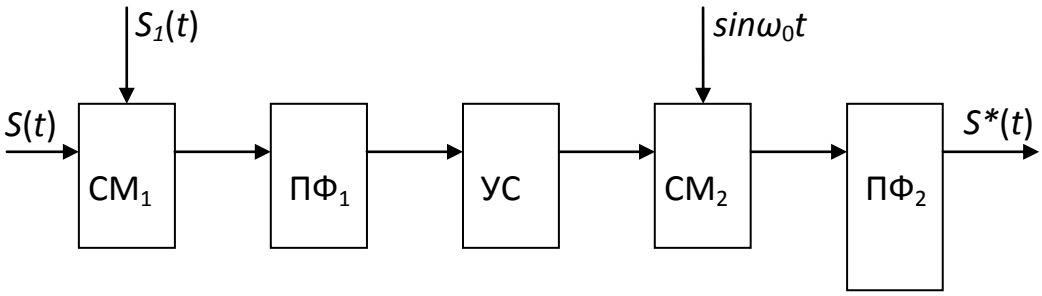


Рисунок 38. Структурная схема устройства переноса быстрых замираний

Для формирования четырехпараметрического процесса нужно построить, как показано на рис. 36, генераторы шума с нормальным законом распределения. Вариантов построения генераторов сигнала с нормальным законом распределения известно много [7,46,78,]. Чаще всего применяют преобразования сигналов генераторов псевдослучайных последовательностей импульсов или же используют полупроводниковые источники шума. Наиболее простая схема – это схема генератора на полупроводниковых шумящих диодах, которая приведена на рис. 39.

Сигнал от полупроводникового источника шума (ППШИ), в качестве которого используют шумящий диод или варикап, усиливается и импульсными выбросами в случайные моменты времени запускает ждущий мультивибратор (ЖМ). Последовательность коротких импульсов от мультивибратора подается на триггер (Т), на выходе которого формируется обобщенный телеграфный сигнал. Фильтруя этот процесс, получим сигнал с нормальным распределением вероятностей амплитуд

Рисунок 39. Структурная схема генератора случайного напряжения с нормальным законом распределения вероятностей

Применение генераторов псевдослучайной последовательности импульсов в качестве первичных источников случайного процесса имеет значительное преимущество, поскольку позволяет повторять реализации случайного процесса. Это особенно важно для создания идентичных условий при сравнении различных устройств или систем.

Обычно используют генераторы псевдослучайных последовательностей максимальной длины [78] $T_{\max} = (2^n - 1)\tau_u$, представляющих собой генератор тактовых импульсов (ГТИ) длительностью τ_u, запускающих n – разрядный регистр сдвига (РС), охваченный обратной связью. Сигнал обратной связи формируется суммированием по модулю два сигналов с выходов определенных [78] для конкретного периода псевдослучайной последовательности разрядов регистра сдвига.

Если использовать в ветви обратной связи дополнительный генератор псевдослучайной последовательности, то возможно значительное увеличение периода повторения псевдослучайной последовательности. Цифроаналоговым преобразованием с последующей фильтрацией не трудно получить управляющие сигналы с нормальным законом распределения амплитуд.

3.4.3. Имитация селективно-частотных замираний

Распределения Рэлея и Райса, не подходят чтобы моделировать поведение канала, когда полоса пропускания канала увеличивается. Широкополосный канал можно представить многоотводной линией задержки с неизменным числом отводов или набором последовательно включенных линий задержки (ЛЗ). Параметры канала (задержка и распределения амплитуд) характеризуют многолучевое поведение и могут быть вычислены.

Такой канал, моделируемый многоотводной линией задержки, может быть представлен изменяющимся во времени фильтром с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр). Модель многолучевого радиоканала с N лучами распространения и с коэффициентами $h_k(t)$, k =0, 1, ... , N-1 в отводах показана на рис. 40.

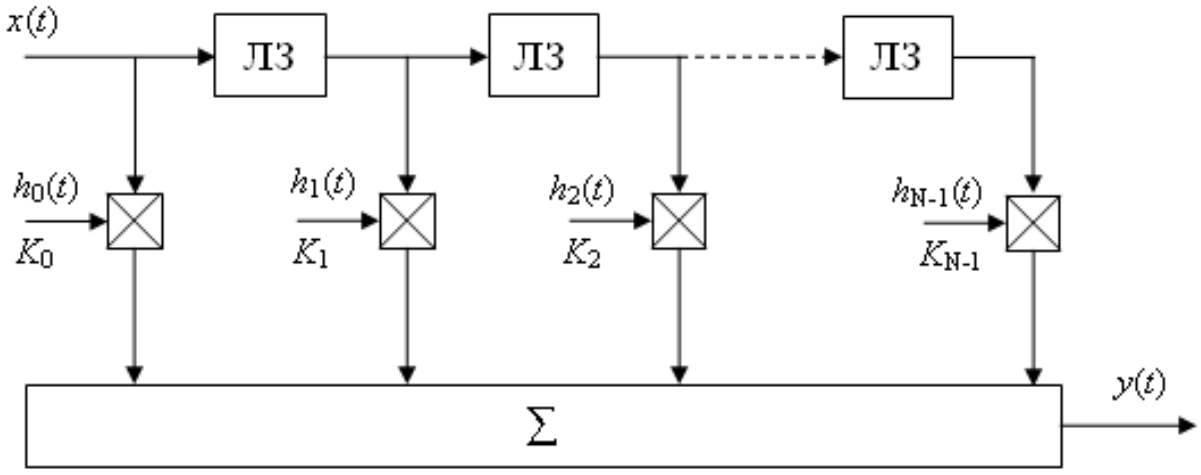


Рисунок 40. Модель многолучевого радиоканала

В модели, представленной на рис. 30, сигнал после каждой ЛЗ умножается на комплексный коэффициент передачи, которые формируются генераторами случайных процессов, коррелированными с процессами

замираний сигнала на моделируемой трассе связи. Таким путем производится управление амплитудными и фазовыми характеристиками в отводах, а последующее суммирование смоделированных так лучей распространения дает результат, адекватный воздействию селективно-частотных замираний на сигнал в радиоканале. Основная задача, возникающая при построении имитатора селективно-частотных замираний, заключается в правильном выборе весовых коэффициентов $K_0 \div K_{N-1}$.

Входные и выходные функции канала, $x(t)$ и $y(t)$ – комплексные функции, соответственно. В модели единичная задержка отвода обозначена как *ЛЗ* и ее время задержки определяется как $T=1/W$, где W – полоса пропускания, занятая реальным сигналом.

С суммарным многолучевым расширением $-T_m$ (суммарные задержки многолучевых компонентов), модель многоотводной линии задержки для канала может быть сокращена до N отводов, согласно

$$N = (T_m W) + 1 \tag{43}$$

Выходная функция определится как

$$y(t) = \sum_{k=1}^{N} x\left(t - \frac{k}{W}\right) h_k(t) \tag{44}$$

Изменяющиеся во времени коэффициенты в отводах $h_k(t)$ – стационарные случайные процессы. Так как $h_k(t)$ представляют собой весовые коэффициенты отводов, то соответствующие N различных задержек

$\tau = k/W$, k = 0, 1, 2, ... , N-1, в предположении, что $h_k(t)$ будут взаимно некоррелированы.

Модель многоотводной линии задержки только с одним отводом представляет случай узкополосного канала и когда полоса пропускания передаваемого сигнала увеличивается, число отводов модели также должно увеличиваться. В случае релеевских замираний, величины коэффициентов в отводах распределены законом Рэлея, а фазы равномерно распределены [60]. Однако, когда увеличивается полоса пропускания, распределение Рэлея или распределение Райса больше не подходят. В таком случае число отводов может также увеличиться и это приводит к усложнению модели. Одна из возможностей решить эту проблему, это использование моделей канала, в которых часть коэффициентов отводов устанавливается на нуль. Это приводит к ситуации, где отводные задержки не обязательно должны быть равномерно распределены.

Такие радиоканалы, описываемые представленной теоретической моделью, встречаются в микросотах, где имеется многолучевое распространение сигналов и на линиях дальней связи. Моделирование радиоканала многоотводной линией задержки позволяет прогнозировать поведение систем передачи информации в случае многолучевого распространения сигнала и проектировать алгоритмы обработки сигналов, наилучшим образом отвечающие потребностям связи.

Радиоканалы с релеевским, обошенно-релеевским (райсовским), подрелеевским, нормальным, бимодальным, усеченно-нормальным и др. замираниями исследованы и моделируются при помощи четырехпараметрического закона распределения вероятностей. Но это модели радиоканалов без селективно-частотных замираний или каналы.

Для каналов с селективно-частотными замираниями остается сложная задача - определение фактического числа путей задержки, которые должны использоваться, то есть числа отводов. Каждый путь требует наличия модуляторов и вычисления весовых коэффициентов.

Желательно иметь большое количество отводов у линии задержки, так как это позволит моделировать самые различные каналы передачи информации. В ряде работ [101,103] полагается, что 12 отводов позволяют точно моделировать задержки сигнала и селективно-частотные замирания. Однако для универсальности и большей адекватности модели реальным каналам передачи информации лучше выполнить модель с 20 отводами, обнуляя коэффициенты лишних отводов при моделировании определенных радиоканалов.

3.4.4. Методика оценки адекватности имитатора радиоканала реальным каналам связи

При экспериментальных исследованиях приемо-передающих устройств, разработке систем передачи информации, оценке эффективности различных протоколов передачи часто в качестве инструментария используют имитаторы каналов связи [7]. Имитатор должен максимально точно воспроизводить передаточную функцию канала связи с учетом всего комплекса возникающих в канале искажений сигнала и присутствия в канале различного типа помех. Наиболее сложными в этом отношении являются имитаторы радиоканалов передачи информации, так как передаточные функции радиоканалов стационарны лишь на участках локальной стационарности [9] и свойства радиоканалов в различных частотных диапазонах значительно различаются.

Основной показатель эффективности имитатора это адекватность формируемых им воздействий на передаваемые сигналы реальным искажениям сигнала в исследуемом канале связи из-за замираний и наличия в канале помех различного вида. Вопрос адекватности моделируемых замираний реальной статистке замираний имеет особенно важно значение. Имитаторы каналов связи выполняются, как правило, многофункциональными и позволяют моделировать достаточно большое число трасс связи при разных условиях распространения через них радиосигналов. В связи с этим экспериментально подтвердить адекватность моделируемых и наблюдаемых на реальных трассах связи искажений и замираний очень сложно. Для корректного решения этой задачи необходимо провести эксперименты на большом числе радиолиний различной протяженности при разных климатических и географических условиях распространения сигналов.

Использование других критериев, основанных на экспериментальном и теоретическим определении вероятности ошибки, возможно, но требует значительно большего объема экспериментальной и вычислительной работы. Кроме того, подобие законов распределения и корреляционных функций позволяет сделать вывод и о подобии по вероятности ошибки, поскольку эти характеристики на выходе канала являются определяющими при оценке помехоустойчивости передачи информации.

Менее сложно подтвердить подобие имитатора реальному каналу связи придерживаясь поэтапной методики оценки адекватности:

- оценкой соответствия реальной статистики искажений и замираний сигналов в канале связи известным законам распределения вероятностей (формированием математической модели канала);

- оценкой соответствия статистики моделируемых ИРКПИ искажений и замираний сигналов и математической модели радиоканала.

Модели радиоканалов для разных частотных диапазонов известны [63-67], а их достоверность проверена [7] экспериментальными исследованиями передаточных функций радиоканалов на разных линиях связи в различных климатических и географических условиях распространения сигналов.

Для каналов с общими замираниями [9] достаточно оценить по критериям согласия [103] подобие одномерных законов распределения у результатов экспериментов на реальных трассах и у принятых математических моделей. Для каналов с селективными замираниями такая оценка должна быть проведена применительно к статистике каждого отсчета импульсного отклика. При этом потребуется дополнительно оценить совпадение теоретического значения интервала частотной корреляции с экспериментальным [104].

В качестве алгоритма оценки адекватности имитатора каналов передачи информации реальным каналам связи можно предложить блок-схему методики оценки адекватности имитатора радиоканала реальным каналам передачи информации, изображенную на рис. 41.

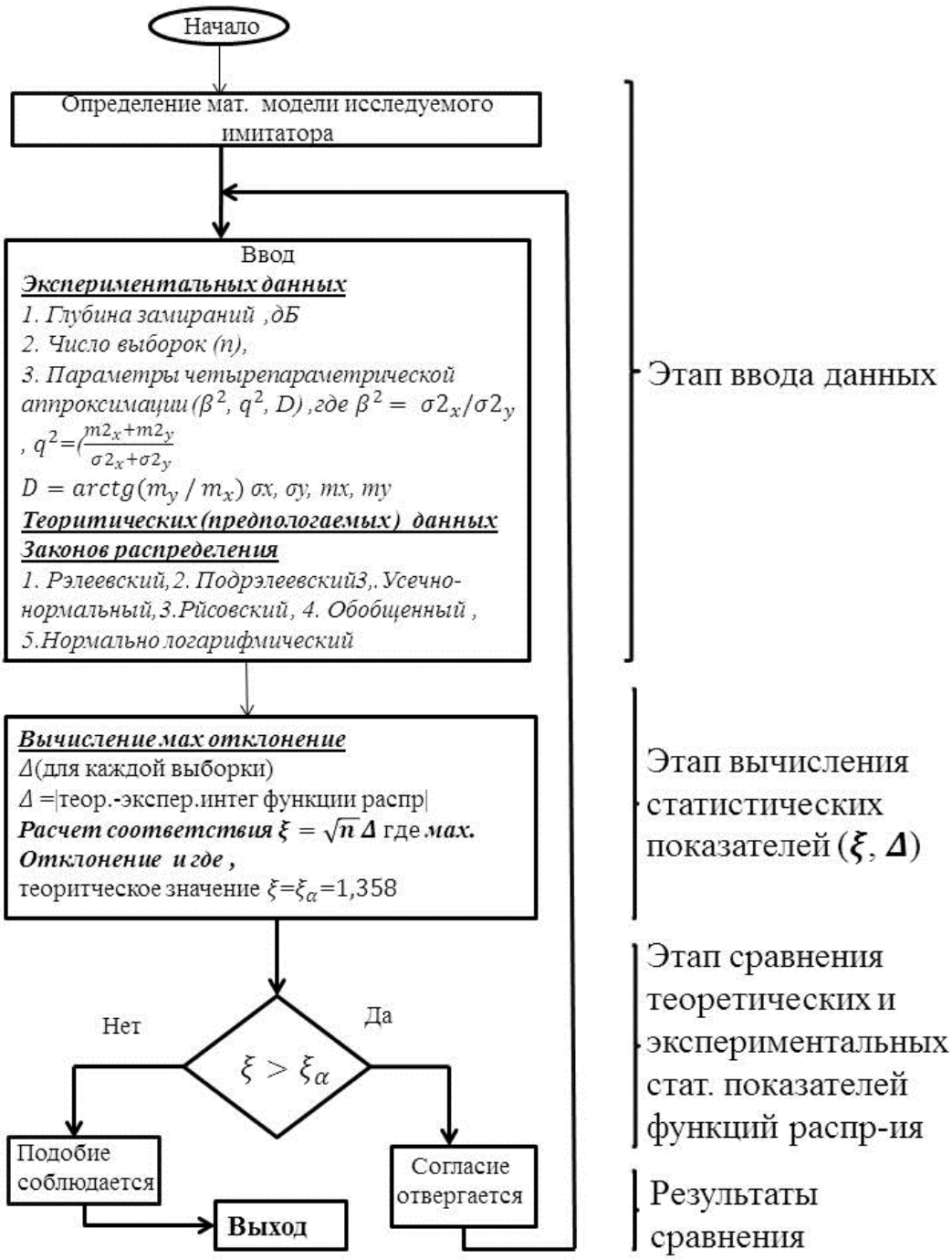


Рисунок 41. Алгоритм оценки адекватности имитатора радиоканала реальным каналам связи по критерию согласия Колмогорова

При проверке соответствия экспериментальных и теоретических законов распределения замираний часто применяется критерий согласия Колмогорова, как наиболее простой для подобных расчетов. Мерой соответствия статистического и теоретического законов в этом случае является [103] величина

$$\xi = \sqrt{n}\,\Delta \tag{45}$$

где n – число выборок на реализации; Δ – максимальное отклонение теоретической и экспериментальной интегральных функций распределения, взятое по абсолютной величине.

Если величина $\xi > \xi_\alpha$ (ξα определяется, через уровень значимости), то гипотеза о согласии теоретического и экспериментального законов отвергается. В таблице 1 приведен пример сравнения экспериментальных функций распределения быстрых замираний, полученных учеными Владимирского государственного университета на трассах дальней тропосферной связи с четырехпараметрическим законом распределения вероятностей, который является наиболее общим для радиоканалов коротковолновой [6] и тропосферной дальней связи [7].

Четырехпараметрический закон распределения вероятностей имеет вид

$$\omega(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma_x \sigma_y} \exp\left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_x^2\sigma_y^2 + m_y^2\sigma_x^2}{2\sigma_x^2\sigma_y^2} \right) \times$$

$$\times \sum_{k=0}^{\infty}\sum_{s=0}^{\infty} \frac{(2k+2s-1)!(\sigma_y^2-\sigma_x^2)^k m_y^{2s}\sigma_x^{2s}}{k!(2s)!2^k \sigma_y^{2k+4s} m_x^{k+s}} \gamma^{k+s} I_{k+s}\left(\frac{m_x}{\sigma_x^2}\gamma\right),$$

где σ_x, σ_y, m_x, m_y - параметры четырехпараметрического закона распределения вероятностей.

Используя экспериментальные данные, полученные на трассах дальней тропосферной связи и на имитаторе радиоканалов дальней тропосферной связи, разработанном в отраслевой лаборатории Поликом-101 на кафедре радиотехники и радиосистем Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых и показанного на рис. 42, проверим их соответствие четырехпараметрическому закону распределения вероятностей.

Рисунок 42. Имитатор селективно-частотных замираний

Результаты оценки соответствия приведены в таблице 1 и на рис. 43

Таблица 1.

Глубина замираний, дБ	Число выборок n	Параметры четырепараметрической аппроксимации			Точность соответствия описания	
		β^2	q^2	D	Δ	ξ
13.9	105	0.05	5	π/2	0.11	1.13
16.7	105	0.5	0	0	0.03	0.31
11.2	217	0.7	1.0	0	0.02	0.29
12.4	146	0.1.	1.0	π/4	0.03	0.36
13.8	137	0.1	2.0	π/4	0.07	0.82
9.5	136	0.7	2.0	0	0.05	0.59
7.4	124	0.5	2.0	0	0.03	0.39
13.3	162	0.5	0.5	0	0.08	0.64
12.3	130	0.5	0	0	0.05	0.57
8.3	100	0.5	2.0	0	0.05	0.50
9.8	208	0.5	1.0	0	0.1	0.95

При экспериментах с имитатором каналов связи наблюдались замирания с глубиной от 3,0 до 22,5 Дб, а максимальное отклонение между экспериментальной и теоретической функциями распределения не превышало Δ=0,12.

На рис. 43 показаны результаты выполненных расчетов по оценке соответствия быстрых замираний моделируемых имитатором, фото которого приведено на рис. 42, четырехпараметрическому закону распределения

вероятностей. На рисунке приведена горизонтальная граница области согласия в пределах которой гипотезы о соответствии законов распределения вероятности быстрых замираний четырехпараметрическому закону не отвергаются.

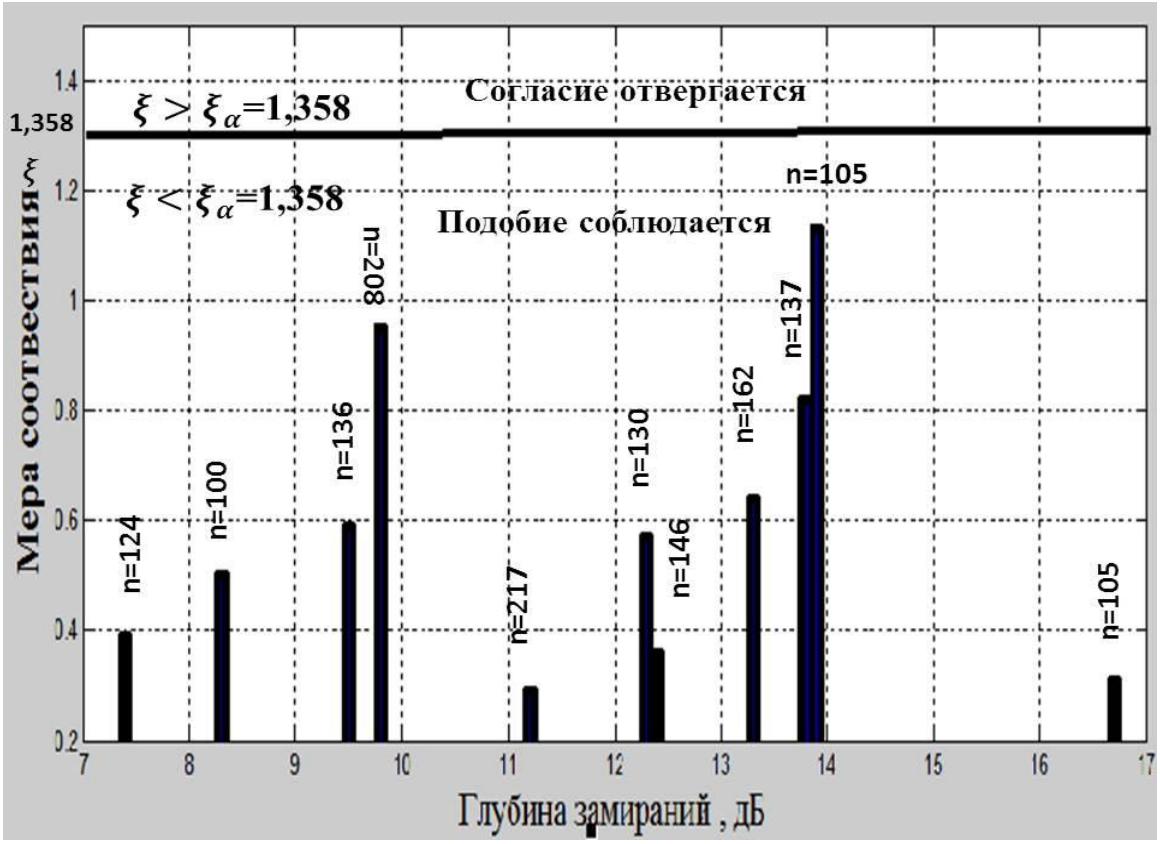


Рисунок 43. Оценка адекватности моделируемых быстрых замираний реальным радиоканалам

При оценке адекватности имитируемых медленных замираний реальным замираниям в наземных каналах связи, описываемых логарифмически нормальным законом распределения вероятностей, можно использовать критерий согласия Мизеса, как более подходящий для процессов с малым числом выборок. По критерию согласия Мизеса [103] проверялось соответствие моделируемых медленных замираний

логарифмически-нормальному закону распределения вероятностей и гипотезы также не отвергались.

Поскольку отклонения гипотез при сопоставлении экспериментальных данных и теоретической модели не наблюдалось, это позволяет сделать вывод о подобии моделируемых имитатором и наблюдаемых на реальных трассах дальней связи искажений и замираний сигналов.

Таким образом, поэтапная оценка подобия математической модели реальной статистике замираний в канале и моделируемых имитатором радиоканала замираний математической модели замираний дает возможность достаточно строго подтвердить адекватность имитатора и реальных каналов связи.

3.5. Разработка устройства оценки качества передачи информации

Основной целью помехоустойчивого кодирования в системах связи является достижение высокого качества передачи цифровой информации по линиям и сетям связи.

Для улучшения прохождения целой и неповрежденной информации по линям связи, разработчикам предстоит решить задачу правильного выбора методов помехоустойчивого кодирования и кодов. На рис. 44 показана предлагаемая нами [105-107] для выполнения таких задач структурная схема устройства оценки качества передачи информации.

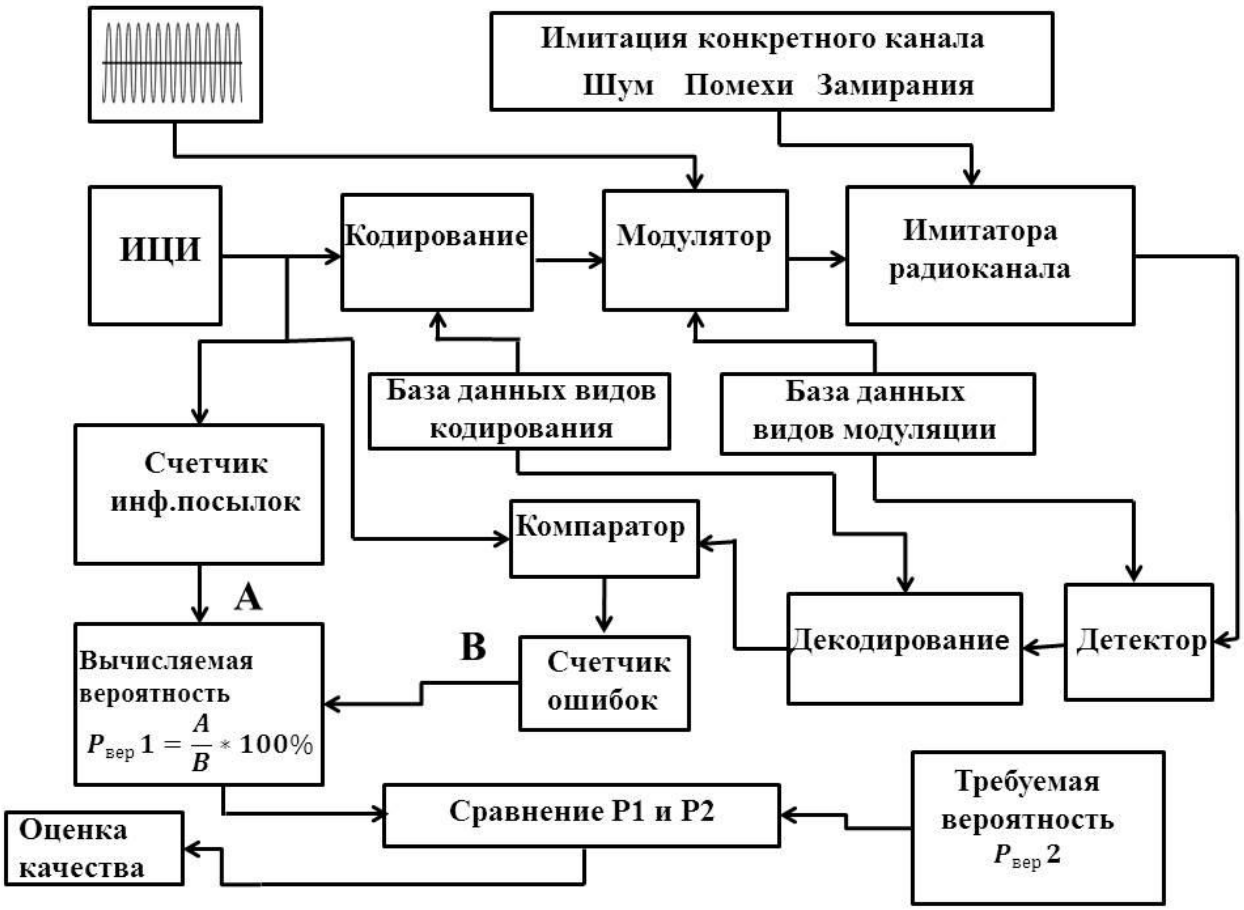


Рисунок 44. Структурная схема комплекса

оценки качества передачи информации

Задача выбора методов помехоустойчивого кодирования и кодов не является простой, поскольку существует много разнообразных кодов и методов помехоустойчивого кодирования. Для разных задач передачи

информации определение соответствия методов кодирования и самих помехоустойчивых кодов дает различные решения, что в конечном счете влияет на качество передачи информации.

Поэтому разрабатываемый измерительный комплекс оценки устройств помехоустойчивого кодирования и выбора наиболее успешного метода обработки сигналов для конкретного канала передачи цифровой информации должен содержать специальные устройства для оценки качества передачи цифровых данных.

Предлагаемый алгоритм работы комплекса оценки качества передачи информации выглядит следующим образом:

Шаг 1. Определение количества передаваемых посылок.

Источник цифровой информации (ИЦИ) подает информационный сигнал на кодер и на счетчик информационных посылок, который определяет количество передаваемых в канал связи посылок (число **А**).

Шаг 2. Выбор метода кодирования и типа помехоустойчивого кода.

Помехоустойчивое кодирование может выполняться различными кодами. Базы помехоустойчивых кодов управляют методами кодирования и декодирования, формируя соответствующую обработку сигнала от ИЦИ.

Шаг 3. Выбор вида модуляции.

Закодированный определенным помехоустойчивым кодом информационный сигнал поступает на модулятор, управляемый от базы протоколов модуляции, имеющий возможность выбора вида модуляции для различных каналов и систем связи.

Ша**г 4. Воздействия на сигнал в канале связи.**

С выхода модулятора информационный сигнал поступает на управляемый имитатор канала связи в котором подвергается воздействию шума, помех и замираний, характерных для заданного канала передачи информации.

Шаг 5. Прием информационного сообщения.

После имитатора искаженный сигнал поступает на управляемый от базы протоколов модуляции демодулятор, выделяющий информационную составляющую принятого сигнала.

Шаг 6. Декодирование принятого сообщения.

Информационный поток с выхода демодулятора поступает на управляемый от базы помехоустойчивых кодов декодер, выделяющий информационную составляющую принятого сигнала.

Шаг 7. Обнаружение ошибок.

Принятый сигнал и исходный сигнал от ИЦИ поступают на компаратор, выделяющий ошибочно принятые символы.

Шаг 8. Оценка вероятности ошибок.

Сформированный значения чисел A и B поступают на вычислитель, определяющий вероятность ошибки для принятого вида кодирования и заданного типа модуляции передаваемого сигнала в конкретном канале, моделируемом имитатором канала.

Шаг 9. Сравнение результата с заданной величиной.

Рассчитанная вероятность ошибки сравнивается с требуемой для данной системы передачи информации.

Шаг 10. Новая итерация или конец оценки качества передачи информации.

По результатам сравнения полученной при эксперименте вероятности ошибки и заданной для исследуемой системы связи принимаем решение либо к переходу к другому виду кодирования (повторяя процедуры шагов 1-10), либо удовлетворяясь полученными результатами.

Выводы к главе 3.

1. Предложен комплекс для лабораторной оценки качества передачи цифровой информации, который дает возможность в лабораторных условиях экспериментально находить наилучшие технические решения модуляторов и кодеров для радиоканалов.

2. Разработана структура построения необходимого для комплекса источника цифрового сигнала.

3. Предложены пути моделирования помеховых сигналов и замираний различного вида.

4. Разработан универсальный имитатор радиоканалов.

5. Определены зависимости параметров закона распределения вероятностей, описывающего быстрые замирания сигналов, для управления универсальным имитатором радиоканала.

6. Разработан алгоритм для экспериментальной оценки качества передачи цифровой информации по радиоканалам в лабораторных условиях.

Заключение

В диссертационной работе предложен комплекс для лабораторной оценки качества передачи цифровой информации по различным каналам радиосвязи. Основу комплекса составляют управляемый универсальный имитатор радиоканалов и базы данных, позволяющие выбирать как необходимые виды модуляции, так и сигналы шумов и помех, мешающие передаче информации.

В качестве основного устройства комплекса оценки качества передачи цифровой информации предложено использовать универсальный имитатор каналов радиосвязи, позволяющий искажать исследуемые информационные сигналы шумом, помехами и замираниями, характерными для конкретного радиоканала. Рассмотрено математическое описание негативных воздействий на радиосигналы и предложены структурные схемы основных узлов имитатора.

В комплексе предусмотрена возможность задавать необходимые виды модуляции и различные виды помехоустойчивого кодирования. При этом в составе комплекса, наряду с оригинальными решениями устройств, предлагается использовать и известные многофункциональные приборы, например векторные генераторы сигналов и генераторы шума.

Основные результаты, полученные в диссертационном исследовании можно сформулировать следующим образом:

1. Предложен комплекс для лабораторной оценки качества передачи цифровой информации, который дает возможность проектировать системы связи, в лабораторных условиях экспериментально находя их наилучшее соответствие определенным радиоканалам.

2. Предложены структуры построения имитатора радиоканала, позволяющего в лабораторных условиях моделировать воздействия на радиосигналы быстрых, медленных и селективно-частотных замираний.

3. Определены зависимости параметров закона распределения вероятностей, описывающего быстрые замирания сигналов в различных радиоканалах.

4. Разработан алгоритм для лабораторной экспериментальной оценки качества передачи цифровой информации по радиоканалам.

5. Создана методика оценки помехоустойчивых кодов, позволяющая в лабораторных условиях определить возможности какого-либо помехоустойчивого кода для конкретного канала радиосвязи.

6. Предложена методика ускоренного тестирования результативности помехоустойчивых кодов.

Список литературы

1. 25 лет инфокоммуникационной революции. / Под ред. Л.Е. Варакина. – М.: Издание МАС. – 2006. – 264 с.

2. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь. – 1985. – с.

3. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. / К. Феер. – М.: Радио и связь. – 2000. – 520 с.

4. Борисов, В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев и др. – М.: Радио и связь. – 2000. – 384 с.

5. Борисов, В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев и др. – М.: Радио и связь. – 2003. – 640 с.

6. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Радио и связь. – 1969. – 375 с.

7. Галкин А.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г. Моделирование каналов систем связи. – М.: Связь. – 1979. – 96 с.

8. Nakagami M. The m-Distribution a General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading. - Statistical Methods in Radio Wave Propagation New York, 1960.- 190p.

9. Справочник по радиорелейной связи / Под ред. С.В. Бородича. – М.: Радио и связь. – 1981. – 415 с.

10. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. / Б. Скляр. –М.: Издательский дом «Вильямс». – 2004. – 1104 с.

11. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. – М.: Горячая линия. – Телеком, 2004. – 126 с.

12. Берлекэмп Э.Р. Техника кодирования с исправлением ошибок // ТИИЭР. – 1980, Т. 68. – №5. – С. 24-58.

13. Варакин, Л.Е. Теория сложных сигналов / Л.Е. Варакин. – М. : Сов. радио, 1970. – 376 с.

14. Санитарные нормы и правила 2.1.8/2.2.4.1383-03 “Гигиенические требования к размещению и эксплуатации передающих радиотехнических объектов “.

15. Зубарев Ю.Б. Мобильный телефон и здоровье. – М.: МНИТИ. – 2015. – 79 с.

16. Самойлов А.Г., Самойлов С.А., Ву Ван Шон Определение зоны жилой застройки около излучающих радиосистем / Биомедицинская радиоэлектроника, 2008, № 6, с. 48-51.

17. Андронов, Передача дискретных сообщений по параллельным каналам / А.А. Андронов, Л.М. Финк. – М.: Сов. Радио, 1971. – 408 с.

18. Немировский А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь. – 1984. – 206 с.

19. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Избыточность сигналов в радиосвязи / Под ред. А.Г. Самойлова. – М.: Радиотехника. – 2007. – 256 с.

20. Marvin K. Simson, Mohamed-Slim Alouini. Digital Communication over Fading Channels. – A John Wiley &Sons, 2005. – 900 с.

21. Дальнее тропосферное распростронение на УВК Под ред Б А Введенского М.: Сов радио. – 1965. – 416 с.

22. Гусятинский И.А., Немировский А.С., Соколов А.В., Троицкий В.Н. Дальняя тропосферная связь. - М.: Связь,1968. - 231с.

23. Proakis J. G. Digital Communications. –3rdedition, McGraw-Hill Book Co. Singapore, 1995, 928 pp.

24. Кульпин А.С., Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Реализационные основы кодека с исправлением ошибок по методу Рида-Соломона // Труды РНТО РЭС им. А.С. Попова 60-я научная сессия, посвященная Дню Радио. Выпуск LX-2. Москва, 17-19 мая 2005. – С.198-200.

25. Коржик В.И., Финк Л.М. Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой. - М.: Связь, 1979.-272с.

26. Цифровая обработка сигналов / Под ред. А.Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2003. –604с.

27. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского – М.: Радио и связь, 2000.-798с.

28. Шмалько А.В. Цифровые сети связи: Основы планирования и построения. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 282 с.

29. Haikin S. Communication Systems – 4th ed. – John Wiley & Sons, 2001.–249 p.

30. Фано Р. Передача информации. Статистическая теория связи. – М.: Мир, 1965. – 438с.

31. Некоторые вопросы теории кодирования. Сборник переводов. / Под ред. Э.Л. Блоха и М.С. Пинскера. – М.: Мир, 1970 – 275с.

32. Самсонов Б.Б. и др. Теория информации и кодирования – Ростов-на Д. - Феникс, 2002. – 288 с.

33. Злотник Б.М. Помехоустойчивые коды в системах связи. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.

34. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. – М.: Сов. радио, 1975. – 208с.

35. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1963. – 830с.

36. Blahut R.E. Theory and Practice of Error Control Codes. – Addison Wesley Publishing Company, Inc., Reading, Mass, 1983.

37. Clark G.C. and Cain J.B. Error Correction Coding for Digital Communications. – Plenum Press, New York, 1981.

38. Gallager R.G. Information Theory and Reliable Communication. – John Wiley and Sons, Inc., New York, 1968.

39. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи. – М.: Сов. радио, 1966. – 392с.

40. Стратонович Р.Л. Теория информации. – М.: Сов. радио, 1975. – 424с.

41. Полушин П.А., Самойлов С.А., Самойлов А.Г. Эффективность применения кода Грея в каналах передачи и относительной КАМ-16 // Материалы 13-й межрегиональной конференции “Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания”. – Пушкинские горы – Москва, 2004. - С.93-95.

42. Альшрайдех, А.М. Исследование «мягкого» декодирования кода Рида-Соломона / А. М. Альшрайдех, Ж.Л. Гомес, С.А. Самойлов, А.А. Сидоренко // Проектирование и технология электронных средств.- 2014.- № 1.- С. 8-11.

43. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Пер. с англ. Под ред. М.С. Ярлыкова. – М.:Связь, 1979. – 520 с.

44. Сикарев А.А. Оптимальный некогерентный приём в каналах с флуктуационными и сосредоточенными помехами // Проблемы передачи информации, 1970, т. 6, №3. - С.109-118.

45. Тихонов В.И. Статическая радиотехника. -М.: Сов. радио. 1966. – 678с.

46. Финк Л.М. Сигналы, помехи, ошибки: – М.: Радио и связь, 1984. – 256с.

47. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники – М.: Сов. радио, 1974, т.1. – 552с; 1975, т.2. –392с.; 1976, т.3. – 288с.

48. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов – М.: Радио и связь, 1983. – 320с.

49. Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И. Статистическая радиотехника: Примеры и задачи. / Под ред. В.И. Тихонова. – М.: Сов. радио, 1980. – 544с.

50. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Пер. с англ. Под ред. Ю.Н. Александрова. – М.: Мир, 1978 – 848с.

51. Альшрайдех, А. М., Экспериментальное исследование помехоустойчивых кодов / А.М. Альшрайдех, Ж.Л. Гомес , С.В. Чернов, // Тезисы докладов 16-й всероссийской научной конференции студентов-радиофизиков. Санкт-Петербург,- 2012.-С. 58-60.

52. Самойлов А. Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов // - 5-я Международной научно-технической конференции ``Проектирование и технология радиоэлектронных средств ".-Владимир-2003 –No 4С. 32-36.

53. Альшрайдех, А. М. Имитация сигналов источника цифровых сообщений / А. М. Альшрайдех , А. Жоау , А. Г. Самойлов, С.А. Самойлов // Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии» ФРЭМЭ/Труды 9-й международной научной конференции . Владимир-Суздаль.-2014.К.1.-С.229-230.

54. Самойлов А.Г. Имитаторы многолучевых каналов телекоммуникационных сетей // - 5-я Международной научно-технической конференции ``Перспективные технологии в средствах передачи информации ".-Владимир-2003 –С. 28-29.

55. P.A. Bello and B.D. Nelin "The effect of frequency selective fading on the binary error probabilities of incoherent and differentially coherent matched fiterreceivers".IEEE Tran.. CS 11, No.2 pages pp.170-186,.June.1963.

56. Matthias Patzold Mobile fading channels.-John Wiley&Sons,2002.-418c.

57. H,F. Schmid ."A Pridition model for multipath propagation of pulse signal at VHF and UHF over irregular terrain " IEEE Trans. ,Vol.AP 18,No.2 PP.253—258, March 1970.

58. Самойлов А. Г. Много канальное управление при имитации каналов связи волн // 3-я Международной научно-технической конференции ``Перспективные технологии в средствах передачи информации ".-Владимир-Суздаль ,1999 –С. 143-146.

59. Самойлов А.Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов телекоммуникационных сетей // МНТК Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ'2003, г. Владимир, 1-4 июля 2003 г. – С. 28-29.

60. Самойлов А.Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов / Проектирование и технология электронных средств, № 4, 2003. С.32-36.

61. Клыженко Б.А. Имитатор коротковолнового радиоканала / В кн Повышение эффективности и надёжности радиоэлектронных систем // Межвуз. сб. научн. тр. - Л.: ЛЭТИ, Сб. научн. трн. 1976, вып. 4. – С.36-40.

62. Исакевич В.В. Марченко Е.Я. Самойлов А.Г. Имитатор быстрых замираний канала дальной тропосферной связи / В кн Повышение эффективности и надёжности радиоэлектронных систем // Межвуз. сб. научн. тр. – Л. – Вып. 5, 1976. – ЛЭТИ. – С. 85-90.

63. Самойлов А.Г. Моделирование радиоканалов миллиметрового диапазона волн / МНТК Перспективные технологии в средствах передачи информации. ПТСПИ’2001. Владимир-Суздаль, 15-17 августа 2001 г. – С. 24-29.

64. Ву Ван Шон Автореф. диссертации к.т.н., Владимир, 2009, 24 с.

65. Альшрайдех, А. М. Имитация многолучевых каналов передачи информации / А. М. Альшрайдех, А. Г. Самойлов, С. А . Самойлов, А. Ф. Жоау // Проектирование и технология электронных средств. -2014.-№ 2.- С. 12-18.

66. Альшрайдех, А. М. Замирания информационных сигналов в многолучевых телекоммуникацио-ных радиоканалах / А. М. Альшрайдех, А. Г. Самойлов // Прикладные вопросы формирования и обработки сигналов в радиолокации ,связи и акустике / 4-й научно-практический семинар. Муром. - 2013 /Сборник тезисов докладов .-С. 7-8.

67. Исакевич В. В., Самойлов А.Г., Лапин А.Н. Аналитическое описание быстрых замираний в каналах с рассеяниями / В кн Повышение эффективности и надёжности радиоэлектронных систем // Межвуз. сб. научн. тр. – Л. – Вып. 5, 1976. – ЛЭТИ. – С. 72-80.

68. Исакевич В.В., Кленов В.И., Марченко Е.Я., Полушин П.А. О параметрах быстрых замираний дальнего тропосферного распространения радиоволн.

- В кн.: Повышение эффективности и надёжности РЭС: Межвуз. сб. науч. трудов. - Л.: ЛЭТИ, 1976, вып.6. - С.37-44.

69. Полушин П.А., Самойлов А.Г., Тараканков С.П. Определение суммарной длительности перерывов связи при тропосферном распространении // Электросвязь, 1978, №9.- С.18-21.

70. Многоканальное управление при имитации каналов связи // МНТК Перспективные технологии в средствах передачи информации. ПТСПИ’99. Владимир. Июль 1999. – С. 143-146.

71. Исакевич В.В., Марченко Е.Я., Самойлов А.Г. Имитатор быстрых замираний канала дальней тропосферной связи // Межвуз. Сб. Научн. Тр.

Повышение эффективности и надежности РЭС. Л.:ЛЭТИ.1975, вып.5. С.32-35.

72. Исакевич В.В., Самойлов А.Г. К вопросу математического описания замираний при тропосферной радиосвязи // Межвуз.сб.научн.тр. Повышение эффективности и надежности радиоэлектронных систем Л.: ЛЭТИ, 1974, вып. 3. – С. 43-48.

73. Галкин А.П., Лапин А.Н., Рудаков В.И., Самойлов А.Г. Имитатор многолучевого радиоканала дальней тропосферной связи // Межвуз. сб. научн. тр. Повышение эффективности и надежности радиоэлектронных систем Л.: ЛЭТИ, 1974, вып. 1. – С. 12-16.

74. Быховский М.А. Применение многоканальных компенсаторов помех в каналах связи // Радиотехника, 1984, №12. – С.9-16.

75. Кловский Д.Д., Сойфер В.А. Обработка пространственно-временных сигналов в каналах передачи информации. – М.: Связь, 1976. – 208с.

76. Кириллов Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами. – М.: Связь, 1971. – 256с.

77. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Имитаторы радиоканалов телекоммуникационных сетей передачи информации / Труды ВлГУ. - Информационно-телекоммуникационные технологии и электроника. Вып. 1. – С. 13-19.

78. Бобнев М.П. Генерирование случайных сигналов. – М.: Энергия. – 1971. – 240 с.

79. Системы мобильной связи / Под ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия - Телеком, 2003. - 272с.

80. Авторское свидетельство № 428373 G-06, Бюлл. № 18, 1974 / Галкин А.П., Никитин О.Р., Самойлов А.Г. // Генератор псевдослучайной последовательности импульсов.

81. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496с.

82. Полушин П.А. Алгоритм компенсации сосредоточенных помех путем составной итеративной процедуры. – Рукопись деп. в ЦНТИ “Информсвязь”, №453 от 17.7.84. – 11с; Реферат опубл. в БУ ВИНИТИ “Депонированные рукописи”, 1985, №1.- С.134.

83. Полушин П.А. Компенсация внешних помех в условиях априорной неопределенности параметров помеховой обстановки. – Рукопись деп. в ЦНТИ “Информсвязь”, №822 от 3.4.86. – 12с; Реферат опубл. в БУ ВИНИТИ “Депонированные рукописи” 1986, №7.- С.95.

84. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – М.: Физматгиз, 1963. – 275с.

85. Шлезингер Р. Радиоэлектронная война. – М.: Воениздат., 1963. – 315с.

86. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. – М.: Сов. радио, 1968. – 448с.

87. Астражев М.П., Ильин В.А., Марьин Н.П. Борьба с радиоэлектронными средствами – М.: Воениздат, 1972. – 272с.

88. Блэттнер Д. Методы радиопротиводействия // Зарубежная радиоэлектроника, 1960, №4. – С.14-20.

89. Ковит и др. Методы и техника радиопротиводействия и борьбы с ним // Зарубежная радиоэлектроника, 1966, №1. – С. 3-31.

90. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба. – М.: Воениздат, 1981. – 320с.

91. Фалько А.И. Разнесенный прием с самообучением в канале с сосредоточенными по спектру помехами // Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1977, т.20, №8. – С.40-44.

92. Телекоммуникационные системы и сети / Под ред. В.П. Шувалова.– М.: Горячая линия – Телеком, 2003, т.1 - 647с; 2004, т.2. – 672с.

93. Телекоммуникационные системы и сети, т.2.- Радиосвязь, радиовещание и телевидение./Под ред. В.П. Шувалова. – Горячая линия - Телеком, 2004. – 672с.

94. Мордухович Л.Г. Радиорелейные линии связи. – М.: Радио и связь, 1989. – 160с.

95. Денисьева О.М., Мирошников Д.Г. Средства связи для последней мили. - М.: Эко-Трендз, 1999. – 138с.

96. Гусятинский И.А., Рыжков Е.В., Немировский А.С. Радиорелейные линии связи. – М.: Связь, 1965. – 543с.

97. Бородич С.В. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с частотной модуляцией – М.: Связь, 1976. – 256с.

98. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / Сост. Дональд Р.Ж. Уайт – М.: Сов. радио, 1977, т.1. – 348с.; 1978, т.2. – 272с.; 1979, т.3. – 464с.

99. Князев А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1984. – 336с.

100. Милютин Е.Р., Никитин А.Н. Частотная селективность замираний в широкополосном канале мобильной радиосвязи // Радиотехника и электроника. Серия “Статистическая радиофизика”, 2003, т. 48, №3. - С.299-302.

101. Андрианов В.И., Соколов А.В. Сотовые, пейнджинговые и спутниковые средства связи.– СПб.: БХВ-Петербург, 2001. – 400с.

102. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Эко-Трендз,1998. – 239с.

103. Беспроводные технологии от последней мили до последнего дюйма / Под ред. М.С. Немировского, О.А. Шорина. – М.:Эко-Трендз, 2009. - 400 с.

104. Альшрайдех, А. М. Оценка достоверности помехоустойчивого кодирования / А. М. Альшрайдех, А. Г. Самойлов, //69-я Научно-техническая конференция посвященная Дню радио. Санкт-Петербург,-2014.-Сборник докладов.- С. 37- 38.

105. Альшрайдех, А.М. Верификация устройств помехоустойчивого кодирования / А. М. Альшрайдех, А. Г. Самойлов, // Проектирование и технология электронных средств. - 2013. № 1.– С. 48-51.

106. Альшрайдех, А. М. Аппаратно-программный комплекс исследования помехоустойчивых кодеков/ А.М. Альшрайдех, Ж.Л. Гомес., А. Г. Самойлов, С.А. Самойлов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы.- 2014.- №3.-С. 52-55.

107. Альшрайдех, А. М. Разработка комплекса тестирования устройств помехоустойчивого кодирования / А. М. Альшрайдех, А. Г. Самойлов // Перспективные технологии в средствах передачи информации/Материалы 10-й международной конференции. - Владимир.-2013.- Т. 2.- С.150-152.

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по УМР

А.А. Панфилов

17 марта 2015 г.

АКТ

внедрения результатов диссертационного исследования Альшрайдех Абдаллах Мохаммад на тему «Разработка измерительного комплекса оценки качества передачи цифровой информации по радиоканалам».

Результаты диссертационной работы Альшрайдех Абдаллах Мохаммад представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, были использованы при чтении лекций и при выполнении курсовых работ по дисциплине «Методы и устройства передачи сигналов» студентами направления 210700.62 - «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

При выполнении курсовых проектов студентами использовались предложенные в диссертационной работе алгоритмы оценки качества передачи цифровой информации по каналам радиосвязи, а в лекционном курсе использовался материал об ускоренной оценке вероятности ошибок.

Заведующий кафедрой
радиотехники и радиосистем
д.т.н., профессор О.Р. Никитин