

ЯРОСЛАВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
им. П.Г. ДЕМИДОВА

*На правах рукописи*



**Кисельников Андрей Евгеньевич**

**АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ТИПОВ ИСКАЖЕНИЯ  
СИГНАЛОВ С ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ  
НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ВЕКТОРА ОШИБОК**

Специальность 05.12.13

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

**ДИССЕРТАЦИЯ**

на соискание учёной степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, доцент  
Приоров Андрей Леонидович

Ярославль – 2019

## Оглавление

Список сокращений .....	4
Введение.....	6
Глава 1. Текущее состояние области исследований.....	14
1.1 Вводные замечания .....	14
1.2 Технология программно-определяемого радио и основные концепции ее развития.....	15
1.3 Основные механизмы возникновения искажений радиосигналов в телекоммуникационных системах.....	18
1.4 Квадратурная обработка сигналов в контексте программно-определяемого радио .....	21
1.5 Метрики оценки качества радиосигналов с квадратурной модуляцией ...	26
1.6 Эталонное и неэталонное вычисление метрик оценки качества.....	29
1.7 Краткие выводы.....	31
Глава 2. Разработка и исследование алгоритма идентификации и компенсации искажения созвездия радиосигнала с модуляцией BPSK .....	33
2.1 Вводные замечания .....	33
2.2 Анализ помехоустойчивости приема при искажении сигнального созвездия сигнала с модуляцией BPSK .....	34
2.3 Алгоритм идентификации искажения и его компенсации .....	35
2.4 Особенности работы алгоритма компенсации.....	37
2.5 Пример работы системы компенсации искажения сигнального созвездия BPSK.....	44
2.6 Краткие выводы.....	46
Глава 3. Разработка и исследование методики идентификации искажения созвездия радиосигнала с модуляцией QPSK .....	48

3.1 Вводные замечания .....	48
3.2 Расчет помехоустойчивости радиосигнала с модуляцией QPSK .....	48
3.3 Механизм идентификации искажения радиосигнала с QPSK.....	54
3.4 Описание методики идентификации воздействующего искажения .....	60
3.5 Моделирование работы методики идентификации искажения радиосигнала.....	66
3.6 Обзор результатов работы методики .....	69
3.7 Краткие выводы.....	71
Глава 4. Разработка и исследование методики идентификации искажения созвездия радиосигнала с модуляцией QAM-16.....	73
4.1 Вводные замечания .....	73
4.2 Нелинейное искажение созвездия и методика воссоздания усилительной характеристики .....	74
4.3 Линейные искажения сигнального созвездия .....	81
4.4 Идентификация искажения на выходе передатчика .....	83
4.5 Краткие выводы.....	95
Заключение .....	97
Список литературы .....	100
Приложение А. Результаты статистического моделирования работы предложенных алгоритмов в различных условиях.....	109
Приложение Б. Фрагменты исходных кодов разработанного в ходе исследования программного обеспечения.....	116
Приложение В. Примеры моделей телекоммуникационных систем с интегрированными алгоритмами идентификации радиосигнала в MATLAB Simulink .....	123
Приложение Г. Свидетельство, акты внедрения, дипломы .....	126

## Список сокращений

АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум

АКФ – автокорреляционная функция

АМ – амплитудная модуляция

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

ЕИТС – Европейский институт телекоммуникаций и связи

МСЭ – Международный союз электросвязи

МШУ – малошумящий усилитель

ОСШ – отношение сигнал/шум

ПК – персональный компьютер

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

ПОР – программно-определяемое радио

ПРВ – плотность распределения вероятности

ПЧ – промежуточная частота

ТС – телекоммуникационная система

ФНЧ – фильтр нижних частот

ФОС – фильтр основной селекции

ФЧХ – фазочастотная характеристика

ЦАП – цифроаналоговый преобразователь



ЦОС – цифровая обработка сигналов

ЦСП – цифровой сигнальный процессор

ЧМ – частотная модуляция

ЭВМ – электронно-вычислительная машина

BER – bit error ratio

BPSK – binary phase shift keying

EVM – error vector magnitude

FSK – frequency shift keying

GSM – Global System for Mobile Communications

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

ИП – input inception point

QAM – quadrature amplitude modulation

QPSK – quadrature phase shift keying

SER – symbol error ratio

UMTS – Universal Mobile Telecommunications System

VISA – Virtual Instruments Software Architecture

## **Введение**

### **Актуальность темы и состояние вопроса**

В настоящее время значительное количество современных сетей, систем и устройств телекоммуникаций, включая профессиональные и специальные [12, 33], базовые станции систем радиодоступа [65], любительское радио [11] выполняются с использованием технологии программно-определяемого радио (ПОР).

Данная технология открывает широкие возможности для внесения изменений, улучшения параметров и внедрения дополнительных функций. К ним относятся алгоритмы оценки качества передачи информации и алгоритмы идентификации искажений, которые могут встраиваться в разработанное оборудование и даже оборудование, которое уже находится в эксплуатации [98].

Несмотря на усложнение систем передачи информации и применение все более сложных видов модуляции классические квадратурные виды цифровой модуляции, такие как BPSK, QPSK, QAM-4, QAM-16, не теряют своей актуальности и устойчиво сохраняют определенный спектр применения. В частности, это имеет место, когда нет необходимости в высокоскоростной передаче информации, а требуется обеспечить максимально устойчивую ее передачу с приемлемой скоростью и минимумом излучаемой мощности, например, в восходящей линии системы радиодоступа.

В таких условиях метрики оценки качества, излучаемого в эфир и принимаемого радиосигналов, начинают играть все более важную роль. Именно от их качественной и стабильной работы будет зависеть выбор типа модуляции, частоты несущей, количества ортогональных несущих или любого другого параметра в высокоинтеллектуальной телекоммуникационной системе (ТС).

Рассмотрим основные метрики, используемые в данной работе.

Modulation Error Ratio [MER] – коэффициент ошибок модуляции – отношение средней мощности символа к усредненной мощности ошибки.

Error Vector Magnitude [EVM] – относительная ошибка модуляции – отношение среднеквадратического отклонения вектора ошибки к средней амплитуде квадратурного радиосигнала, выраженное в процентах.

Данные метрики применяются во многих действующих стандартах современных систем связи [49, 62, 63, 82, 88] или же используются при тестировании телекоммуникационного оборудования в измерительных системах [60, 61, 72, 89, 93].

Кроме метрик оценки качества радиосигнала широкое распространение получили алгоритмы слепой компенсации его искажений. Данные алгоритмы основаны на статистическом анализе принимаемого радиосигнала.

Основным недостатком классических метрик оценки качества радиосигнала является то, что они дают информацию только о степени его искажения, а не о его причинах, что затрудняет устранение влияния данного искажения на телекоммуникационную систему. В свою очередь алгоритмы слепой компенсации предназначены для компенсации строго определённого типа искажений радиосигнала и не эффективны в других случаях.

**Степень разработанности темы исследования.** Основной вклад в исследование данной тематики внесли коллективы организаций, разрабатывающих стандарты для телекоммуникационных систем, таких как МСЭ, ЕИТС. Среди публикаций зарубежных ученых можно выделить работы М.Д. МакКинли, А. Георгадиса, Т.Л. Дженсена, О. Мендозы, А.К. Ванга, С. Фрейслебена, Б. Хемпа, П. Строета. В них приведены методики вычисления вектора ошибок для основных видов модуляции и стандартов телекоммуникационных систем.

Среди отечественных ученых необходимо отметить работы М.А. Дубова, Д.Д. Стоянова, Ю.В. Полянина, А.Л. Приорова, внесших большой вклад в разработку алгоритмов нестандартного вычисления метрик оценки качества цифровых радиосигналов.

**Целью работы** является обнаружение и идентификация типов искажений радиосигналов на фоне шумов для повышения помехоустойчивости телекоммуникационных систем и увеличения эффективности и информативности измерительных систем передачи цифровой информации.

В соответствии с указанной целью в работе поставлены и решены следующие задачи:

1 Анализ существующих метрик и алгоритмов оценки качества радиосигнала и выявление возможных путей реализации алгоритмов идентификации его искажений.

2 Разработка алгоритмов идентификации различных типов искажений для радиосигналов с квадратурной модуляцией.

3 Исследование характеристик разработанных алгоритмов при помощи статистического моделирования.

**Методы исследования.** При решении поставленных задач использованы методы общей теории связи, цифровой обработки сигналов, теории вероятностей и математической статистики, широко использовались также методы компьютерного моделирования.

**Объектом исследования** являются методы обнаружения и идентификации линейных и нелинейных искажений радиосигнала, в том числе и на фоне аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ).

**Предметом исследований** являются алгоритмы обнаружения и идентификации искажений радиосигнала на основе анализа поведения вектора ошибок и статистических параметров, характеризующих работу телекоммуникационной системы.

### **Научная новизна**

1 Разработан алгоритм детектирования и компенсации искажения сигнального созвездия BPSK на основе анализа вектора ошибок и статистических характеристик ТС, основной особенностью которого является

способность компенсировать искажение созвездия сигнала BPSK в отличие от широко распространенных алгоритмов слепой компенсации.

2 Разработана методика идентификации типа искажения радиосигнала с модуляцией QPSK – QAM-4, позволяющая идентифицировать и различать такие искажения, как амплитудный и фазовый разбаланс квадратур.

3 Разработана методика идентификации искажений радиосигнала QAM-16, основанная на анализе поведения вектора ошибок при передаче различных канальных символов.

### **Практическая значимость**

1 Предложенные алгоритм и методики позволяют идентифицировать тип искажения радиосигнала в системе передачи цифровой информации на фоне АБГШ, что позволяет получить более полную информацию при измерении параметров телекоммуникационного оборудования и применить наиболее эффективный алгоритм компенсации искажения. В частности, методика обнаружения и идентификации искажения созвездия с BPSK модуляцией, обеспечивает повышение помехоустойчивости телекоммуникационной системы до 1,3 дБ в зависимости от величины разбаланса квадратур. Предложенная методика идентификации типа искажения сигнала с QPSK обеспечивает различение фазового разбаланса при его величине более  $10^\circ$  и амплитудного разбаланса от 0,1 в зависимости от ОСШ. Предложенная методика идентификации типа искажения сигнала с QAM-16 обеспечивает возможность различить фазовый и амплитудный типы разбаланса квадратур, смещение сигнального созвездия и его нелинейное искажение при их величине от более чем  $5^\circ$ , отношении квадратур более 0,95 и смещении более 0,05 и смещении более 0,05 от квадратурной/синфазной составляющей символа созвездия с минимальной энергией соответственно.

2 Эффективность разработанных алгоритмов обнаружения и идентификации искажений для радиосигналов с цифровыми видами модуляции проверена статистическим моделированием с использованием современных программных пакетов.

3 Предложенные алгоритм и методики могут быть использованы в телекоммуникационных системах и устройствах, в том числе и телеметрических, а также в системах автоматизации производства.

4 Разработаны программы, позволяющие проводить анализ и расчет чувствительности радиоприемного тракта, а также определять изменение чувствительности при внесении искажений для цифровых видов модуляции.

Результаты работы внедрены в соответствующие разработки ООО «Тендерленд» и ООО «Автетикс» (г. Ярославль). Отдельные результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова в рамках дисциплины «Беспроводные сети связи». Все результаты внедрения подтверждены соответствующими актами.

**Достоверность материалов диссертационной работы** подтверждена использованием адекватного математического аппарата, результатами компьютерного моделирования, демонстрирующими эффективность предложенных алгоритмов в идентификации искажений радиосигналов, а также апробацией в печати и на научных конференциях различного уровня.

**Апробация работы.** Результаты работы докладывались и обсуждались на следующих научных и научно-технических конференциях:

- X, XII Международных конференциях «Перспективные технологии в средствах передачи информации», Владимир-Суздаль, 2015, 2017;
- Международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий», Москва, 2016;
- XIV, XIX Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение», Москва, 2012, 2017;
- Двадцать первой международной конференции FRUCT, Хельсинки, 2017.

**Публикации.** По теме диссертации опубликовано 20 научных работ, из них 3 статьи в журналах, рекомендованных ВАК для публикации результатов кандидатских и докторских диссертаций, одна работа включена в индексы

цитирования Scopus и IEEE Explore, 7 докладов на научных конференциях; получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

**Личный вклад автора.** Выносимые на защиту положения предложены и реализованы автором самостоятельно в ходе выполнения научно-исследовательских работ на кафедре инфокоммуникаций и радиофизики Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы и 4 приложений. Основное содержание работы изложено на 134 страницах. Список литературы включает 102 наименования. В работе представлено 76 рисунков и 2 таблицы.

В первой главе освещаются основные тенденции развития телекоммуникационных устройств и текущее состояние данной отрасли. Приводится подробный обзор существующих метрик оценки качества работы ТС с цифровой модуляцией. Формулируются основные проблемы и возможные направления для улучшения характеристик современных ТС.

Во второй главе представлен алгоритм идентификации искажения созвездия радиосигнала с BPSK модуляцией на фоне аддитивных шумов. Приводится его подробное описание и основные физические принципы работы. Приведено сравнение с наиболее распространенными на данный момент аналогами. Описана методика тестирования алгоритма и результаты его работы, на основании чего получена область его применимости.

В третьей главе представлена методика идентификации типа искажения сигнального созвездия для радиосигнала с QPSK модуляцией на фоне аддитивных шумов. Приводится анализ влияния различных видов искажений на помехоустойчивость ТС с данным типом модуляции. Приведено подробное описание комплексной методики оценки качества работы ТС с QPSK модуляцией, которая позволяет идентифицировать причину ухудшения качества передачи информации через радиоканал. Приведен алгоритм тестирования методики и получена область его применимости.

В четвертой главе приведен алгоритм идентификации типа искажения для ТС, использующей радиосигнал с цифровой модуляцией QAM-16. Данный алгоритм позволяет различать такие типы искажений как воздействие аддитивного шума, нелинейные искажения, разбаланс квадратур. Приведена методика введения в модель ТС нелинейного искажения, аналогичного реальному усилительному модулю. Методами статистического моделирования получены результаты работы алгоритма и определена область его применимости.

В заключении подводятся итоги выполненной работы и указываются возможные сферы внедрения полученных результатов.

### **Основные научные положения и результаты, выносимые на защиту**

1 Алгоритм обнаружения и идентификации искажения сигнального созвездия на основе вектора ошибок для радиосигнала с модуляцией BPSK.

2 Методика идентификации искажения сигнального созвездия для радиосигнала с модуляцией QPSK.

3 Методика идентификации типа искажения радиосигнала с модуляцией QAM-16.

**Благодарности.** Автор выражает признательность научному руководителю – д.т.н., доценту Андрею Леонидовичу Приорову;

особая благодарность Кисельниковой Дарье Евгеньевне за поддержку и возможность заниматься научной деятельностью;

– Михаилу Андреевичу Дубову, к.т.н., доценту кафедры инфокоммуникаций и радиофизики ЯрГУ за постоянную поддержку и помощь;

– руководителям ООО «Энсо-Тех» и ЦИТМ «Экспонента» – за поощрение научной деятельности своих сотрудников;

– ведущему электронику кафедры инфокоммуникаций и радиофизики Юрию Александровичу Лукашевичу за помощь в решении организационных вопросов;



– коллективу кафедры инфокоммуникаций и радиофизики Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова и ее заведующему Юрию Александровичу Брюханову за формирование научного кругозора в рамках обучения и совместной работы;

– Юрию Викторовичу Полянину и Дмитрию Александровичу Кашину за неоценимый вклад в мое становление как инженера;

– бывшему декану физического факультета ЯрГУ, д.ф-м.н., профессору кафедры теоретической физики Кузнецову Александру Васильевичу и заместителю декана Рыбниковой Елене Владимировне;

– членам организационных комитетов научно-практических конференций «Перспективные технологии и системы связи» и «Цифровая обработка сигналов и ее применение» за создание площадок, где прошла апробация рассматриваемой диссертации.

## **Глава 1. Текущее состояние области исследований**

### **1.1 Вводные замечания**

В настоящее время системы передачи цифровой информации продолжают активно совершенствоваться. Регулярно появляются новые стандарты систем передачи информации, модернизируется оборудование систем и сетей передачи данных, расширяется функционал и удобство пользовательских устройств. Несмотря на усложнение систем передачи информации и применение все более сложных видов модуляции классические виды модуляции, такие как бинарная фазовая манипуляция, QPSK/QAM-4, QAM-16 не теряют своей актуальности и устойчиво сохраняют определенный спектр применения. В частности, когда нет необходимости в высокоскоростной передаче информации, а требуется обеспечить максимально устойчивый радиоканал для передачи цифровой информации с приемлемой скоростью передачи и минимумом излучаемой мощности. Таким примером может служить восходящая линия передачи информации сети радиодоступа.

В таких условиях метрики оценки качества излучаемого в эфир и принимаемого радиосигналов начинают играть все более важную роль. Именно от их качественной и стабильной работы будет зависеть выбор типа модуляции, рабочей частоты, количества ортогональных несущих или любого другого параметра в высокоинтеллектуальной системе передачи цифровой информации. Кроме метрик оценки качества радиосигнала широкое распространение получили алгоритмы слепой компенсации его искажений. Данные алгоритмы основаны на статистическом анализе принимаемого радиосигнала.

Основными недостатками классических метрик оценки качества радиосигнала является то, что они дают лишь информацию о степени искажения радиосигнала, а не о его причинах, что затрудняет устранение влияния данного искажения на ТС. В свою очередь, алгоритмы слепой компенсации предназначены для компенсации строго определенного типа искажения радиосигнала и не эффективны в других случаях.

В данной работе предложены алгоритмы, базирующиеся на уже ставших классическими метриках оценки качества радиосигналов с цифровой модуляцией векторе ошибок и модуляционной ошибке, а также статистическом анализе. Предложенные алгоритмы позволяют в широком диапазоне значений отношения сигнал-шум и величин искажения радиосигнала определять тип этого искажения с высокой вероятностью.

Данное решение позволяет получить важные для практического применения сведения, например, точно определить узел системы передачи информации, который вносит искажения, а в отдельных случаях, и компенсировать вносимое искажение, что недоступно в текущий момент времени для других широко распространенных алгоритмов. Кроме того, информация о типе воздействующего на радиосигнал искажения может быть использована в системах автоматической регулировки оборудования на производстве, например, с целью повысить автономность данных комплексов.

Также внедрение некоторых элементов данной работы в учебный процесс показало положительный результат в области улучшения понимания обучающимися основ цифровых систем передачи информации, метрик оценки качества и статистических методов исследования, применяемых в проектировании ТС.

## **1.2 Технология программно-определяемого радио и основные концепции ее развития**

Данная технология проектирования телекоммуникационных устройств получила широкое распространение и на текущий момент является одной из наиболее перспективных [50, 66, 84]. В рамках данной концепции можно выделить несколько основных направлений, которые будут рассмотрены ниже [85].

Существует несколько общепринятых концепций реализации устройств, основанных на технологии программно-определяемого радио.

**Идеальный случай.** Концепция, в которой между АЦП (ЦАП) и антенно-фидерным трактом нет никаких дополнительных устройств рисунок 1.1, за исключением усилителей и согласующих устройств. В этом случае все стадии обработки радиосигнала (квадратурный перенос, фильтрация, различного рода преобразования, демодуляция) производятся в цифровой форме [13, 56].

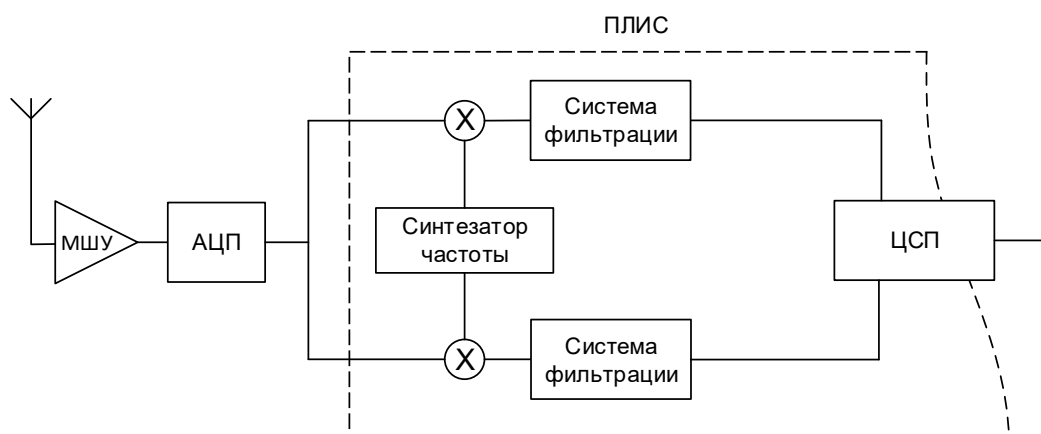


Рисунок 1.1 - Блок-схема идеальной реализации технологии программно-определяемого радио

В схеме реализации с оцифровкой с промежуточной частотой (рисунок 1.2) все операции с высокочастотным радиосигналом (преселекция, гетеродинирование) производятся в аналоговом тракте устройства.

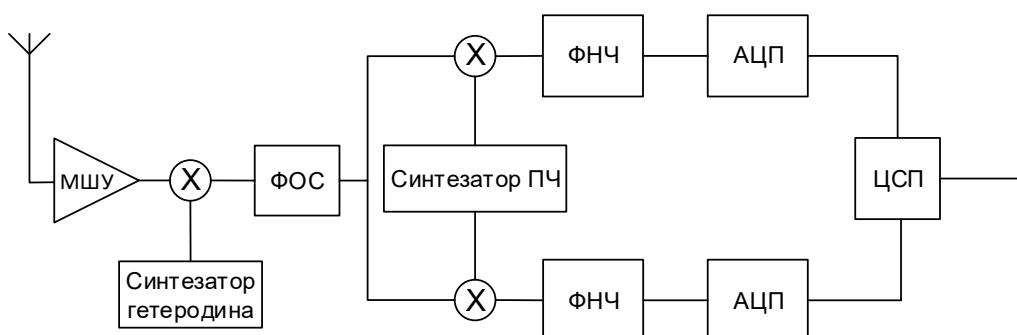


Рисунок. 1.2 - Блок-схема реализации технологии программно-определяемого радио с аналоговым переносом радиосигнала на промежуточную частоту

Аналого-цифровое преобразование происходит в тракте промежуточной частоты и дальнейшие операции (квадратурный перенос радиосигнала на

нулевую частоту, фильтрация и обработка) происходят в цифровой форме [17, 86].

**Цифровая обработка радиосигнала на нулевой частоте.** Радиосигнал переносится и разделяется на квадратурные составляющие в аналоговом виде (рисунок 1.3), после чего производится аналого-цифровое преобразование и его дальнейшая обработка, что позволяет обеспечить требования электромагнитной совместимости, а также в полной мере раскрыть весь потенциал цифровой обработки радиосигналов [17, 32].

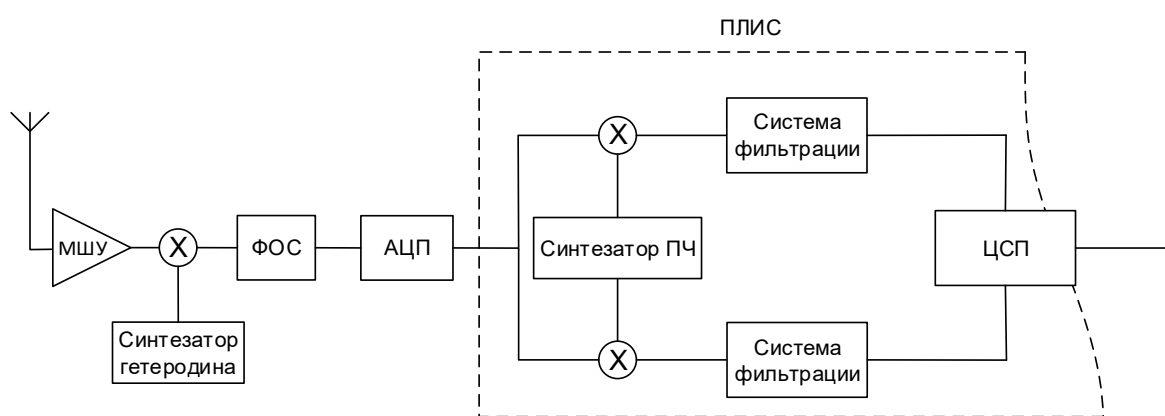


Рисунок. 1.3 - Блок-схема реализации технологии программно-определяемого радио с аналоговым переносом радиосигнала на низкую частоту

Наибольшее распространение в данный момент получили концепции оцифровки с промежуточной частоты и оцифровки с нулевой частоты. Основными причинами данного выбора разработчиков служат оптимальное соотношение стоимости и производительности в первом случае и минимальная стоимость во втором соответственно [96].

Также стоит отметить, что все более широкое распространение получает концепция распределенного устройства, когда радиомодуль и модуль обработки данных могут быть распределены в пространстве и соединяться локально-вычислительной сетью или сетью интернет [69,97].

### **1.3 Основные механизмы возникновения искажений радиосигналов в телекоммуникационных системах**

При прохождении радиосигнала с цифровой модуляцией через плотную городскую застройку возникает множество различных искажений, которые негативно сказываются на помехоустойчивости ТС. С точки зрения обнаружения и идентификации при демодуляции фазоманипулированных радиосигналов наиболее сложным является искажение сигнального созвездия в случае четырехпозиционной фазовой манипуляции (QPSK), что обусловлено отсутствием снижения мощности принимаемого радиосигнала при ухудшении помехоустойчивости системы. Стоит также отметить, что причиной данного искажения, кроме особенностей распространения радиосигнала в сложных условиях, может являться некорректная работа аналогового тракта радиоприемного устройства.

Рассмотрим одну из наиболее распространенных схем построения приемника радиосигналов с квадратурной модуляцией. Структурная схема цифрового приемника представлена на рисунке 1.4.

Первый блок после антенны состоит из малошумящего усилителя (МШУ) и системы переноса несущего колебания на промежуточную частоту (ПЧ). Далее следует фильтр основной селекции (ФОС). После фильтрации радиосигнал переносится на нулевую частоту при помощи квадратурного демодулятора. Затем при помощи фильтра нижних частот (ФНЧ) подавляется суммарная составляющая и происходит преобразование радиосигнала в цифровую форму с использованием аналого-цифрового преобразователя (АЦП). На следующем этапе радиосигнал передается на цифровой сигнальный процессор (ЦСП) для дальнейшей обработки [2, 38].

Для достижения высоких параметров радиоприемного устройства необходимо, чтобы система фильтрации обладала следующими характеристиками: высоким уровнем подавления в полосе задержания, минимальной неравномерностью АЧХ в полосе пропускания, малой шириной

переходной полосы. Перечисленные характеристики свойственны аналоговым фильтрам высоких порядков [27, 34].

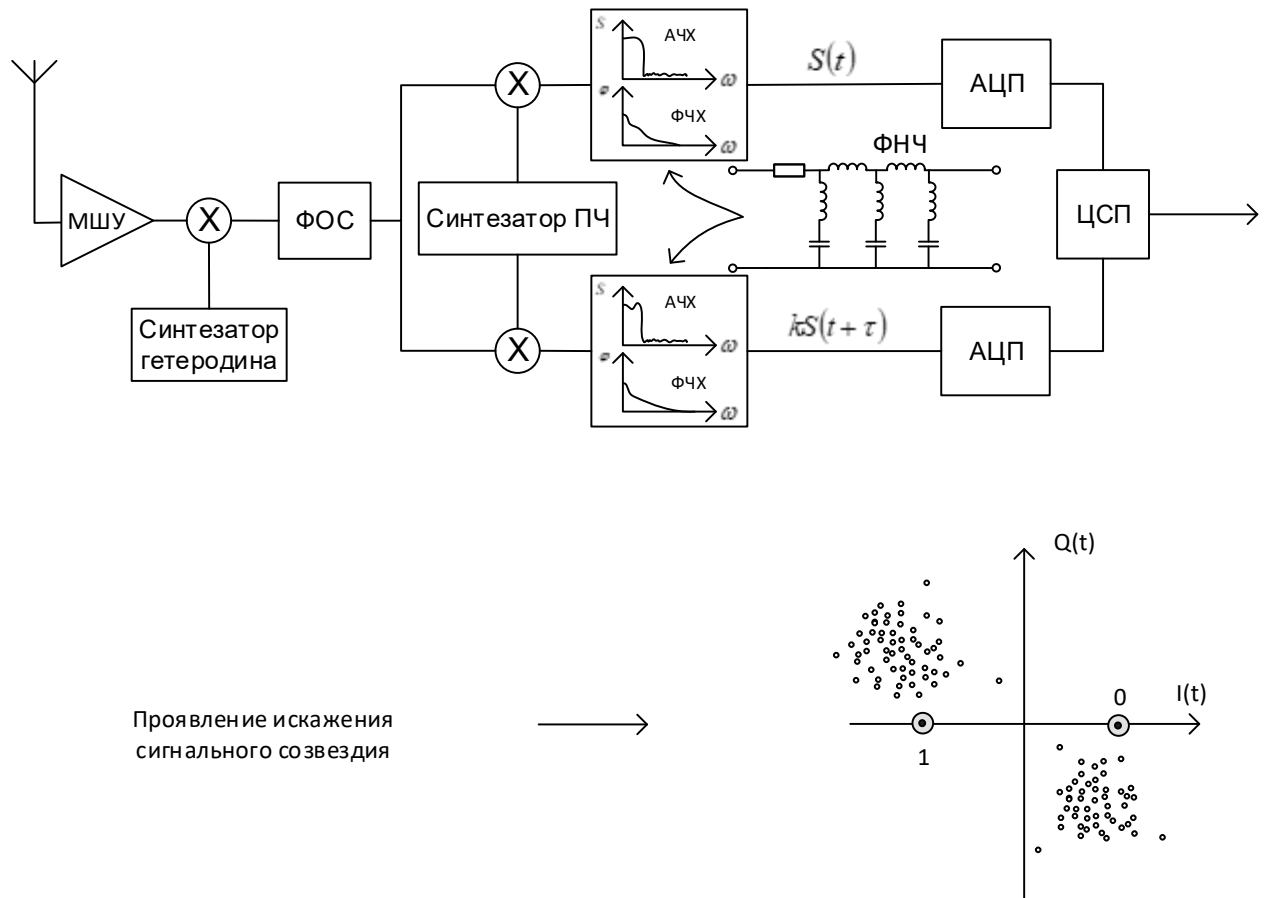


Рисунок 1.4 - Структурная схема цифрового приемника

Высокий порядок аналогового фильтра (рисунок 1.5) хотя и дает возможность получить качественную АЧХ (рисунок 1.6), но влечет за собой использование большого количества радиоэлектронных компонентов, номинальные характеристики которых имеют определенные допуски. Кроме того, многие радиоэлектронные компоненты подвержены влиянию времени, что приводит к изменению их номинальных характеристик. Данные обстоятельства могут приводить к снижению идентичности радиочастотных трактов синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала и проявляться в виде различных искажений сигнального созвездия.

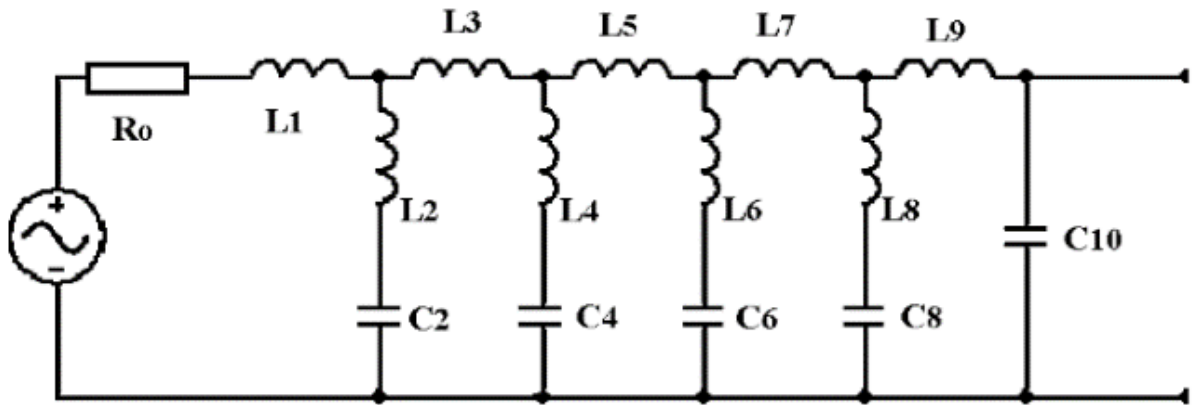


Рисунок 1.5 - Пример расчета аналогового фильтра высокого порядка в среде Filter Solutions: принципиальная электрическая схема

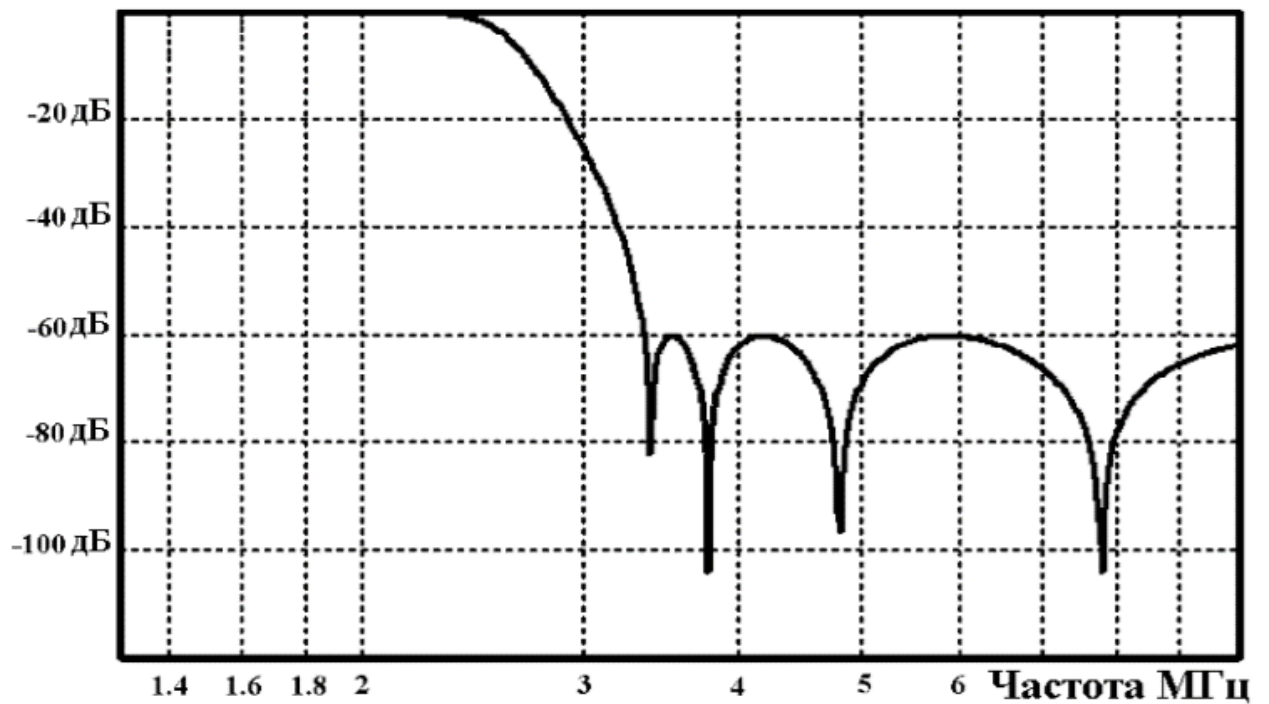


Рисунок 1.6 - Пример расчета аналогового фильтра высокого порядка в среде Filter Solutions: амплитудно-частотная характеристика



Например, на промежуточной частоте, равной 1 МГц, различие постоянных времени  $\Delta\tau = 0,25\text{мкс}$  приведет к разбалансу, равному  $\frac{\pi}{4}\text{рад}$  и повороту сигнального созвездия на  $\frac{\pi}{8}\text{рад}$ .

#### 1.4 Квадратурная обработка сигналов в контексте программно-определяемого радио

В данной работе рассматриваются алгоритмы искажений для сигналов с цифровой модуляцией (манипуляцией). Сигналы с модуляцией QPSK-QAM4 и QAM-16 являются разновидностью сигналов с квадратурной модуляцией, сигнал с модуляцией BPSK является вырожденным случаем, поскольку его можно представить как квадратурный сигнал с нулевой квадратурной составляющей.

Рассмотрим основные принципы формирования приема сигналов с квадратурной модуляцией. Квадратурный сигнал представляется в виде комплексной величины:

$$S(t) = A_Q \cos(\omega t) + jA_I \sin(\omega t).$$

Кроме того, данный сигнал может быть представлен в экспоненциальной форме:

$$S(t) = A_E e^{j\omega t};$$

$$A_E = \sqrt{A_Q^2 + A_I^2}.$$

Экспоненциальную форму можно сравнить с представлением вектора в полярных координатах, в то время как запись в тригонометрической форме – с разложением сигнального вектора по ортогональному базису, это подчеркивает связь амплитуды экспоненциального представления с вещественной и мнимой составляющей тригонометрического.

На рисунке 1.7 изображена схема формирования квадратурного сигнала.

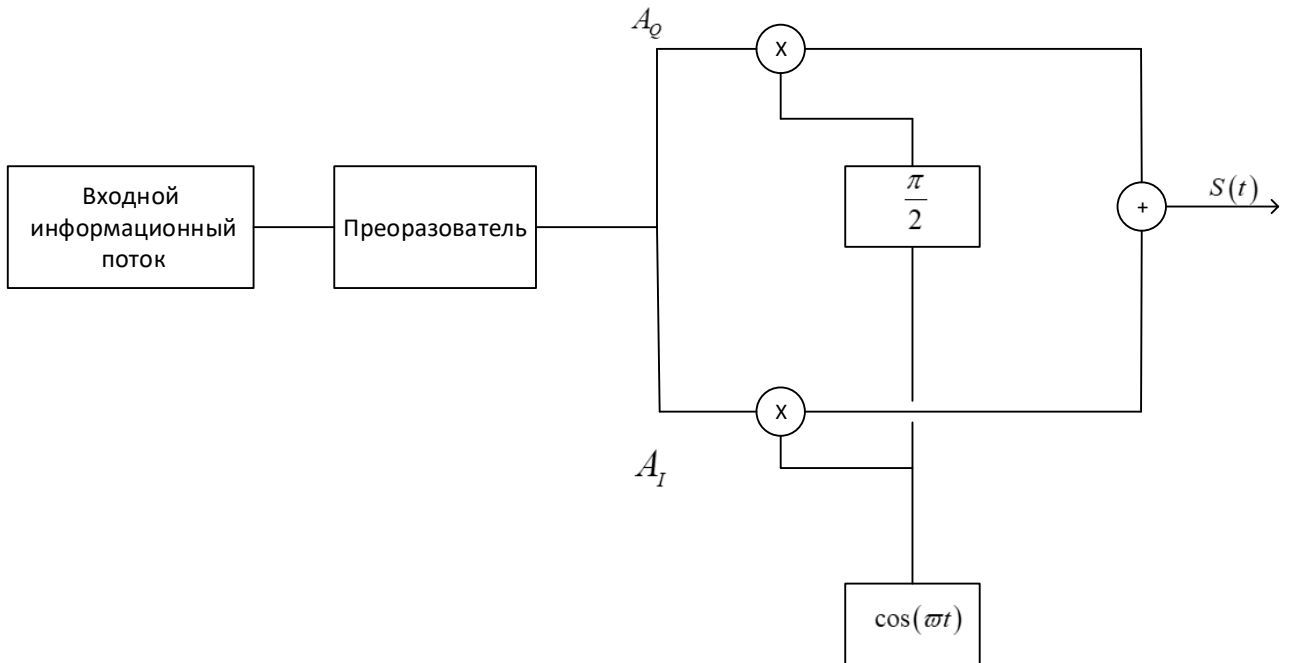


Рисунок 1.7 - Квадратурный модулятор

Для формирования квадратурного сигнала используется квадратурный модулятор. В зависимости от комбинации бит, поступающей от источника информации, устанавливаются значения амплитуд синфазной и квадратурной составляющей, которые определяют передаваемый канальный символ. Далее происходит их перемножение с синфазной и квадратурной составляющей, а затем их сложение, в результате которого и формируется комплексный сигнал.

На приемной стороне соответственно расположен квадратурный демодулятор (рисунок 1.8), который позволяет выделить комплексную огибающую сигнала и получить значение амплитуд синфазной и квадратурной составляющих сигнала, на основе которых можно сделать предположение о переданном канальном символе и сопоставить ему соответствующую комбинацию бит информационного сигнала.

Рассмотрим теперь особенности реализации схем приема и формирования квадратурных сигналов в контексте архитектуры программно-определяемого радио. В большинстве случаев от устройств, построенных по технологии ПОР, требуется возможность принимать различные сигналы, включая их аналоговые

виды, а также частотно-модулированные сигналы, механизм формирования которых отличается от сигналов с QAM или сигналов с PSK модуляциями.

Для реализации описанных ранее схем приема и формирования квадратурных сигналов необходима реализация двух параллельных трактов обработки сигналов, независимо от того, по какой из концепций архитектуры ПОР выполнено устройство.

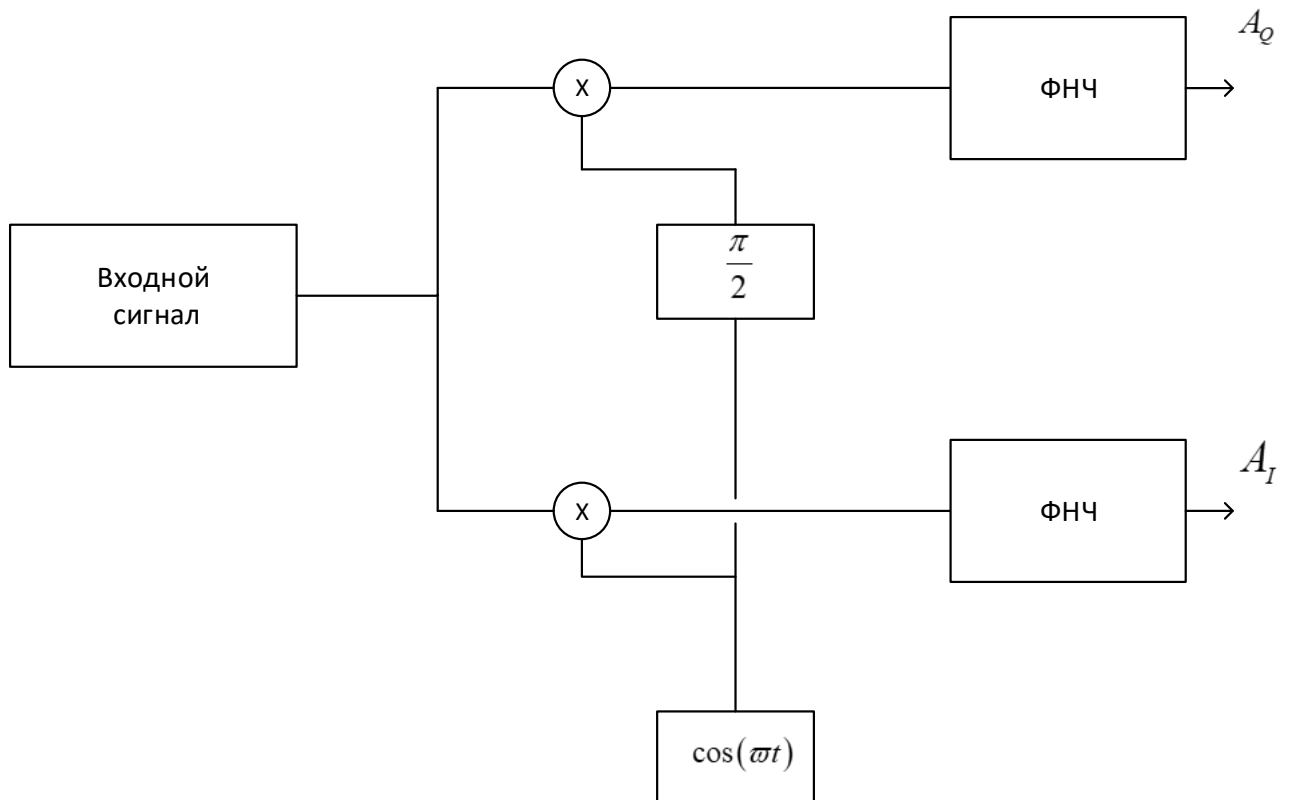


Рисунок 1.8 - Квадратурный демодулятор

В случае цифровой реализации может быть получен вариант временного разделения квадратурных каналов при выполнении вычислений на одних и тех же физических компонентах сигнального процессора или ПЛИС.

Для демодуляции и формирования аналоговых сигналов такой метод может показаться неприменимым и избыточным, но в данном контексте квадратурный подход к демодуляции аналоговых сигналов обеспечивает определенные преимущества.

Рассмотрим квадратурную демодуляцию сигнала с амплитудной модуляцией. Отметим, что, несмотря на свою простоту, данный тип модуляции продолжает активно использоваться в морской связи благодаря своей высокой спектральной и энергетической эффективности, что обеспечивает прием данного сигнала на больших расстояниях. На рисунке 1.9 представлено расположение вектора принимаемого сигнала относительно синфазной и квадратурной компонент демодулятора на комплексной плоскости.

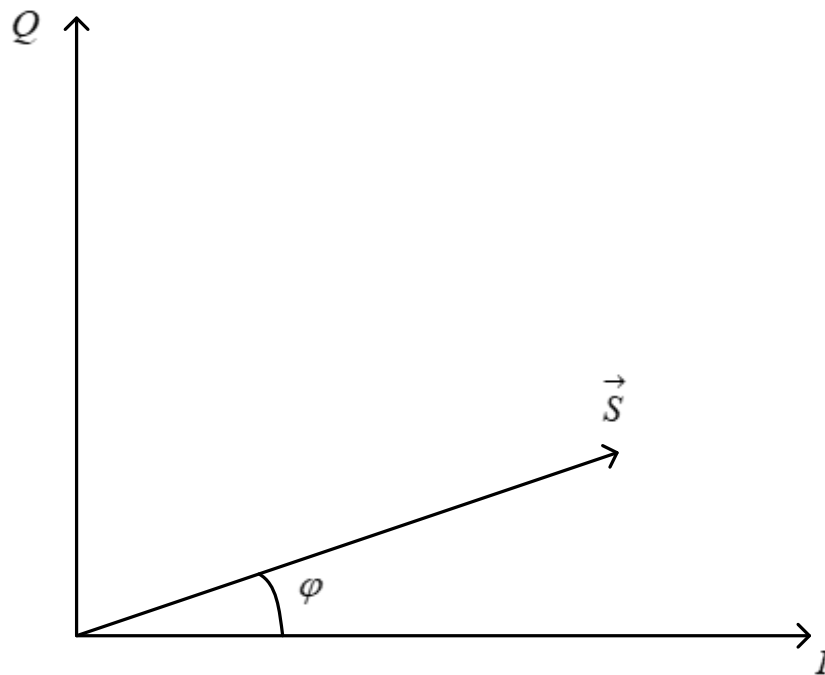


Рисунок 1.9 - Векторное отображение сигнала в квадратурных координатах

В случае выделения огибающей сигнала только в реальной области необходимо обеспечить стабильную фазовую синхронизацию, поскольку разность фаз сигнала будет определять величину амплитуды проекции вектора на реальную составляющую. Любая система фазовой синхронизации является системой с обратной связью, что приводит к усложнению системы демодуляции. Ниже приведена формула, выражающая данную зависимость:

$$S(t) = A_Q \cos(\varphi(t)).$$

В случае же квадратурного приема данного сигнала появляется возможность выделения комплексной огибающей, что уберет влияние разности фаз гетеродина приемника и принимаемого сигнала. Более того, данный метод позволит принимать сигнал даже с расхождением частот гетеродина приемника и передатчика, при условии, что переносимый сигнал пройдет через фильтр основной селекции:

$$S(t) = \sqrt{\cos(\varphi(t))^2 + \sin(\varphi(t))^2} * \sqrt{A_Q^2 + A_I^2} .$$

Стоит отметить, что существуют также эффективные схемы квадратурной демодуляции частотно-модулированных сигналов, которые позволяют производить прием и обработку не только аналоговых сигналов, но и цифровых, например с модуляциями FSK/GMSK. Ниже на рисунке 1.10 приведена одна из таких схем.

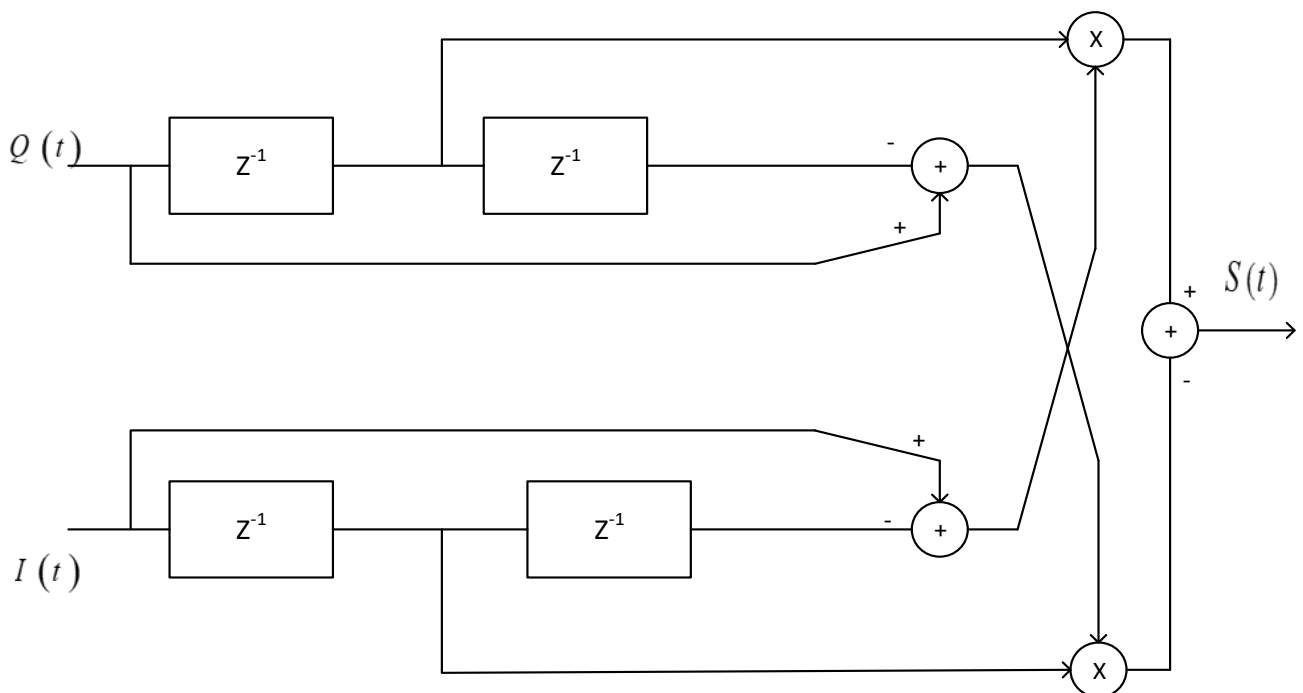


Рисунок 1.10 - Квадратурный демодулятор ЧМ сигнала

В целом квадратурная обработка является одним из наиболее распространенных методов приема и формирования сигналов на данный момент, в частности в цифровых телекоммуникационных системах, реализованных по технологии ПОР. Данный подход позволяет вычислять метрики EVM/MER для большинства широко распространенных сигналов, включая цифровую частотную модуляцию, что делает его одним из наиболее актуальных на текущий момент времени.

### 1.5 Метрики оценки качества радиосигналов с квадратурной модуляцией

В современных телекоммуникационных системах метрики оценки качества и алгоритмы компенсации искажений играют важную роль и являются неотъемлемой частью данных систем [80].

Метрики оценки качества радиосигналов можно классифицировать на две основных категории в зависимости от типа информации, которую несет в себе радиосигнал: метрики оценки качества радиосигналов с аналоговой модуляцией и с цифровой модуляцией. Данная работа посвящена последнему типу.

В телекоммуникационных системах универсальным конечным критерием качества работы является вероятность появления битовой ошибки (Bit Error Ratio, BER). Для вычисления BER необходимо знание переданной информации на приемной стороне, что снижает скорость передачи данных в системе. Кроме того, существует ряд случаев, таких как вычисление BER при высоком соотношении энергии бита к спектральной плотности мощности, когда использование данного критерия для оценки качества работы телекоммуникационной системы весьма затруднительно и требует передачи огромного количества данных.

Непосредственно для оценки качества принимаемого радиосигнала естественными критериями являются отношения  $E_b/N_0$  или  $E_s/N_0$ , которые соответственно показывают отношение энергии бита  $E_b$  или символа  $E_s$  к спектральной плотности мощности шума  $N_0$ . Данные метрики являются исторически первыми, они не отражают в полной мере специфику

квадратурных радиосигналов, но формально применимы для их оценки. Наиболее соответствующей квадратурным радиосигналам является мера отклонения точек созвездия от своих оригинальных положений [54, 67, 94]. Ниже приведены основные метрики подобного рода, получившие наибольшее распространение.

Modulation Error Ratio (*MER*) – коэффициент модуляционных ошибок – выраженное в децибелах отношение средней мощности символа к средней мощности ошибки [80, 99]. На рисунке 1.11 приведен пример отклонения вследствие воздействия шума принимаемого вектора из сигнального созвездия, здесь  $\vec{e}$  – вектор ошибки,  $\vec{s}$ ,  $\vec{s}'$  – оригинальный и искаженный вектора соответственно.

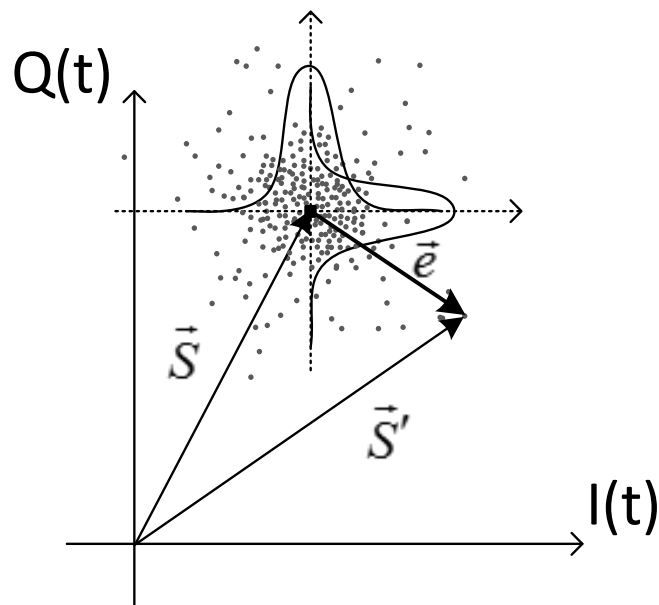


Рисунок 1.11 - Графическая интерпретация вектора ошибки при воздействии на каналный символ АБГШ

Данная метрика может быть вычислена как для кадра, состоящего из  $N$  символов, так и для отдельного символа. Приведем аналитические записи *MER* для каждого случая:

$$MER = 10 \lg \frac{\sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}{\sum_{k=1}^n |\vec{e}_k|^2},$$

где  $I_k$  и  $Q_k$  – проекции на синфазную и квадратурную ось вектора  $\vec{S}_k$ , а квадрат модуля вектора ошибки можно выразить следующим образом:

$$|\vec{e}_k|^2 = (I_k - I'_k)^2 + (Q_k - Q'_k)^2.$$

Для отдельно взятого символа усредненная метрика  $MER$  примет следующий вид:

$$MER_k = 10 \lg \frac{\sum_{i=1}^L (I_{ki}^2 + Q_{ki}^2)}{\sum_{i=1}^L |\vec{e}_{ki}|^2}.$$

В данной работе в качестве основного критерия качества радиосигнала применяется связанная с  $MER$  метрика – Error Vector Magnitude ( $EVM$ ) – относительная ошибка модуляции – отношение среднеквадратического отклонения вектора ошибки к средней амплитуде квадратурного радиосигнала, выраженное в процентах [68, 100]. Запишем его аналитическое представление аналогично  $MER$  для фрейма и усредненную метрику для отдельного символа соответственно:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N |\vec{e}_k|^2}{\sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}} \cdot 100\% \quad , \quad EVM_k = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^L |\vec{e}_{ki}|^2}{\sum_{i=1}^L (I_{ki}^2 + Q_{ki}^2)}} \cdot 100\% .$$

Стоит отметить, что, несмотря на широкое распространение в измерительной аппаратуре, стандартах передачи информации и системах



моделирования, данные метрики не имеют устоявшихся русских названий, приведенные интерпретации взяты из [15].

Взаимосвязь между метриками  $MER$  и  $EVM$  можно записать в виде:

$$MER[dB] = 10 \lg \frac{1}{EVM^2} = -20 \lg EVM .$$

## 1.6 Эталонное и неэталонное вычисление метрик оценки качества

Метрики оценки качества принимаемого радиосигнала с квадратурной модуляцией в зависимости от условий проводимого эксперимента или условий работы телекоммуникационной системы могут быть вычислены различными способами.

Эталонное вычисление метрики оценки качества величины вектора ошибок (рисунок 1.12) основано на использовании образца переданного сигнала – эталона. В данном случае при вычислении вектора ошибок имеются результат демодуляции (мягкого решения) принятого канального символа, исходный вектор, сформированный на передающей стороне. Ключевым моментов при эталонном способе вычисления метрики оценки качества передаваемого сигнала является то, что априорно известен результат, который необходимо получить при принятии жесткого решения, что гарантирует корректное вычисление метрики при любом отклонении вектора на приемной стороне.

Неэталонное вычисление оценки качества сигнала (рисунок 1.13) не предусматривает использование какой-либо априорной информации о принимаемом сигнале. Производится демодуляция принимаемого канального символа (мягкое решение), после чего производится его детектирование (принятие жесткого решения), после чего вычисляется вектор ошибки между ними. Особенности неэталонного подхода к вычислению метрик оценки качества радиосигналов в телекоммуникационных системах описаны в [15].

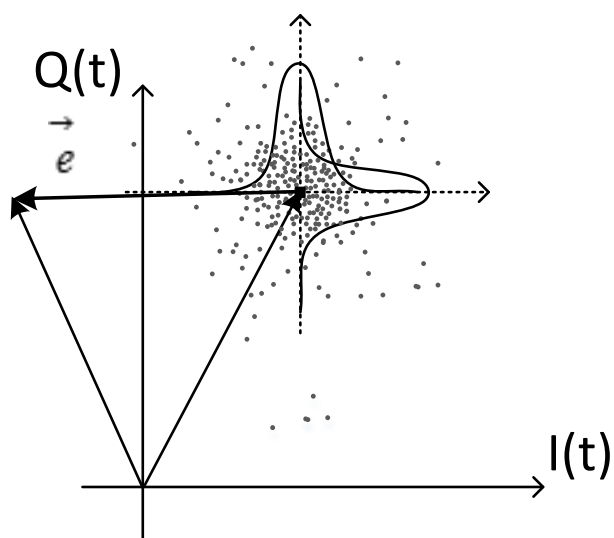


Рисунок 1.12 - Эталонный случай вычисления вектора ошибки при ошибочном приеме канального символа под воздействием АБГШ в канале передачи информации

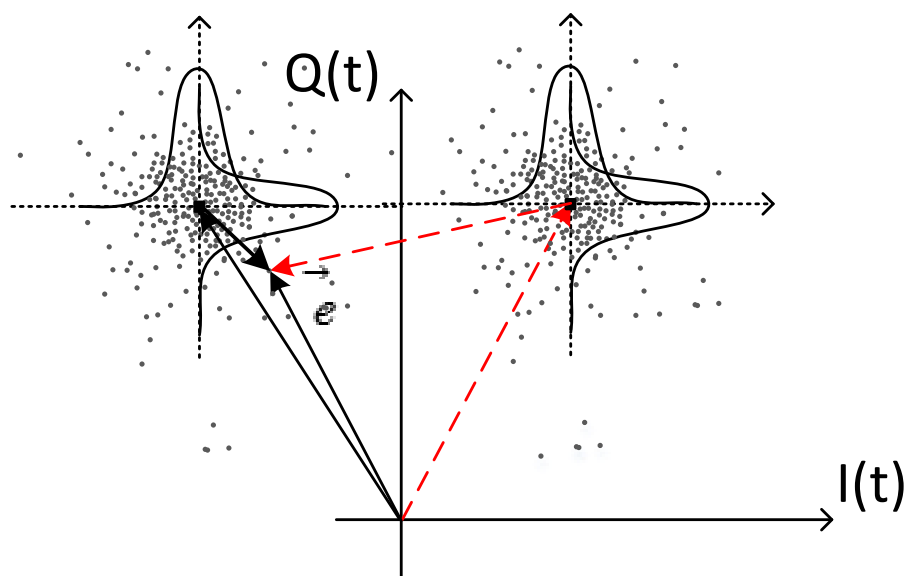


Рисунок 1.13 - Вычисление вектора ошибки неэталонным методом при ошибочном приеме канального символа под воздействием АБГШ в канале передачи информации

Одной из ключевых особенностей данного подхода является то, что при сильном отклонении передаваемого символа в канале передачи радиосигнала жесткое решение об изначально передаваемом векторе будет принято

ошибочно. Поскольку в данном случае вычислитель не располагает никакой априорной вероятностью о передаваемом символе, величина вектора ошибок будет вычислена на основе некорректно восстановленного символа, что приведет к ошибочному определению его величины.

Данное свойство неэталонного вычисления метрики EVM в телекоммуникационных системах не позволяет успешно использовать ее при малых отношениях энергии бита к энергии канального символа

## **1.7 Краткие выводы**

Рассмотрены популярные метрики оценки качества радиосигналов с цифровой модуляцией. В частности, метрики, основанные на оценке степени отклонения символьных векторов в принимаемом сигнальном созвездии от заданных методом модуляции позиций: величина вектора ошибок и коэффициент ошибок модуляции. Данные метрики являются естественными для сигналов с цифровой модуляцией и наилучшим образом характеризуют степень искаженности принимаемого сигнального созвездия. Проанализированы основные причины искажений сигнального созвездия в телекоммуникационных системах.

Рассмотрены основные концепции развития и реализации программно-определяемого радио. Данная технология продолжает активно развиваться, и многие современные профессиональные средства радиосвязи построены с ее использованием. Устройства, реализованные по данной технологии, будут являться основной площадкой для внедрения результатов, полученных в данной работе.

Основными предпосылками к проведению исследований, представленных в работе, явились неспособность в чистом виде приведенных выше метрик идентифицировать причину ухудшения помехоустойчивости телекоммуникационных систем и неспособность слепых алгоритмов компенсации эффективно бороться со всеми типами искажений.

В первом случае, на выходе блока анализа MER/BER/EVM получаются только цифры, демонстрирующие уровень помехоустойчивости ТС. В случае его ухудшения данные метрики не позволяют провести анализ причин и устранить нарушение в работе ТС. Исследования, приведенные в работе, направлены не столько на оценку качества работы телекоммуникационной системы, сколько на идентификацию причин нарушения ее работы, что позволяет более эффективно бороться с факторами, снижающими эту эффективность.

## **Глава 2. Разработка и исследование алгоритма идентификации и компенсации искажения созвездия радиосигнала с модуляцией BPSK**

### **2.1 Вводные замечания**

В последние годы подавляющее большинство телекоммуникационных устройств в нашей стране выполнялось преимущественно на зарубежной элементной базе. В настоящее время по ряду причин произошло резкое подорожание импортных электронных компонентов. Многие разработчики для того чтобы не потерять свою долю на рынке пошли по пути использования электронных компонентов более низкого класса, соответственно с более высоким допуском на номинальные характеристики и диапазон их изменения под влиянием внешних факторов и времени, что может приводить к различным искажениям радиосигнала.

С точки зрения обнаружения и идентификации при демодуляции фазоманипулированных радиосигналов наиболее сложным является поворот сигнального созвездия, поскольку его воздействие ухудшает помехоустойчивость системы, в то время как отношение сигнал-шум (ОСШ) в полосе фильтра основной селекции остается неизменным. Искажения данного типа могут проявляться при прохождении радиосигнала с цифровой модуляцией через плотную городскую застройку, а также могут быть вызваны некорректной работой аналогового тракта радиоприемного устройства [31].

Необходимо отметить, что проведенные в данной главе исследования направлены на повышение помехоустойчивости приема сигнала с модуляцией BPSK. Разработанные решения и алгоритмы создавались с учетом возможностей внедрения в существующие и функционирующие телекоммуникационные системы, оборудование которых построено по архитектуре программно-определяемого радио.

## 2.2 Анализ помехоустойчивости приема при искажении сигнального созвездия сигнала с модуляцией BPSK

Рассмотрим помехоустойчивость сигналов с модуляцией BPSK. Пусть на радиосигнал в тракте передачи воздействует АБГШ с нулевым математическим ожиданием, а соотношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума в канале передачи  $\frac{E_b}{N_0}$  является заданной величиной [77].

Рассмотрим сигнальное созвездие BPSK в квадратурной плоскости. В данном случае имеются две точки, расположенные на расстоянии  $\sqrt{E_s}$  от начала координат [29, 52], причем квадратурная составляющая равна нулю. Используя выражение, определяющее вероятность появления битовой ошибки при когерентной демодуляции радиосигнала [29, 81]

$$BER = \frac{1}{2} [1 - \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)],$$

где  $\operatorname{erf}(x)$  – функция ошибок Лапласа, можно определить  $BER$  для случая искажения, влияние которого проявляется в виде поворота сигнального созвездия вокруг начала координат. Тогда выражение, определяющее  $BER$ , будет модифицировано следующим образом:

$$BER_{dist} = \frac{1}{2} [1 - \operatorname{erf} \left( \cos(\varphi) \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)].$$

На рисунках 2.1 и 2.2 показано влияние искажения на сигнальное созвездие, в результате чего уменьшается помехозащищенность приемника [52]. Здесь  $\hat{s}$  – принятый символ в квадратурной плоскости, а  $\mu$  и  $\sigma$  – соответственно дисперсия и математическое ожидание воздействующего на систему АБГШ.

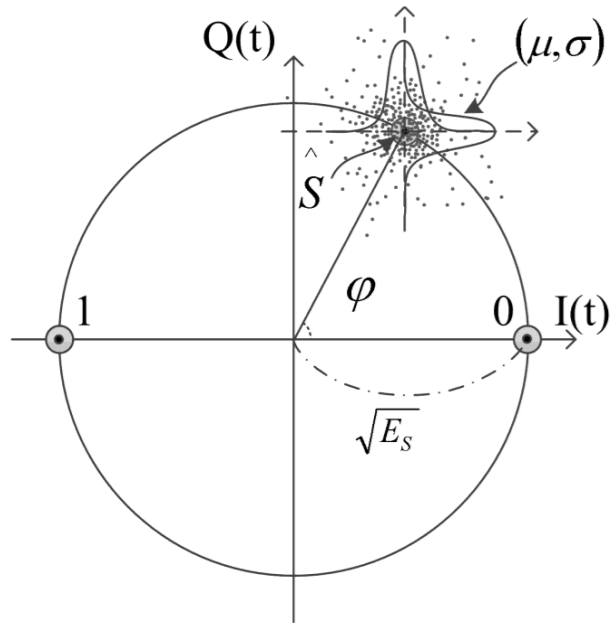


Рисунок 2.1 - Воздействие искажений на сигнальное созвездие – воздействие АБГШ

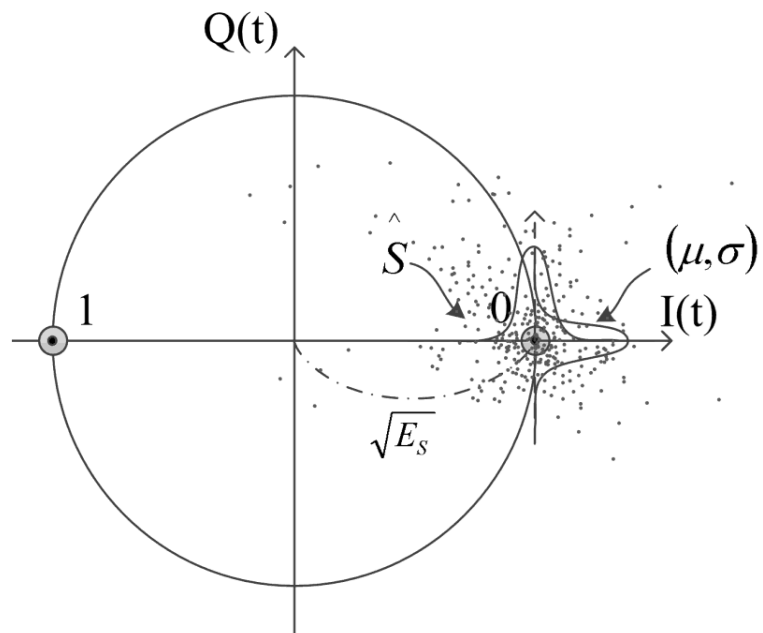


Рисунок 2.2 - Воздействие искажений квадратур на сигнальное созвездие – одновременное воздействие АБГШ и искажения созвездия

### 2.3 Алгоритм идентификации искажения и его компенсации

Рассмотрим алгоритм обнаружения и устранения влияния поворота сигнального созвездия, основанный на применении двух метрик: эталонной

метрики оценки шумового воздействия по пилот-сигналу и неэталонной метрики анализа вектора ошибок. Блок-схема указанного алгоритма приведена на рисунке 2.3.

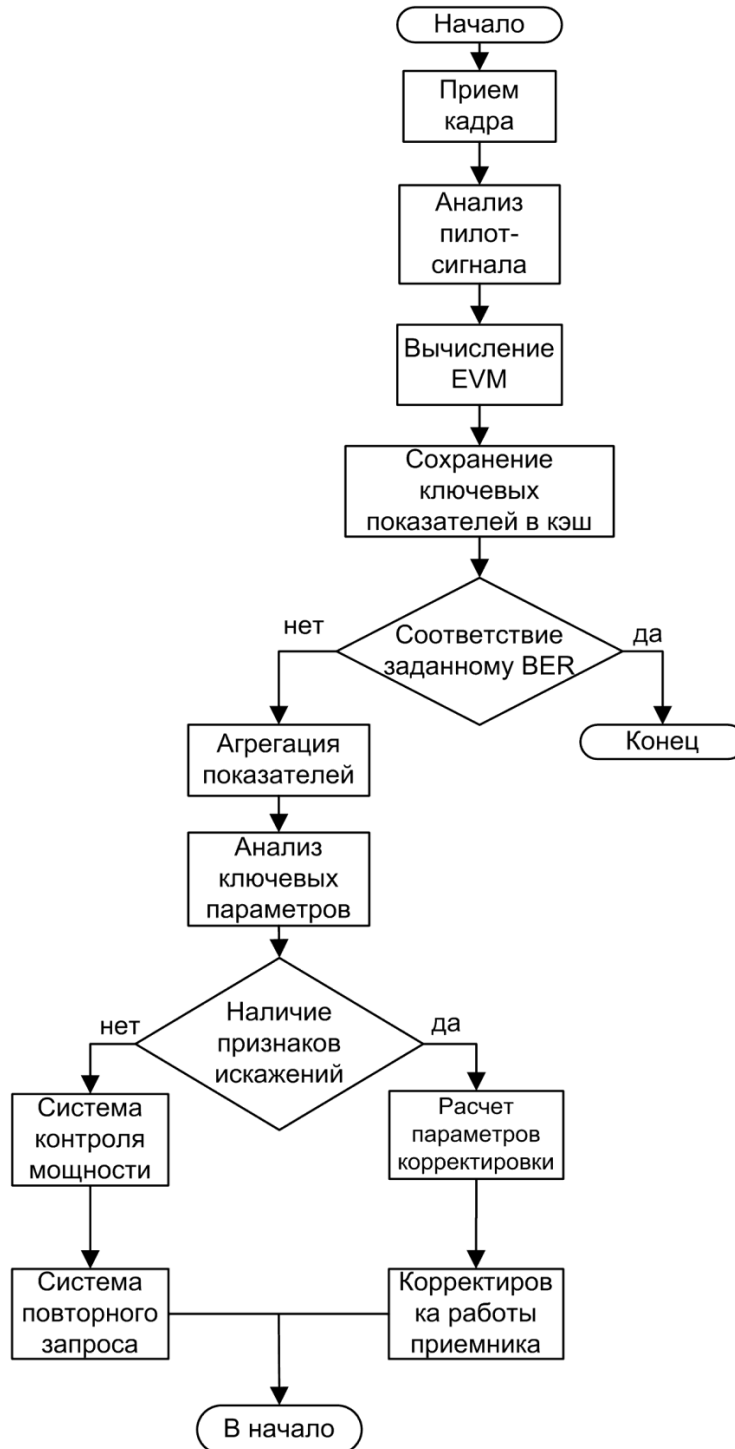


Рисунок 2.3 - Блок-схема алгоритма определения воздействия искажений и активации системы компенсации



После приема кадра производится оценка пилот-сигнала. Если он принят удовлетворительно, то алгоритм передает информацию для дальнейшей обработки [32], при этом производится вычисление вектора ошибки, а показатели сохраняются в буфере. В противном случае, аналогично случаю успешного приема кадра, производится вычисление вектора ошибок и сохранение показателей в буфере. Основным отличием здесь является запуск алгоритма анализа поведения величины вектора ошибок как на интервале принятого кадра, так и на более длительном интервале за счет накопленной в буфере статистики.

Данная мера объясняется спецификой влияния различных искажений на помехоустойчивость приема, а также различной методикой их обнаружения и компенсации. В случае многократного последовательного получения пакета с показателями *EVM*, свидетельствующими о воздействии АБГШ, принимается решение о задействовании петли контроля мощности, в случае ее наличия в ТС, с целью повышения ОСШ в канале передачи информации. В противном случае, если принимаются пакеты с отсутствием признаков в поведении вектора ошибок, сигнализирующих о необходимости увеличения ОСШ в канале, но *BER* продолжает превышать допустимый порог, проводится анализ информации, накопленной в буфере. На следующем этапе делается вывод о наличии или отсутствии разбаланса квадратур или искажения созвездия в системе передачи информации.

## 2.4 Особенности работы алгоритма компенсации

Рассмотрим более подробно особенности работы данного алгоритма. После посимвольного приема дискретного сообщения на выходе демодулятора имеются значения *I* и *Q* компонент принятого символа  $\hat{S}$ , которые сохраняются в буфере в виде следующих структур:

$$\hat{S}_i = \{I_i; Q_i\}.$$

На следующем этапе производится накопление элементов  $S_i$ , которые могут быть получены как из одного кадра, так и агрегированы из нескольких. После накопления кадра необходимой длины происходит нормировка вектора ошибок на среднюю мощность принятого радиосигнала и вычисление усредненного вектора ошибки. Коэффициент нормировки может быть записан следующим образом:

$$A = \sqrt{\left( \sum_{i=0}^k \frac{P(\hat{S}_i)}{M} \right)^{-1}},$$

где  $M$  – порядок модуляции,  $P(\hat{S}_i)$  – энергия принятого символа,  $k$  – размер кадра [68, 79]. Поскольку все символы сигнала BPSK имеют одинаковую энергию, разбаланс квадратур по фазе приведет к повороту сигнального созвездия относительно начала координат на величину, равную половине фазового разбаланса, без каких-либо дополнительных искажений. Следовательно, зная величину вектора ошибки и коэффициент нормировки, можно компенсировать искажение созвездия:

$$\bar{\varphi}(k) = \arccos\left(\frac{1}{2} A \overline{EVM}(k) - \sqrt{\bar{E}_s}\right),$$

где  $k$  – размер кадра, на котором вычислен вектор ошибок,  $\bar{E}_s$  – усредненная энергия символа,  $\overline{EVM}$  – усредненное значение вектора ошибок, вычисленное при приеме кадра длиной 1024 бита. Взаимосвязь данных величин дополнительно проиллюстрирована на рисунке 2.4.

На рисунках 2.5 и 2.6 приведены результаты работы алгоритма для величин угла поворота  $\frac{\pi}{6} \text{ рад}$  и  $\frac{\pi}{3} \text{ рад}$ , при величине кадра, на котором вычисляется вектор ошибки, равной 1024 бита.

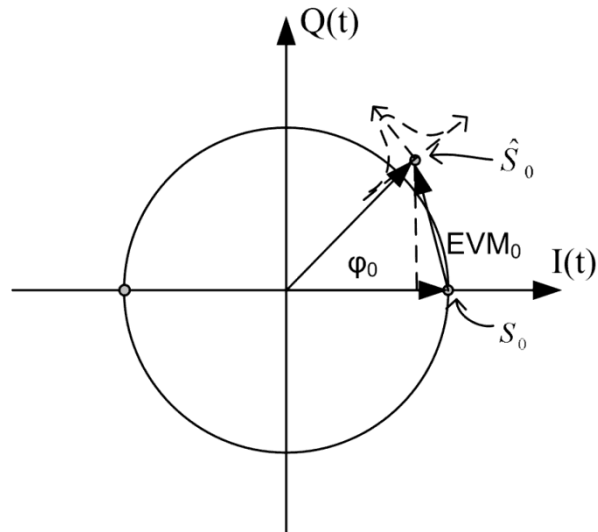


Рисунок 2.4 - Определение величины угла поворота при воздействии на него искажения, на основе использования нормированной на среднюю мощность созвездия величины вектора ошибок

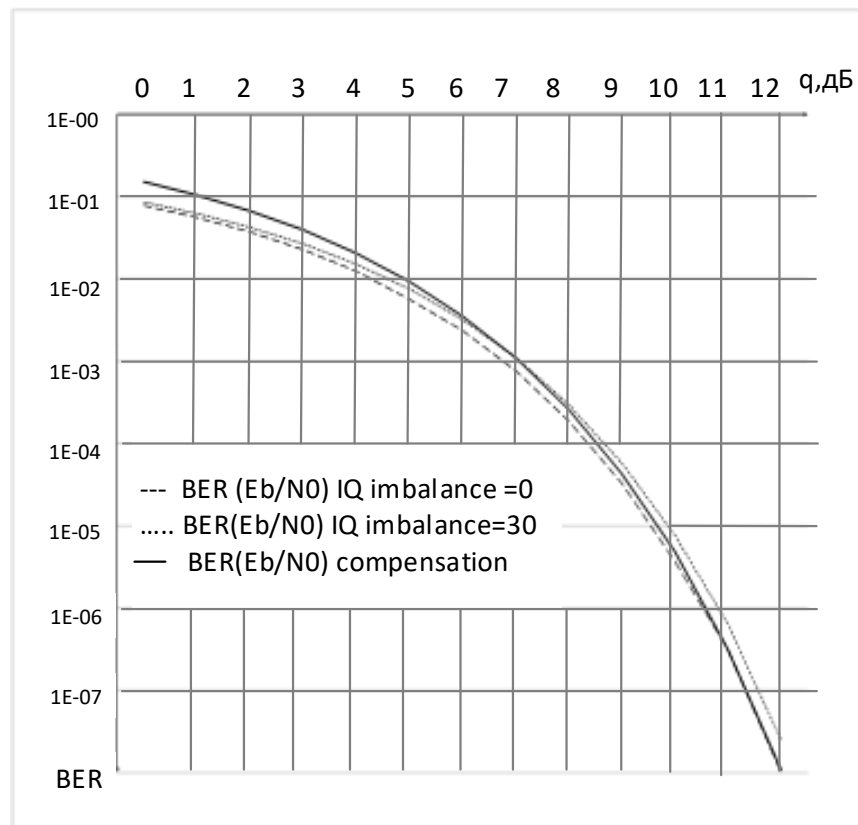


Рисунок 2.5 - Работа алгоритма компенсации для заданного угла поворота

сигнального созвездия  $\frac{\pi}{6} \text{ rad}$

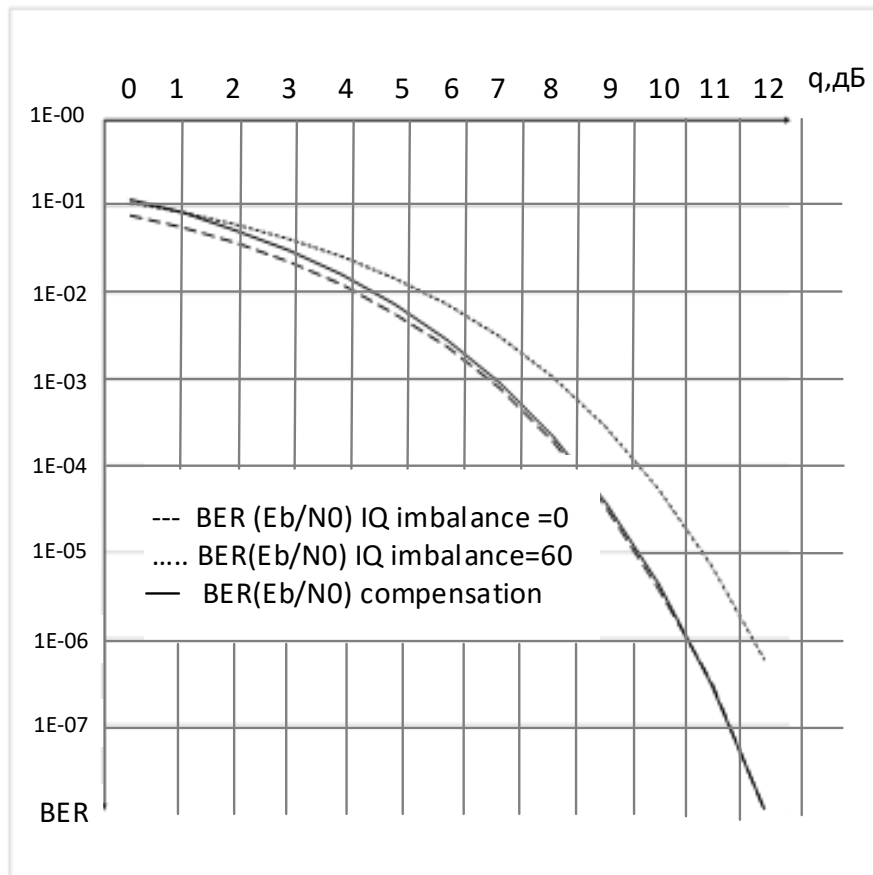


Рисунок 2.6 - Работа алгоритма компенсации для заданного угла поворота

сигнального созвездия  $\frac{\pi}{3} \text{ rad}$

Здесь пунктирной линией с крупным штрихом изображена зависимость вероятности появления битовой ошибки от соотношения  $\frac{E_b}{N_0}$ , мелким пунктиром – при воздействии искажения, сплошной линией – при работе алгоритма компенсации.

Исходя из представленных графиков, можно сделать вывод, что при низких ОСШ в канале передачи алгоритм компенсации работает некорректно, т. к. вектор ошибки вычисляется неэталонно, следовательно, в том случае, когда символ принят ошибочно, в вычисление EVM будет внесена погрешность вне зависимости от размера кадра, на котором нормируется и вычисляется вектор ошибки [9].

Определим порог отношения  $\frac{E_b}{N_0}$  в канале передачи, при котором алгоритм компенсации начинает давать выигрыш для различных величин угла поворота созвездия. График соответствующей зависимости представлен на рисунке 2.7.

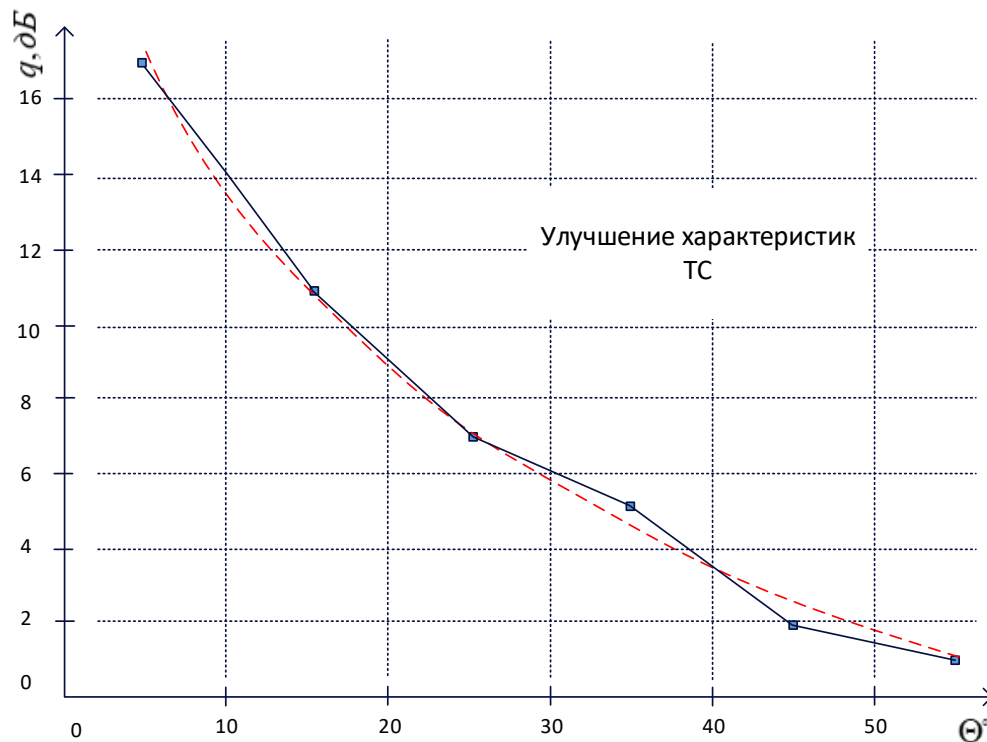


Рисунок 2.7 - Диаграмма, характеризующая область эффективной работы предложенного метода компенсации искажающего воздействия

Чтобы обеспечить максимально эффективную работу алгоритма компенсации, не ухудшая текущие параметры системы передачи, необходимо разработать метод анализа принимаемого радиосигнала, позволяющий активировать алгоритм компенсации в области его эффективной работы. Стоит отметить, что анализ пилот-сигнала не позволяет дифференцировать влияние поворота созвездия [70, 78, 83, 102]. На рисунках 2.8 и 2.9 приведены два созвездия, одно из которых искажено, при ОСШ в канале передачи 9,2 дБ,

второе – без искажений, но ОСШ в канале передачи равно 7,6 дБ. В обоих случаях вероятность появления битовой ошибки одинакова и равна  $1,9 \cdot 10^{-4}$ .

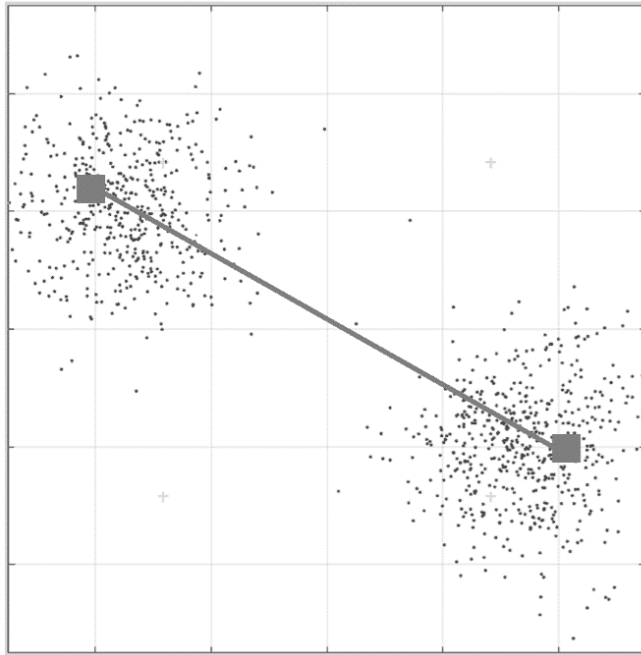


Рисунок 2.8 - Сигнальное созвездие, искаженное в результате поворота

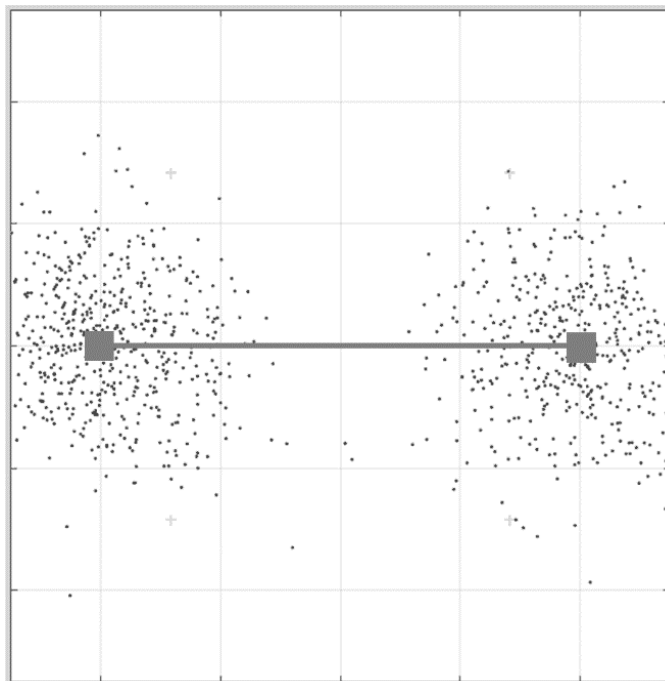


Рисунок 2.9 - Сигнальное созвездие, искаженное в результате воздействия АБГШ

Для того чтобы решить задачу различения влияния АБГШ и поворота сигнального созвездия, рассмотрим поведение величины вектора ошибки  $EVM$ . На блок-схеме, приведенной на рисунке 2.2, в случае несоответствия  $BER$  заданным требованиям, производится вычисление  $EVM$  и сохранение показателей в буфере. При помощи правила Стерджеса [71, 92] имеющиеся в буфере данные разбиваются на интервалы, величина которых определяется следующим выражением:

$$l = \frac{\overline{EVM}_{\max} - \overline{EVM}_{\min}}{1 + \log_2(k)},$$

где  $\overline{EVM}_{\max}$  и  $\overline{EVM}_{\min}$  – максимальная и минимальная величина усредненного вектора ошибки, вычисленного при обработке кадра, длина которого равна 1024 бита,  $k$  – размер кадра.

На следующем этапе происходит подсчет количества попаданий значений в буфере в каждый из интервалов  $L_i$ , абсолютные значения границ которого определяются следующим выражением:

$$L_i = \{ \overline{EVM}_{\min} + li; \\ \overline{EVM}_{\min} + l(i+1) \}.$$

Графическая интерпретация данного процесса представлена на рисунке 2.10, где слева изображено сигнальное созвездие, при приеме которого произведена агрегация показателей, а справа – гистограмма значений  $\overline{EVM}$  по интервалам  $L_i$ . Данные интервалы выражены в процентах, где по оси абсцисс за 100% принята величина, равная  $\sqrt{\bar{E}_s}$ , а по оси ординат – количество отсчетов, попавших в интервал.

В том случае, если сигнальное созвездие подвергается искажению при незначительном воздействии АБГШ, медиана распределения, представленного на гистограмме, будет смещена пропорционально величине искажения, в то

время как разброс относительно нее будет незначительным. В противном случае будет наблюдаться обратная картина – значительный разброс по заданному порогу при минимальном смещении, т. к. по условиям моделирования математическое ожидание воздействующего на радиосигнал шума равно нулю [77].

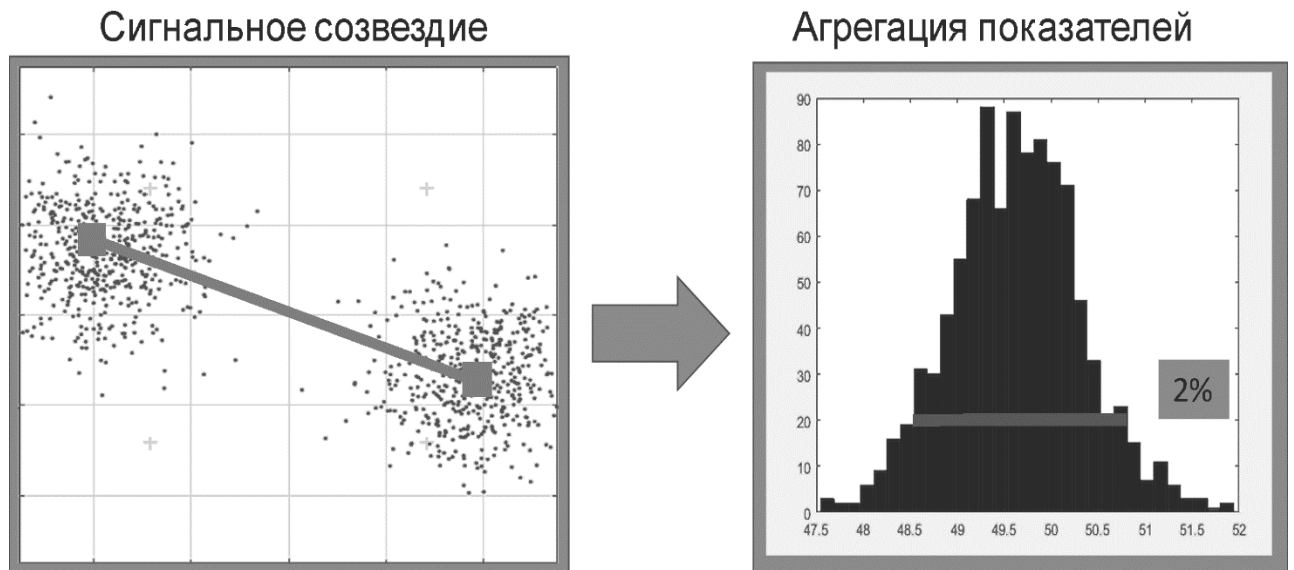


Рисунок 2.10 - Агрегация показателей (размер кадра 1024 бита, 1000 кадров)

## 2.5 Пример работы системы компенсации искажения сигнального созвездия BPSK

Рассмотрим работу системы компенсации, рассчитанной на решение следующей задачи: минимизация влияния поворота сигнального созвездия, начиная с  $\frac{\pi}{6}$  рад и соотношения  $\frac{E_b}{N_0}$ , равного 6 дБ. В результате серии экспериментов выбран следующий критерий активации: алгоритм компенсации задействуется в случае превышения 2% разброса по частоте попадания отсчетов в интервал, равный 20. На рисунке 2.11 представлена диаграмма работы алгоритма анализа состояния канала и компенсации искажения



сигнального созвездия для следующих исходных данных: порог  $BER$  равен  $10^{-5}$  [57], длина кадра, на котором вычисляется вектор ошибки, равна 1024 бита, количество кадров, по которым ведется агрегация статистических данных, равно 1000.

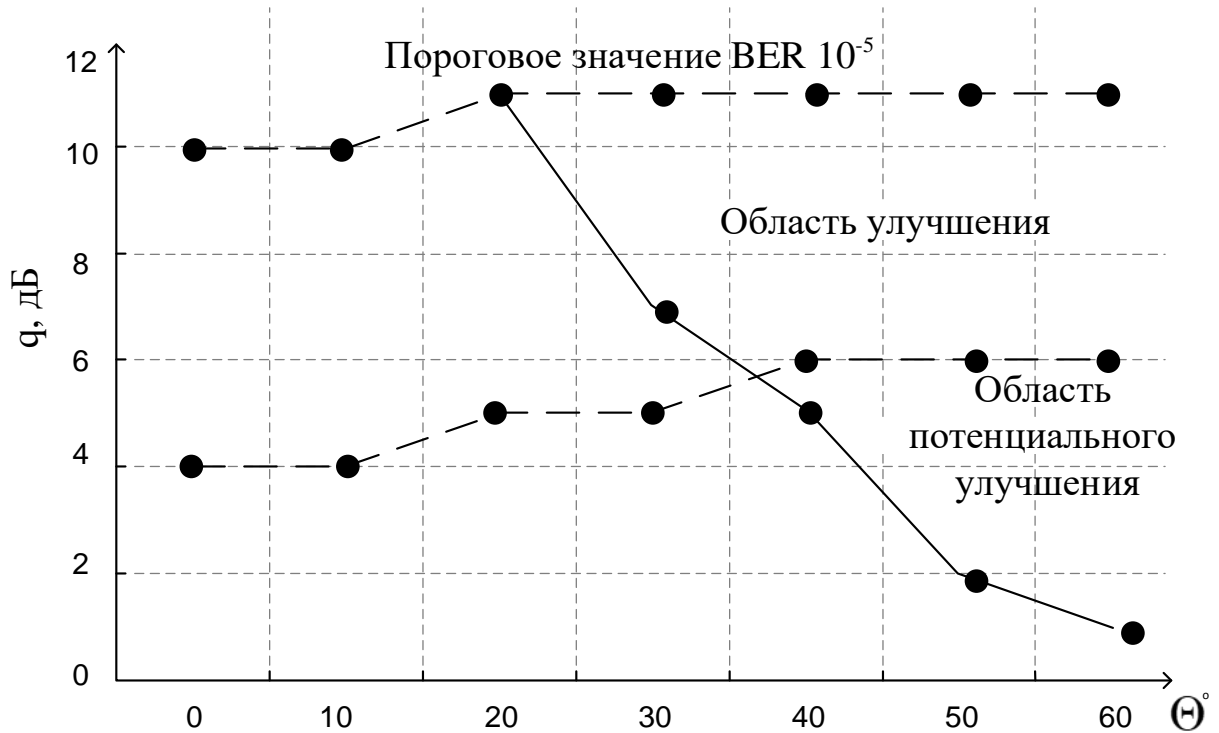


Рисунок 2.11 - Диаграмма работы алгоритма детектирования искажения и его компенсации

Рассмотрим представленную диаграмму более подробно, в соответствии с блок-схемой работы алгоритма, изображенной на рисунке 2.2. Если при анализе пилот-сигнала достигается заданный уровень  $BER$ , то производится прием и обработка сообщения без каких-либо дополнительных манипуляций. Кривая порогового значения  $BER$  в зависимости от степени искажения созвездия и отношения  $\frac{E_b}{N_0}$  представлена верхней пунктирной линией. Сплошной линией разделены область эффективной работы системы компенсации (справа) и область внесения незначительных искажений (слева). Нижней пунктирной

линией представлено выполнение условия активации системы компенсации. В результате можно выделить три основные области работы алгоритма: область улучшения показателей работы ТС, область внесения искажений и область потенциального улучшения, в которой возможно улучшение характеристик работы системы передачи информации без активации алгоритма компенсации.

Основным направлением развития и совершенствования предложенного алгоритма является разработка более совершенного критерия активации алгоритма компенсации и методики агрегации статистических данных с целью охвата области потенциального улучшения характеристик системы и минимизации области внесения искажений. Следует также выделить пути развития работ в данной области в целом – разработка алгоритмов для более сложных видов манипуляций (QPSK, QAM-16 и др.), которые могут быть подвержены влиянию более сложных, комплексных видов искажений в отличие от BPSK сигналов. В данном случае основной задачей будет являться определение типа искажения, воздействующего на ТС, например разбаланса квадратур от компрессионного искажения в условиях воздействия на систему АБГШ.

## **2.6 Краткие выводы**

Разработан алгоритм, действующий на основе комплексной оценки качества радиоканала передачи информации и позволяющий детектировать наличие искажений в сигнальном созвездии, влияние которых не проявляется как снижение мощности принимаемого радиосигнала, но серьезно ухудшает характеристики ТС. В качестве метрики оценки качества принимаемого сигнала в предложенном алгоритме используется неэталонно вычисленный вектор ошибок.

Данный алгоритм позволяет не только различать влияние АБГШ и искажения созвездия, но и компенсировать их при помощи анализа вектора ошибок за счет отличий в поведении данной метрики при воздействии на сигнал искажающих воздействий различной природы.

Область работы алгоритма, в которой вносятся улучшения, ограничена сверху значением ОСШ, равным 11 дБ (пороговым значением требования к ошибке в канале передачи), снизу – ОСШ, равным 6 дБ (границей работы критерия идентификации созвездия), а слева – предельной кривой для выбранной величины кадра.

Также важной особенностью данного алгоритма является его способность компенсировать искажения, вносимые аналоговым радиочастотным трактом, что в настоящее время является актуальной задачей ввиду снижения качества электронных компонентов на отечественном рынке.

## **Глава 3. Разработка и исследование методики идентификации искажения созвездия радиосигнала с модуляцией QPSK**

### **3.1 Вводные замечания**

В настоящее время в области измерений телекоммуникационных величин большое распространение получили измерительные линии, основанные на принципе программно-определяемого радио [58]. В данных измерительных комплексах используются прецизионные АЦП и мощные процессоры, которые способны проводить большие объемы вычислений в режиме реального времени. Подобные комплексы имеют установленную операционную систему и способны покрывать почти весь спектр задач [64, 90], возникающий перед инженером-разработчиком или рабочим на серийном производстве телекоммуникационной аппаратуры. Они обладают необходимой производительностью для запуска в режиме реального времени мощных программных пакетов обработки радиосигналов, например, MATLAB, что открывает для разработчиков и исследователей огромные возможности [45–48].

Зачастую при тестировании телекоммуникационного устройства или линии передачи информации необходимо получить не только бинарный результат касательно его соответствия заданным требованиям, а идентифицировать причину несоответствия. Для данной задачи приходится привлекать специалиста, способного адекватно настроить измерительный комплекс и сделать необходимые выводы. Процесс поиска и идентификации дефекта можно существенно упростить, используя автоматизированную систему, которая позволит выдать сводку, содержащую подробные характеристики системы.

### **3.2 Расчет помехоустойчивости радиосигнала с модуляцией QPSK**

Рассмотрим помехоустойчивость радиосигнала с фазовой манипуляцией QPSK. На него в тракте передачи воздействует аддитивный белый гауссовский

шум, а соотношение  $\frac{E_b}{N_0}$  является заданной в системе моделирования величиной. Следовательно, дисперсия шума, воздействующего на сигнал в канале передачи, будет определяться выражением

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2}.$$

Математическое ожидание положим равным нулю, что часто применяется при моделировании цифровых телекоммуникационных систем передачи информации [1, 10]. Поскольку рассматривается радиосигнал QPSK, то энергия символа  $E_s$  эквивалентна энергии бита  $E_b$  [6-7, 10, 77]. Для оценки помехоустойчивости необходимо установить взаимосвязь между дисперсией шума  $\sigma^2$  и энергией канального символа  $kS(t+\tau)$ . Учитывая, что помехоустойчивое кодирование не применяется, следовательно, скорость кода  $R_c=1$ , а количество бит на символ  $R_m$ , можно получить коэффициент взаимосвязи между  $E_s$  и  $\sigma^2$ , который определяется следующим выражением:

$$\sigma^2 = E_s \left[ 2R_m R_c \frac{E_b}{N_0} \right]^{-1}.$$

Ошибка при принятии решения возникает, когда  $[I, Q]$  координаты принятого символа  $\hat{S}$  соответствуют другому символу. Рассмотрим комплексную огибающую квадратурного радиосигнала. Ее общий вид представлен выражением [59]:

$$S = I(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) - jQ(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где  $I(t)$  и  $Q(t)$  являются информационными параметрами, которые определяют положение канального символа в сигнальном созвездии и соответственно комбинацию бит, которую он несет [16, 26, 29].

При моделировании цифровых телекоммуникационных систем в случае квадратурной демодуляции шум добавляется независимо к каждой из квадратур [11, 63], а вероятность символьной ошибки для QPSK будет описана следующим выражением:

$$SER_{QPSK} = F\left(\frac{\sqrt{E_s}}{2}\right) \left[ 1 - F\left(-\frac{\sqrt{E_s}}{2}\right) \right].$$

В данных выражениях функция  $F(x)$  является функцией распределения нормального закона и определяется при помощи функции ошибок Лапласа [30, 31], а определяющие их выражения будут иметь вид:

$$F = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf}\left(\frac{\hat{I}_s - \mu}{\sqrt{2\sigma^2}}\right) \right], \quad \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt.$$

Поскольку нормальный закон распределения является симметричным, справедливым будет следующее тождество

$$F\left(-\sqrt{E_s}\right) = 1 - F\left(\sqrt{E_s}\right),$$

соответственно вероятность обоих типов ошибок одинакова. После получения всех исходных данных, необходимых для расчета, может быть определена помехоустойчивость радиосигнала с модуляцией QPSK при воздействии АБГШ [29, 77]:

$$SER_{QPSK} = \left[ \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \right]^2.$$

Получена оценка  $SER$  при когерентном детектировании радиосигнала QPSK. Поскольку один символ в QPSK несет два бита информации, а вероятности их появления одинаковы, то вероятность битовой ошибки может быть представлена следующим выражением [36, 81]:

$$BER_{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right).$$

Рассмотрим далее помехоустойчивость указанных радиосигналов в случае искажения сигнального созвездия. Здесь возможны два основных типа искажения созвездия, поскольку информация уже представлена в виде суперпозиции двух квадратурных составляющих. Физически данные искажения можно описать путем введения в систему разбаланса квадратур.

На рисунках 3.1 и 3.2 приведены возможные варианты искажения сигнального созвездия QPSK и показаны механизмы их описания: на рисунке 3.1 – фазовый разбаланс, на рисунке 3.2 – амплитудный.

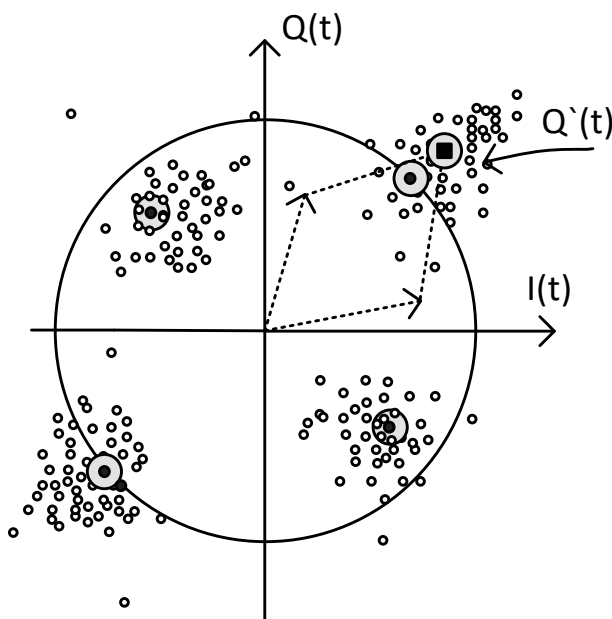


Рисунок 3.1 - Виды искажения QPSK – фазовый разбаланс

Вычислим вероятность символьной ошибки в каждом из этих случаев. При каждом из видов разбаланса квадратур сигнальное созвездие будет искажено таким образом, что вероятность приема символов будет различна. Причем в зависимости от степени воздействия искажения на принимаемый в

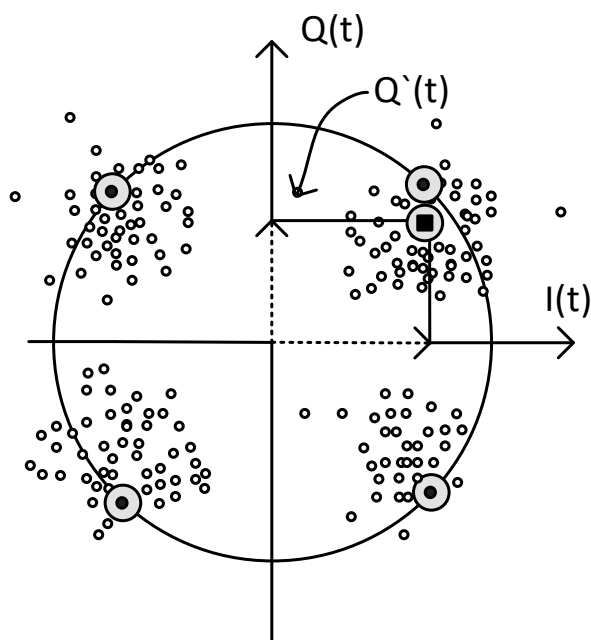


Рисунок 3.2 - Виды искажения QPSK – амплитудный разбаланс

телекоммуникационной системе сигнал проявление данных характерных отличительных признаков будет различным.

Рассмотрим более подробно фазовый разбаланс. Вероятность правильного приема и символьной ошибки будет различна для символов, передающих комбинации бит 00,11 и 10,01 (в случае кода Грея). Вероятность правильного приема символа, передающего 00,

$$SER_{PHIMB}(R00) = \frac{1}{4} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0} (1 + \sin(\Theta))} \right) \right]^2;$$

$$\forall \Theta \notin \frac{\pi}{2} \cdot n, n = 2 \cdot k + 1 \in \mathbb{Z}.$$

Полная вероятность символьной ошибки равна:

$$SER_{PHIMB}(ErrTotal) = 1 - SER_{PHIMB}(R00).$$

Вероятность приема символа 10 при передаче 00 равна вероятности приема символа 01:



$$SER_{PHIMB}(00,10) = \frac{1}{4} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0} (1 + \sin(\Theta))} \right) \right] \cdot \left[ \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0} (1 + \sin(\Theta))} \right) \right];$$

$$\forall \Theta \notin \frac{\pi}{2} \cdot n, n = 2 \cdot k + 1 \in Z.$$

Вероятность приема символа 11 при передаче символа 00 равна

$$SER_{PHIMB}(00,11) = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0} (1 + \sin(\Theta))} \right) \right]^2;$$

$$\forall \Theta \notin \frac{\pi}{2} \cdot n, n = 2 \cdot k + 1 \in Z.$$

Для символа, передающего 01, соответственно получаем:

$$SER_{PHIMB}(R01) = \frac{1}{4} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0} (1 - \sin(\Theta))} \right) \right]^2;$$

$$\forall \Theta \notin \frac{\pi}{2} \cdot n, n = 2 \cdot k \in Z,$$

$$SER_{PHIMB}(01,11) = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{E_b}{N_0} (1 - \sin(\Theta))} \right) \right] \cdot \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{E_b}{N_0} (1 - \sin(\Theta))} \right) \right];$$

$$\forall \Theta \notin \frac{\pi}{2} \cdot n, n = 2 \cdot k \in Z,$$

$$SER_{PHIMB}(01,10) = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{E_b}{N_0} (1 - \sin(\Theta))} \right) \right]^2;$$

$$\forall \Theta \notin \frac{\pi}{2} \cdot n, n = 2 \cdot k \in Z,$$

где  $\Theta$  – угол разбаланса квадратур. Отметим, что данные формулы будут неверны для нулевого угла разбаланса. Для вычисления вероятностей ошибок в данном случае необходимо не учитывать дополнительный множитель или воспользоваться формулами для символа, передающего значение 00.

В случае искажения созвездия, описываемого амплитудным разбалансом, вероятность символьной ошибки будет идентична для всех символов и описываться выражениями:

$$SER_{AIMB}(00,01) = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right] \cdot \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( k \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right],$$

$$SER_{AIMB}(00,10) = \frac{1}{4} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right] \cdot \left[ \operatorname{erfc} \left( k \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right],$$

$$SER_{AIMB}(00,11) = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right] \cdot \left[ \operatorname{erfc} \left( k \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right],$$

$$SER_{AIMB}(R) = \frac{1}{4} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right] \cdot \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( k \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right],$$

где  $k$  – коэффициент, характеризующий степень амплитудного разбаланса квадратур.

### 3.3 Механизм идентификации искажения радиосигнала с QPSK

Рассмотрим более подробно зависимости вероятностей появления символьных ошибок различных типов для амплитудного и фазового разбалансов от отношения сигнал-шум. В случае различных типов искажения сигнального созвездия будут видны отличия в функции распределения символьной ошибки при передаче различных символов и зависимость их изменения от степени искаженности созвездия. Также для фазового разбаланса характер распределения будет зависеть от передаваемого символа, в то время как для амплитудного – он может быть идентичным.

На рисунках 3.3 и 3.4 представлены зависимости плотностей вероятности символьной ошибки для фазового разбаланса квадратур для разных величин угла смещения при передаче символа  $\vec{S}(00)$ .

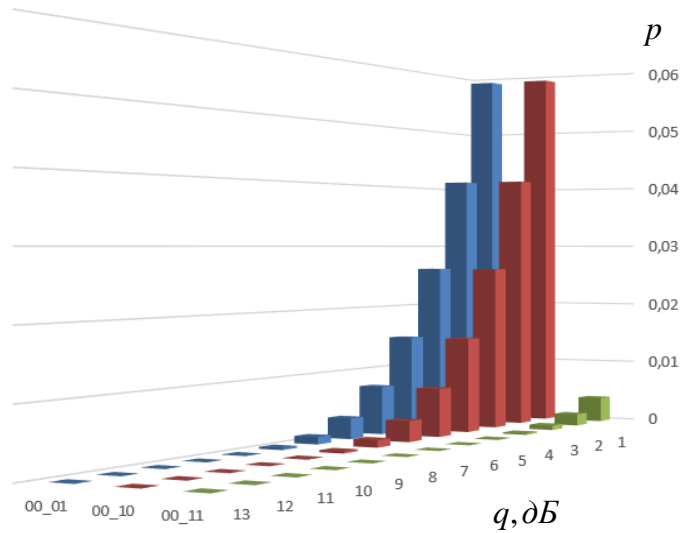


Рисунок 3.3 - Изменение зависимости распределения вероятностей символьной ошибки при передаче символа 00 от угла разбаланса

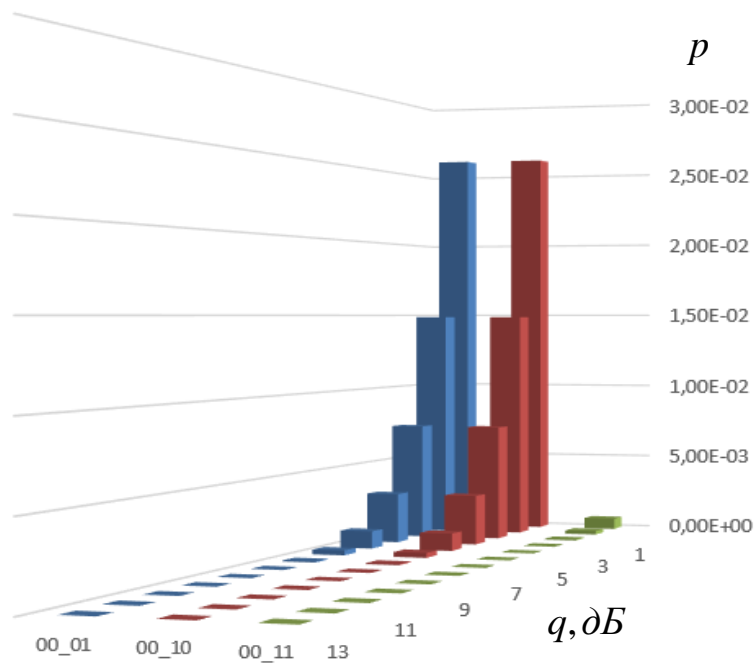


Рисунок 3.4 - Изменение зависимости распределения вероятностей символьной ошибки при передаче символа 00 от угла разбаланса

На аналогичной инфографике (рисунки 3.5 и 3.6) для передаваемого символа  $\vec{S}(01)$  серьезные отличия в характере функции распределения символьной ошибки будут отчетливо видны.

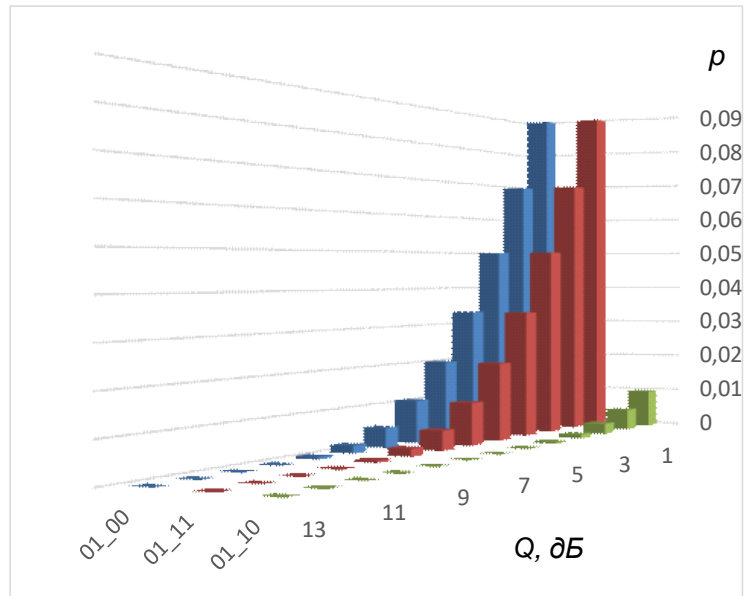


Рисунок 3.5 - Изменение зависимости распределения вероятностей символьной ошибки при передаче символа 01 при воздействии малого разбаланса

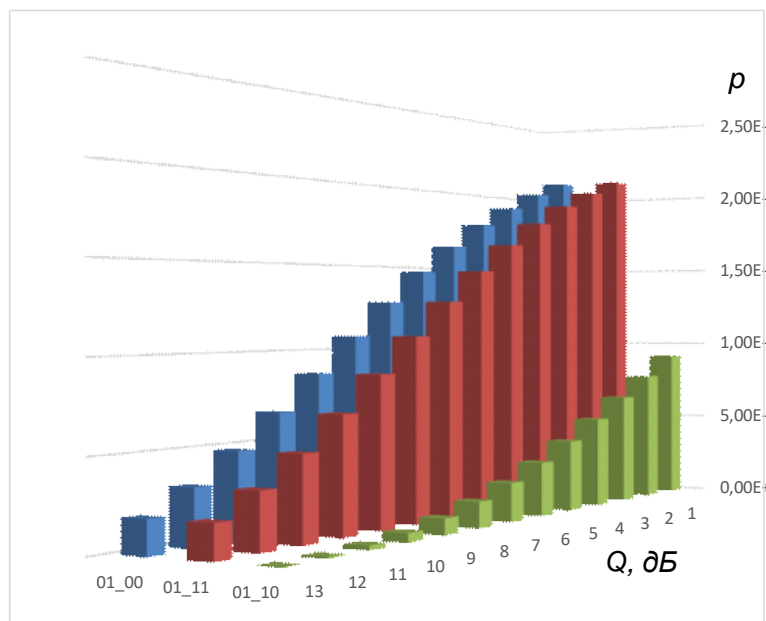


Рисунок 3.6 - Изменение зависимости распределения вероятностей символьной ошибки при передаче символа 01 при воздействии сильного разбаланса

Таким образом, в случае фазового разбаланса, при увеличении смещения осей, вне зависимости от того, распределение какого из символов рассматривается, будет наблюдаться доминирующая ошибка. Данное

утверждение справедливо и для случая амплитудного разбаланса квадратур, инфографика, иллюстрирующая это, приведена на рисунках 3.7 и 3.8.

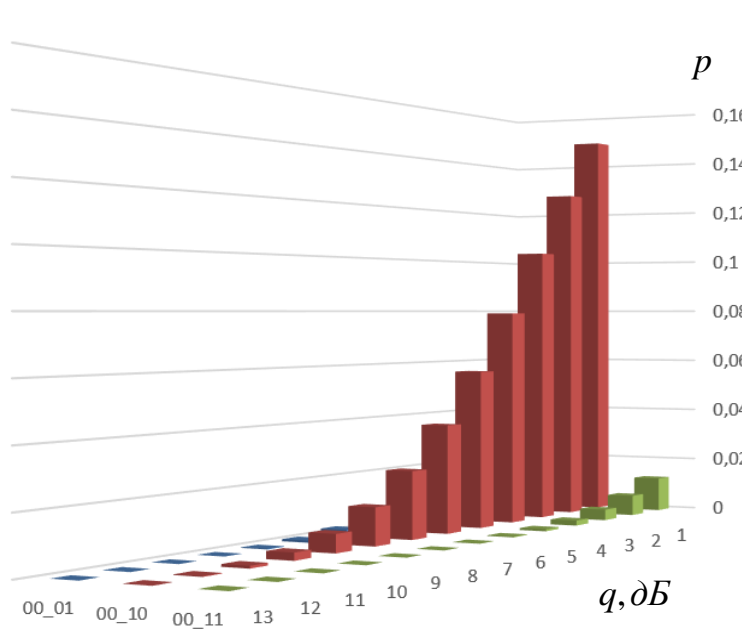


Рисунок 3.7 - Изменение зависимости распределения вероятностей символьной ошибки от степени амплитудного разбаланса

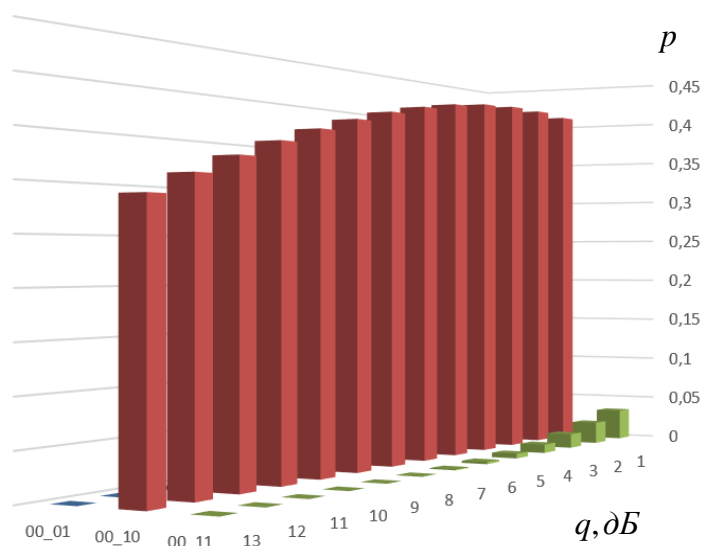


Рисунок 3.8 - Изменение зависимости распределения вероятностей символьной ошибки от степени амплитудного разбаланса

Стоит отметить принципиальное отличие в поведении доминирующей ошибки при различных типах разбаланса. В случае амплитудного – она будет симметрична, а именно, если при рассмотрении функции распределения символа, передающего  $\vec{S}(00)$ , будет преобладать ошибка  $\vec{S}(00-01)$ , то соответственно при рассмотрении функции распределения символа  $\vec{S}(01)$  наиболее вероятной будет ошибка  $\vec{S}(01-00)$ .

Другими словами, в случае наличия существенного относительно влияния АБГШ на принимаемый сигнал искажения сигнального созвездия преобладающими будут являться ошибки между символами, расположенными зеркально относительно одной из квадратных осей. Изменений относительно другой оси при воздействии данного искажения не наблюдается. Иллюстрация поведения ошибки при амплитудном разбалансе представлена на рисунке 3.9.

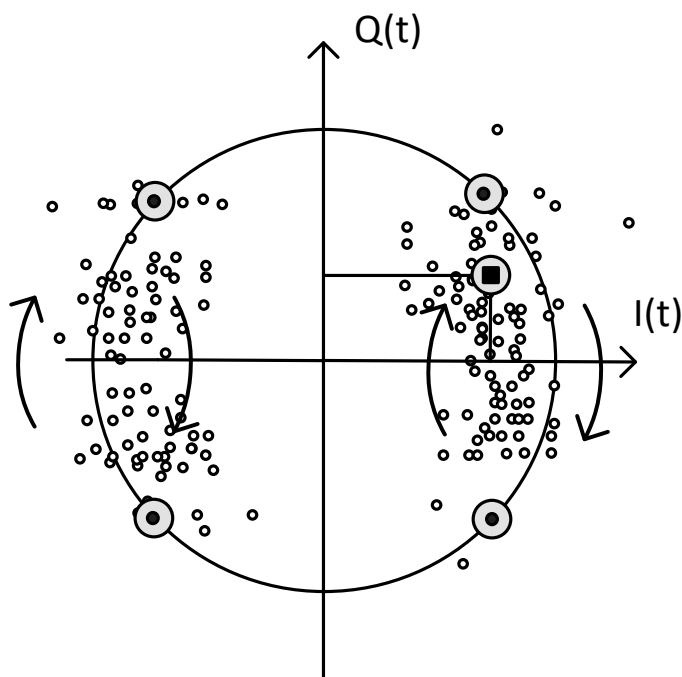


Рисунок 3.9 - Диаграмма поведения преобладающей ошибки в случае воздействия амплитудного разбаланса

В случае наличия искажающего сигналное созвездие воздействия в виде фазового разбаланса будет наблюдаться иная картина. Поведение преобладающей ошибки для случая положительного разбаланса, изображено на рисунке 3.10.

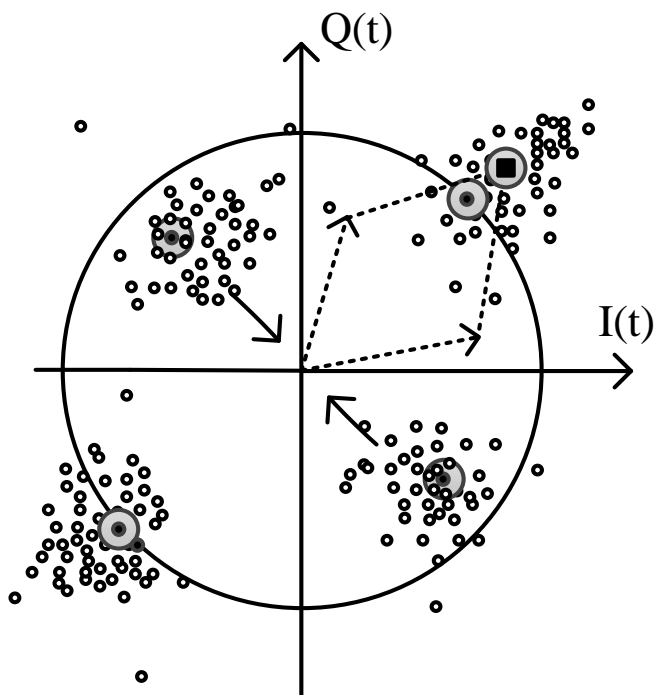


Рисунок 3.10 - Диаграмма поведения преобладающей ошибки для фазового разбаланса

Таким образом, преобладающая ошибка для каждого из символов будет смещена в соседний квадрант в направлении по часовой стрелке. Именно на использовании этих особенностей поведения преобладающей ошибки и предлагается различать между собой тип искажающего воздействия.

Используя выявленные принципиальные различия в поведении ошибки при воздействии различных типов искажений, появляется возможность разработать и реализовать методику их идентификации. Она должна обеспечивать не только различение воздействия линейных искажений созвездия, но и идентифицировать воздействие на сигнал АБГШ.

### 3.4 Описание методики идентификации воздействующего искажения

Рассмотрим поэтапно предложенную методику. Ниже приведена ее блок-схема (рисунок 3.11).

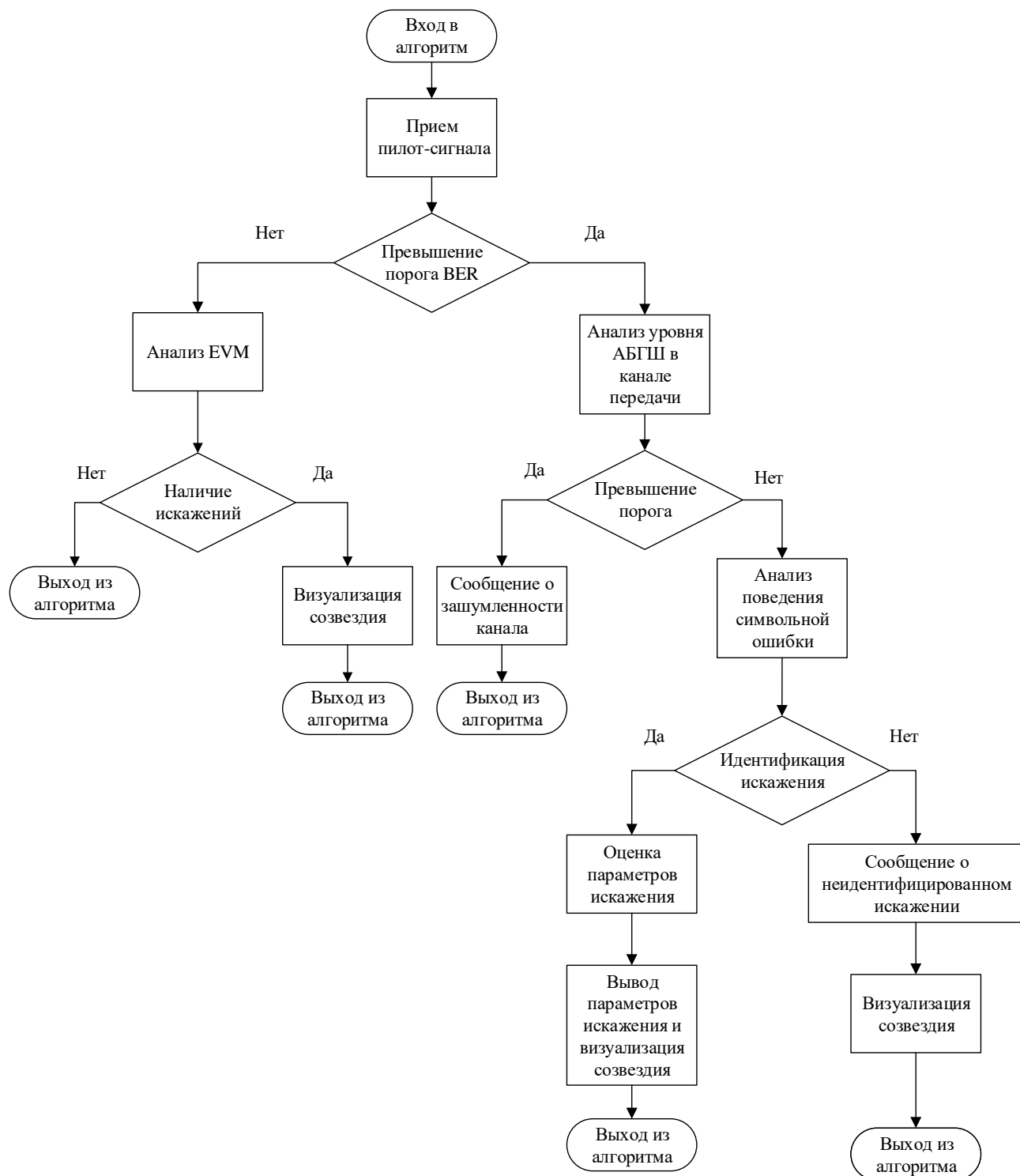


Рисунок 3.11 - Блок-схема работы методики



На первом этапе происходит проверка соответствия вероятности битовой ошибки заданным к системе требованиям. В случае ее соответствия система считается работоспособной и осуществляется выход из алгоритма. Когда порог  $BER$  превышен, то необходимо определить, что является причиной ухудшения качества передачи информации.

Различение влияния АБГШ и искажения созвездия производится путем статистического анализа выходных данных после демодулятора, т. е. после принятия мягкого решения. На рисунке 3.12 приведены два сигнальных созвездия. Несмотря на серьезное различие в отношении энергии бита к спектральной плотности мощности шума, вероятность появления битовой ошибки здесь одинакова.

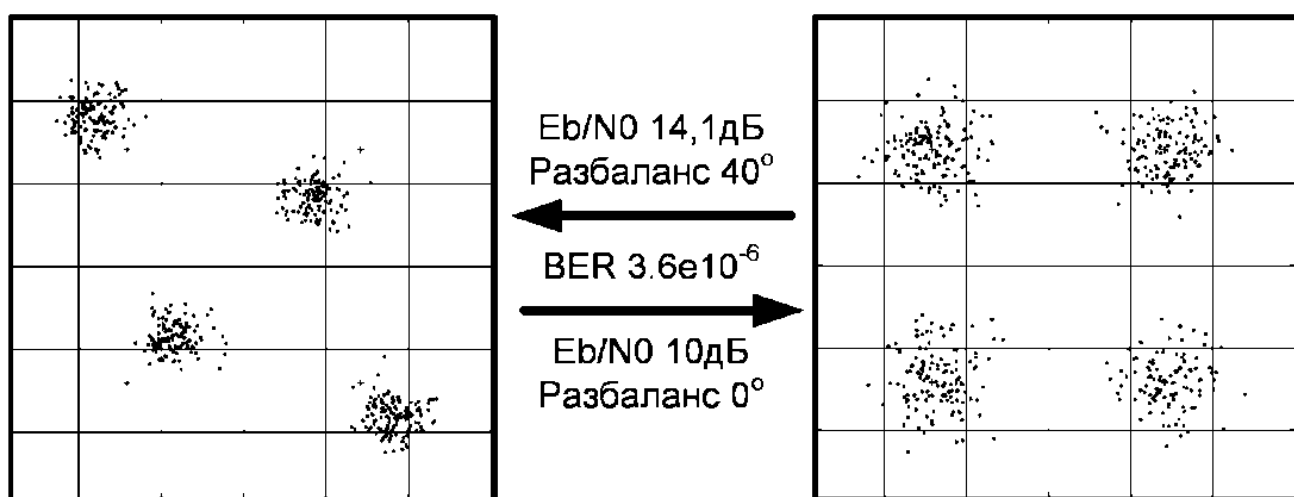


Рисунок 3.12 - Пример созвездий с одинаковым  $BER$

Для того чтобы решить задачу различения влияния АБГШ и поворота сигнального созвездия, рассмотрим поведение величины вектора ошибки  $EVM$ , когда производится ее вычисление и сохранение показателей в буфере. При помощи правила Стерджеса [43, 92] имеющиеся в буфере данные разбиваются на интервалы, величина которых определяется следующим выражением:

$$l = \frac{\overline{EVM}_{\max} - \overline{EVM}_{\min}}{1 + \log_2(k)},$$

где  $\overline{EVM}_{\max}$  и  $\overline{EVM}_{\min}$  – максимальная и минимальная величина усредненного вектора ошибки, вычисленного при обработке кадра, длина которого равна 1024 бита,  $k$  – размер кадра. На следующем этапе происходит подсчет количества попаданий значений в буфере в каждый из интервалов  $L_i$ , абсолютные значения границ которого определяются следующим выражением (рисунок 3.13):

$$L_i = \{\overline{EVM}_{\min} + li; \overline{EVM}_{\min} + l(i+1)\}.$$

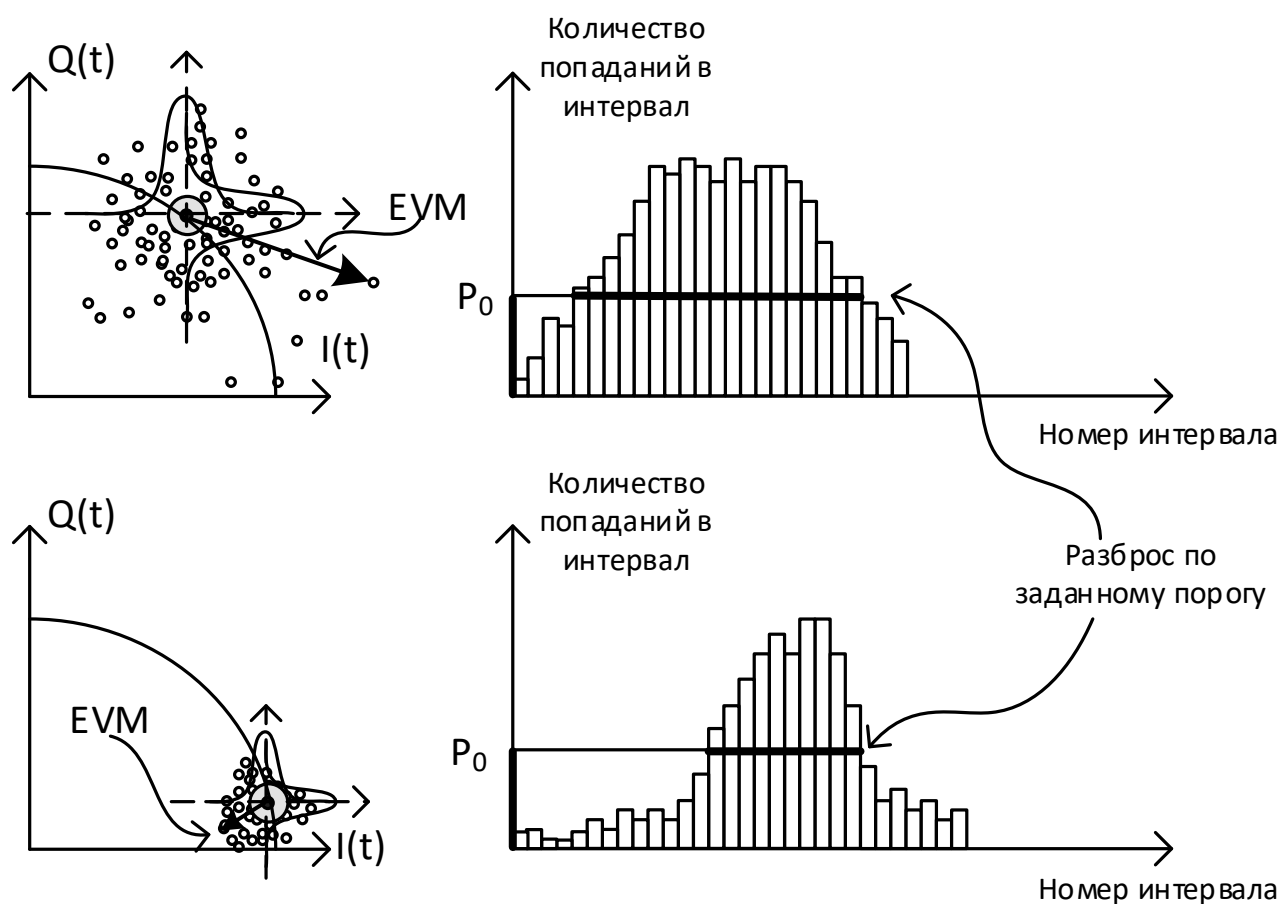


Рисунок 3.13 – Графическая иллюстрация процесса разбиения на интервалы результатов моделирования для заданного искажения и ОСШ

На представленной графической интерпретации данного процесса слева изображено сигнальное созвездие, при приеме которого произведена агрегация показателей, а справа – гистограмма значений  $\overline{EVM}$  по интервалам  $L_i$ . Данные интервалы выражены в процентах, где по оси абсцисс за 100% принята величина, равная  $\sqrt{\overline{E}_s}$ , а по оси ординат – количество отсчетов, попавших в интервал.

Данный механизм обеспечивает идентификацию воздействия АБГШ на сигнал в канале передачи информации даже при условии сохранения уровня сигнала на входе приемника.

В том случае, если на радиосигнал воздействует искажение при незначительном АБГШ, медиана распределения, представленного на гистограмме, будет смещена пропорционально воздействию искажения, в то время как разброс относительно нее будет незначительным. В противном случае будет наблюдаться обратная картина.

В случае обнаружения высокого уровня шума в радиоканале передачи информации на дисплей должно быть выведено сообщение и осуществлен выход из программы, в противном случае вступает в работу блок идентификации искажения. Главные особенности поведения символьной ошибки, основываясь на которых построен алгоритм идентификации искажения, описаны ранее. Далее необходимо сформулировать критерии, по которым будет определяться тип искажения, и вычислить вероятность идентификации.

Амплитудным разбалансом будет признано искажение, при воздействии которого в переданном эталонном сообщении, содержащем комбинацию бит, определяющую равное количество всех символов сигнального созвездия, характер полученного эмпирического распределения для каждого из символов будет соответствовать одному из следующих типов, приведенных в таблице 3.1.

Таблица 3.1 - Описание преобладающей ошибки для амплитудного разбаланса

Тип 1		Тип 2	
Передаваемый символ	Преобладающая ошибка	Передаваемый символ	Преобладающая ошибка
$\vec{S}(00)$	$\vec{S}(00-10)$	$\vec{S}(00)$	$\vec{S}(00-01)$
$\vec{S}(01)$	$\vec{S}(01-01)$	$\vec{S}(01)$	$\vec{S}(01-00)$
$\vec{S}(11)$	$\vec{S}(11-01)$	$\vec{S}(11)$	$\vec{S}(11-10)$
$\vec{S}(10)$	$\vec{S}(10-00)$	$\vec{S}(10)$	$\vec{S}(10-11)$

В случае фазового разбаланса достаточным условием будет являться наличие в переданном эталонном сообщении, содержащем комбинацию бит, определяющую равное количество всех символов сигнального созвездия, преобладания ошибок при передаче символов одной из диагоналей сигнального созвездия. Пороговым значением будет считаться двукратное преобладание.

Описание преобладающей ошибки для фазового разбаланса приведено в таблице 3.2.

Таблица 3.2 - Описание преобладающей ошибки для фазового разбаланса

Тип 1	Тип 2
$\vec{S}(00-11) > \vec{S}(10-01)$	$\vec{S}(00-11) < \vec{S}(10-01)$

Ошибка будет считаться преобладающей в случае, если она будет составлять более 0,5 от общего количества случившихся ошибок. Приведем аналитическое выражение критерия:

$$P_m(k) = \sum_{k=0}^{\frac{m}{2}} \frac{m!}{k!(m-k)!} p_{prev}^k (1-p_{prev})^{m-k},$$

где  $P_{prev}$  – вероятность доминирующей ошибки,  $m$  – количество произошедших ошибок. Работа данной методики построена на анализе ошибок, соответственно необходимо их наличие при передаче сообщения.

В случае если преобладающая ошибка не выявлена, будет проведен анализ разницы ошибок между диагональными символами. Наличием разбаланса будет считаться преобладание одной из ошибок над другой более чем в два раза.

Данная особенность вносит ограничения на область применения методики, соответственно необходимо оценить вероятность битовой ошибки при различных отношениях энергии бита к спектральной плотности мощности шума и величинах разбаланса.

Для получения данных о *BER* проведено компьютерное моделирование с использованием программного пакета Matlab & Simulink, в котором разработана система, состоящая из Simulink модели и управляющего скрипта. Основные функции и схема взаимодействия каждого из компонентов системы моделирования приведены на рисунке 3.14.

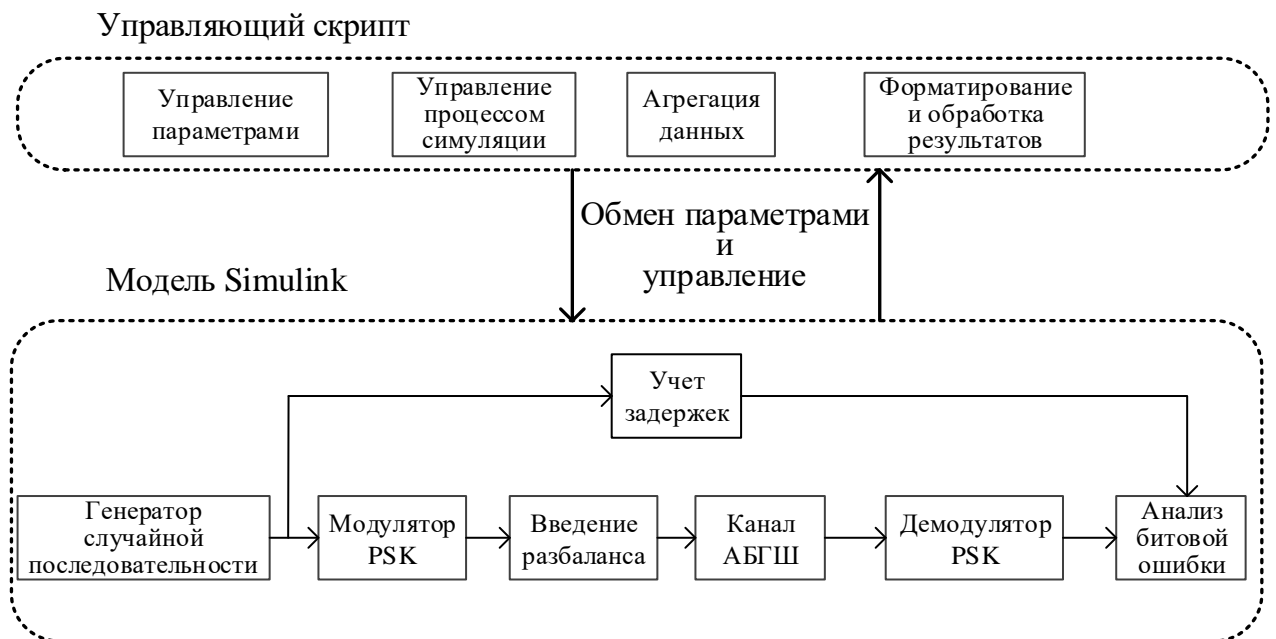


Рисунок 3.14 - Структурная схема системы моделирования

Разбиение системы моделирования на две компоненты позволяет полностью автоматизировать процесс агрегации и анализа данных [40, 77] за счет управления параметрами моделирования по заданной пользователем программе в автономном режиме. Данное решение позволяет проводить анализ больших статистических выборок для различных условий, например, изменяющегося отношения сигнал-шум в канале передачи, без необходимости контроля работы модели, что позволяет получить результат в сжатые сроки.

### 3.5 Моделирование работы методики идентификации искажения радиосигнала

Рассмотрим более подробно работу системы моделирования, блок-схема работы которой приведена на рисунке 3.15.

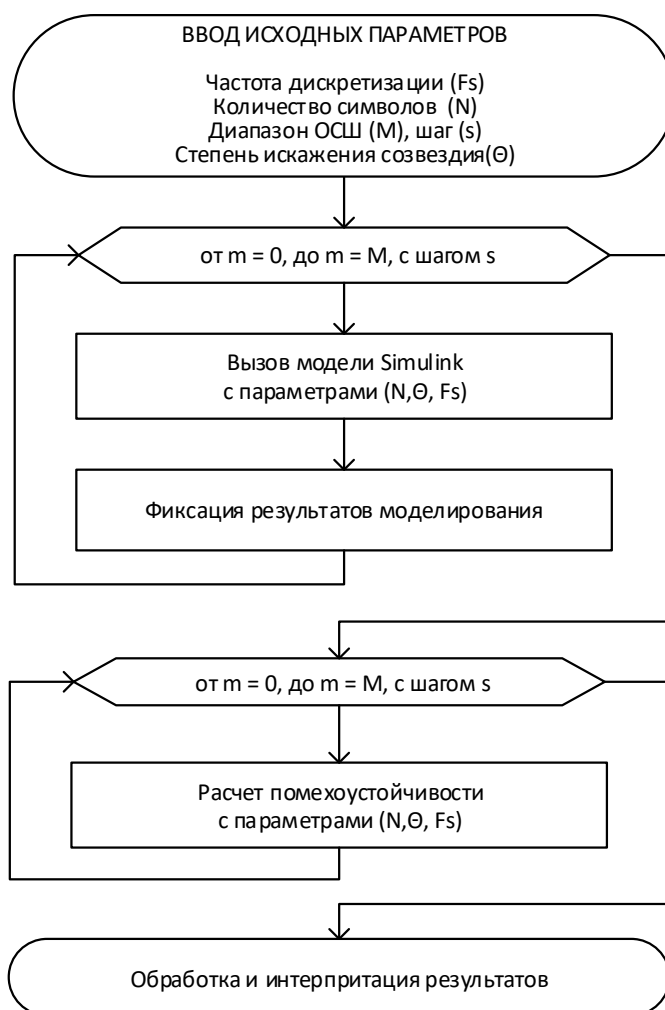


Рисунок 3.15 - Блок-схема функционирования системы моделирования

При старте происходит инициализация начальных параметров модели Simulink – задается частота дискретизации в системе, количество символов, передаваемых за один цикл работы модели, степень искажения созвездия, диапазон ОСШ, на котором будет проводиться расчет. На следующем этапе производится циклический вызов Simulink модели ТС и накопление статистики для различных ОСШ в радиоканале передачи цифровой информации и агрегация результатов моделирования. Далее происходит получение расчетных значений. На завершающем этапе происходит обработка и интерпретация полученных данных.

На рисунках 3.16 и 3.17 представлены трехмерные диаграммы, отражающие вероятность появления заданного количества ошибок при передаче тестового сообщения длиной 108 бит в зависимости от ОСШ и степени искажения созвездия.

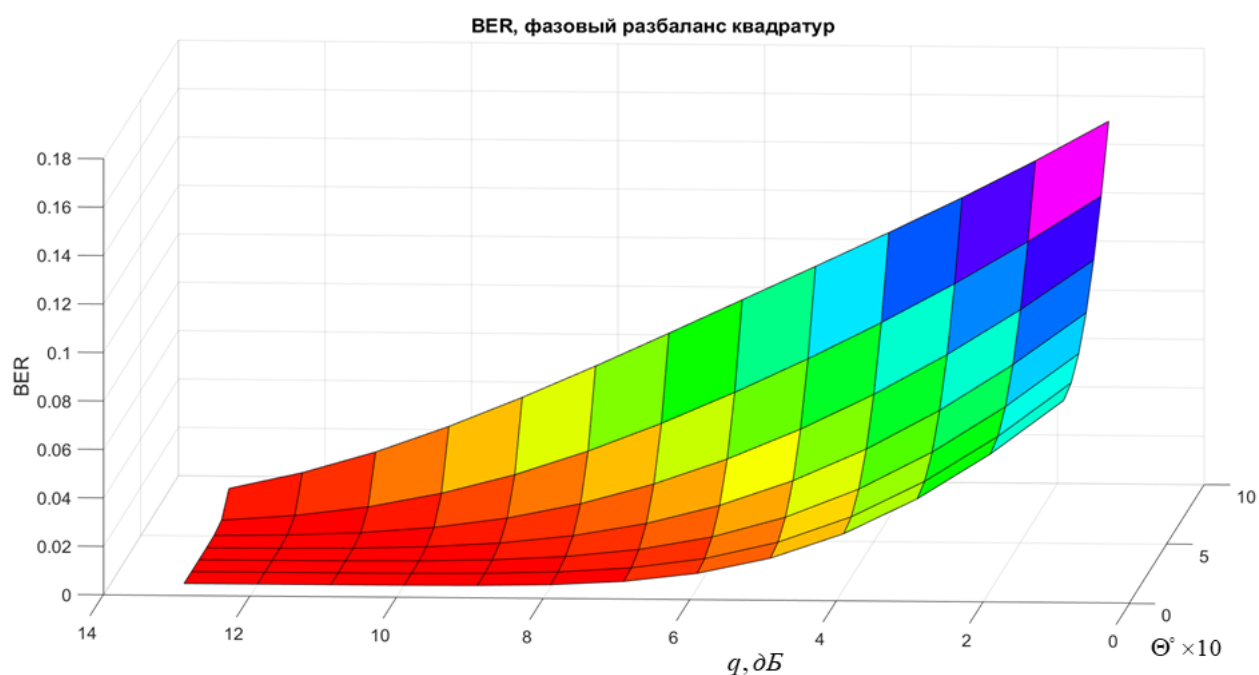


Рисунок 3.16 - Зависимость битовой ошибки от ОСШ при различных углах разбаланса квадратур

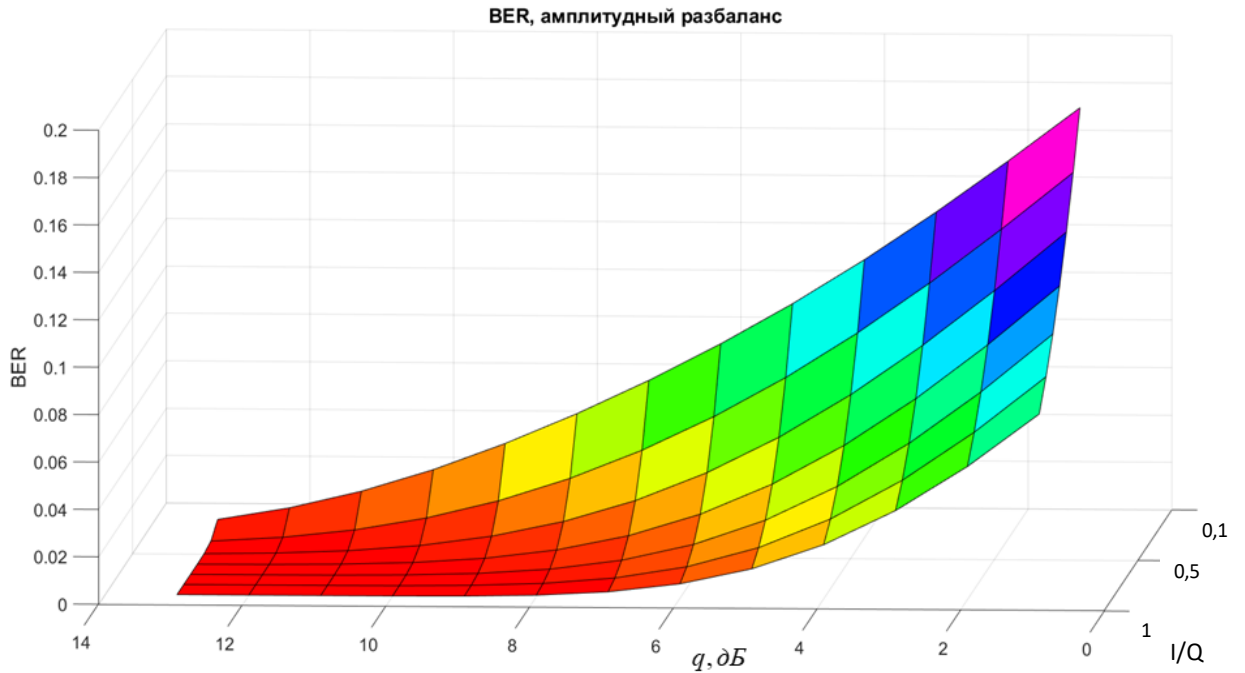


Рисунок 3.17 - Зависимость битовой ошибки от ОСШ при различных величинах разбаланса квадратур

В случае необходимости расчета вероятности превышения заданного числа ошибок, поскольку количество испытаний достаточно велико, то можно применить приближенную формулировку теоремы Муавра-Лапласа, т. к. условия эксперимента полностью удовлетворяют области ее применения, для оценки вероятности указанного события. Ниже приведена приближенная формулировка интегральной теоремы Муавра-Лапласа:

$$P_n(m) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi n p q}} e^{-\frac{x_m^2}{2}}, \quad x = \frac{m - n p}{\sqrt{n p q}},$$

где  $n$  – количество переданных символов,  $p$  – вероятность ошибки,  $q$  – вероятность правильного приема,  $m$  – количество ошибочно принятых символов [32, 75]. Соответственно выражение, описывающее вероятность того, что произойдет больше, чем  $m$  ошибок, будет выглядеть следующим образом:



$$P_n(\geq m) = 1 - \sum_1^{m-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi r q}} e^{-\frac{x_m^2}{2}}$$

### 3.6 Обзор результатов работы методики

Исходя из представленной на рисунках 3.15 и 3.16 информации, могут быть определены области обнаружения искажения и области, в которых методика способна их идентифицировать – т. е. различить между собой влияние таких линейных искажений сигнального созвездия как воздействие для амплитудного разбаланса квадратур и фазового разбаланса квадратур. Области, в которых возможно устойчивое различение каждого из искажений, представлены на рисунке 3.18 для фазового разбаланса квадратур и рисунке 3.19 для амплитудного разбаланса квадратур.

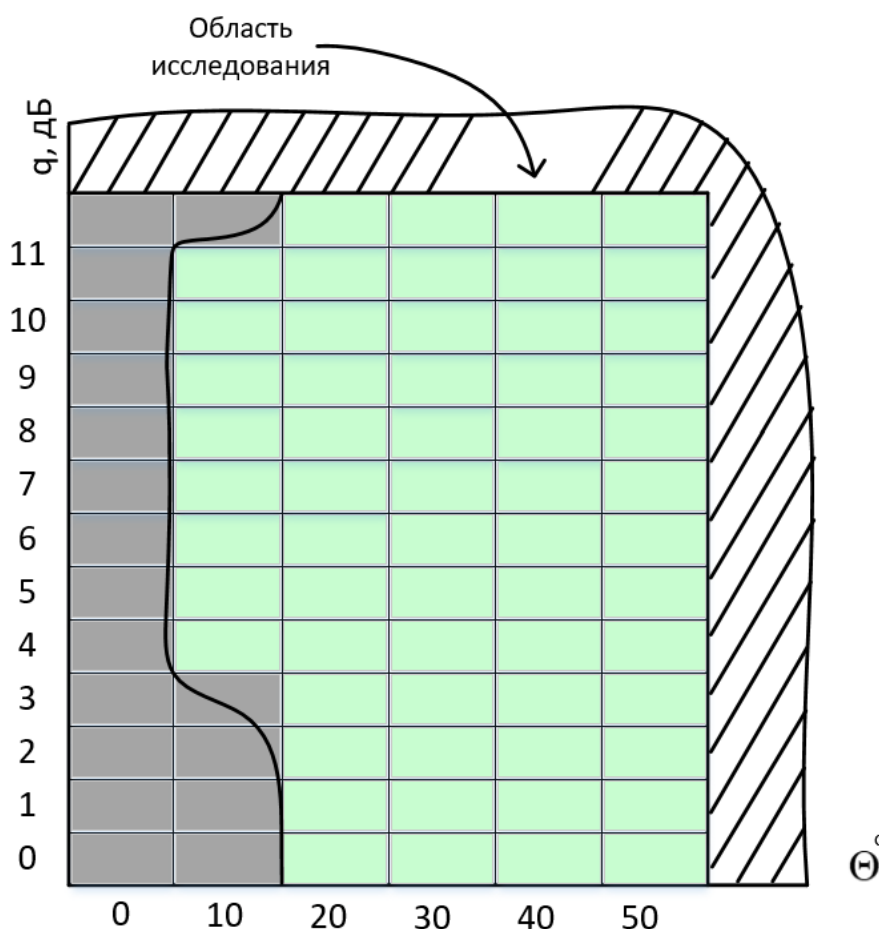


Рисунок 3.18 - Диаграмма работы методики в условиях фазового разбаланса

На рисунке 3.18 приведена диаграмма работы методики в следующих условиях: угол фазового разбаланса изменяется в пределах от 0 до  $\frac{5\pi}{18}$ , соотношении  $\frac{E_b}{N_0}$  изменяется от 0 до 12 дБ, длина кадра, на котором вычисляется вектор ошибки, равна 1024 бита, количество переданных символов равно  $4 \cdot 10^7$ .

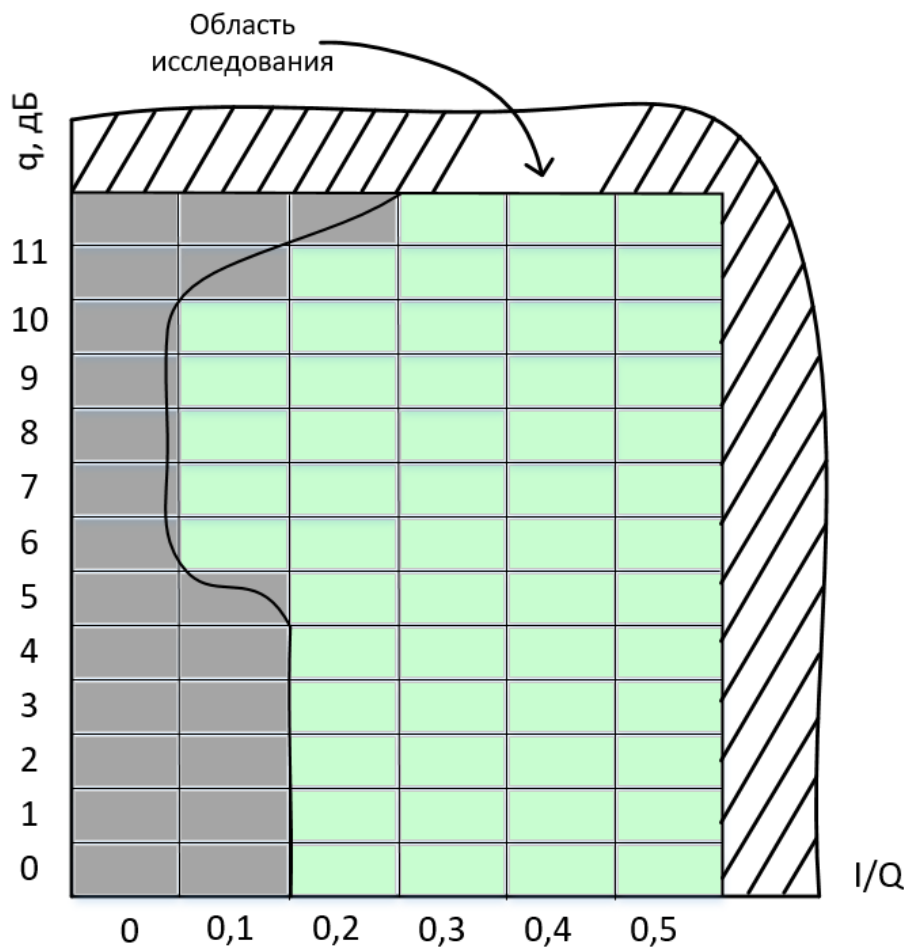


Рисунок 3.19 - Диаграмма работы методики в условиях амплитудного разбаланса

На рис 3.19 приведена работа методики в следующих условиях: угол амплитудного разбаланса изменяется в пределах от 0 до 0,5 (-6 дБ), соотношение  $\frac{E_b}{N_0}$  изменяется от 0 до 12 дБ, длина кадра, на котором

вычисляется вектор ошибки, равна 1024 бита, количество переданных символов равно  $4 \cdot 10^7$ .

### 3.7 Краткие выводы

Разработана методика, позволяющая производить идентификацию искажения, воздействующего на сигнальное созвездие принимаемого радиосигнала. Она основана на использовании комплексной оценки качества радиоканала телекоммуникационной системы передачи информации, а именно, выявлении и различении причины искажающего воздействия. Данная комплексная оценка строится на анализе статистических характеристик сигнала и на базе неэталонной вычисленной величины вектора модуляционной ошибки.

Методика позволяет определять наличие воздействия на принимаемый радиосигнал линейных искажений, таких как фазовый и амплитудный разбалансы квадратур, и идентифицировать тип воздействующего на сигнал искажения в широком диапазоне ОСШ с заданной вероятностью. С точки зрения практического применения данная методика позволяет повысить степень автоматизации процесса тестирования и регулировки телекоммуникационного оборудования при его разработке и производстве.

Установлено, что идентификация фазового разбаланса возможна при его величине более  $10^\circ$  и ОСШ более 6 дБ. В условиях амплитудного разбаланса наблюдаются схожие результаты, за исключением высоких отношении ОСШ (около 11-12 дБ) при малых величинах разбаланса. Данное явление объясняется высокой помехоустойчивостью радиосигнала с модуляцией QPSK.

Одним из главных достоинств предложенной методики является то, что в случае наличия современной производственной базы, в частности измерительного оборудования, которое поддерживает сопряжение с ПК при помощи стека протоколов VISA или другого распространённого стека протоколов, внедрение в производство может быть произведено в кратчайшие сроки без значительных дополнительных затрат за счет сопряжения.

Предложенная методика может быть реализована в современных измерительных системах, предназначенных для тестирования и оценки эффективности работы телекоммуникационного измерительного оборудования.

Простота внедрения обеспечивается за счет того, что многие современные измерительные системы в области телекоммуникаций построены по технологии программно-определяемого радио, а их конкретный функционал почти полностью определяется программным обеспечением, которое установлено на измерительную систему.

## Глава 4. Разработка и исследование методики идентификации искажения созвездия радиосигнала с модуляцией QAM-16

### 4.1 Вводные замечания

Существует множество методик оценки качества передаваемого радиосигнала и помехоустойчивости телекоммуникационных систем в целом, но итоговым критерием качества работы цифровой системы передачи выступают коэффициенты битовой или символьной ошибки. Следовательно, для оценки качества работы приемного устройства наиболее эффективной является методика, основанная на передаче эталонных последовательностей и подсчете количества ошибок, при условии подачи на вход приемника радиосигнала заданного уровня.

В случае оценки качества радиосигнала на выходе передатчика применение методики, основанной на подсчете ошибок, нерационально, поскольку даже в случае искажения сигнального созвездия отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума остается высоким. Для оценки качества квадратурных радиосигналов с цифровой манипуляцией наиболее распространенными и эффективными являются связанные методики измерения величины вектора ошибок и коэффициента модуляционных ошибок [53]. Схематичное изображение методики проведения измерений представлено на рисунке 4.1.

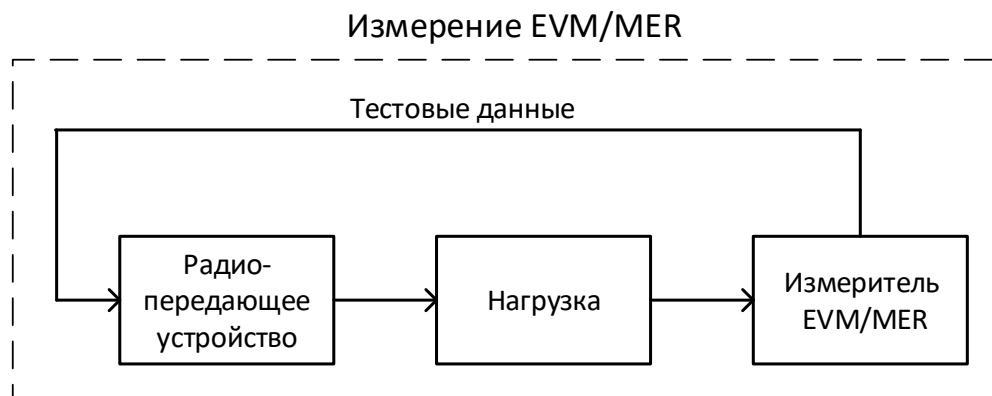


Рисунок 4.1 - Схема измерения EVM и MER

В чистом виде данные методики дают представление лишь о степени искаженности радиосигнала и, соответственно, о помехоустойчивости системы передачи, но они не дают информации о причине искажения радиосигнала, т. е. не идентифицируют его. В данной работе предлагается модифицированная методика оценки качества радиосигнала с модуляцией QAM-16, позволяющая не только оценить помехоустойчивость системы передачи информации, но и определить тип искажения. Информация о типе искажения радиосигнала может существенно сократить время на регулировку телекоммуникационного устройства при его производстве. Предложенная методика может быть положена в основу системы автоматического измерения и настройки параметров устройства, при условии поддержки аппаратной платформой программного пакета MATLAB. Стоит отметить, что еще одним направлением применения может являться автоматизированный мониторинг радиолиний.

#### 4.2 Нелинейное искажение созвездия и методика воссоздания усилительной характеристики

В первую очередь рассмотрим нелинейное искажение радиосигнала усилителем, изображенное на рисунке 4.2, поскольку радиосигналы QAM имеют высокий пик-фактор и большой разброс символов по энергетике, вследствие чего линейность усилительной характеристики является одним из наиболее важных параметров при проектировании передающей части устройства [4, 37, 51].

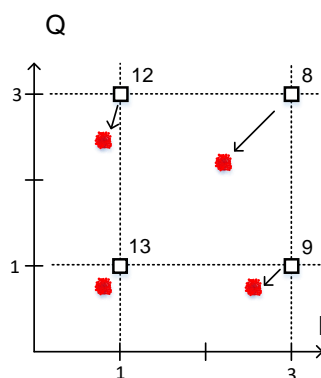


Рисунок 4.2 - Искажение сигнального созвездия при прохождении нелинейного усилителя

При компьютерном моделировании данной ситуации наиболее адекватным решением является имитация в модели усилительной характеристики реального усилителя. В качестве примера поставим формальную задачу: необходимо в среде MATLAB Simulink создать модель весьма распространенного усилительного модуля Polyfet RF Devices MLCQ-02 [41], используя аппроксимацию кубическим полиномом. На рисунке 4.3 приведена его усилительная характеристика для рабочей частоты 512 кГц.

В указанной среде моделирования имеется блок-усилитель, нашей задачей является настроить его так, чтобы он максимально соответствовал по поведению реальному усилителю при условии использования аппроксимации кубическим полиномом.

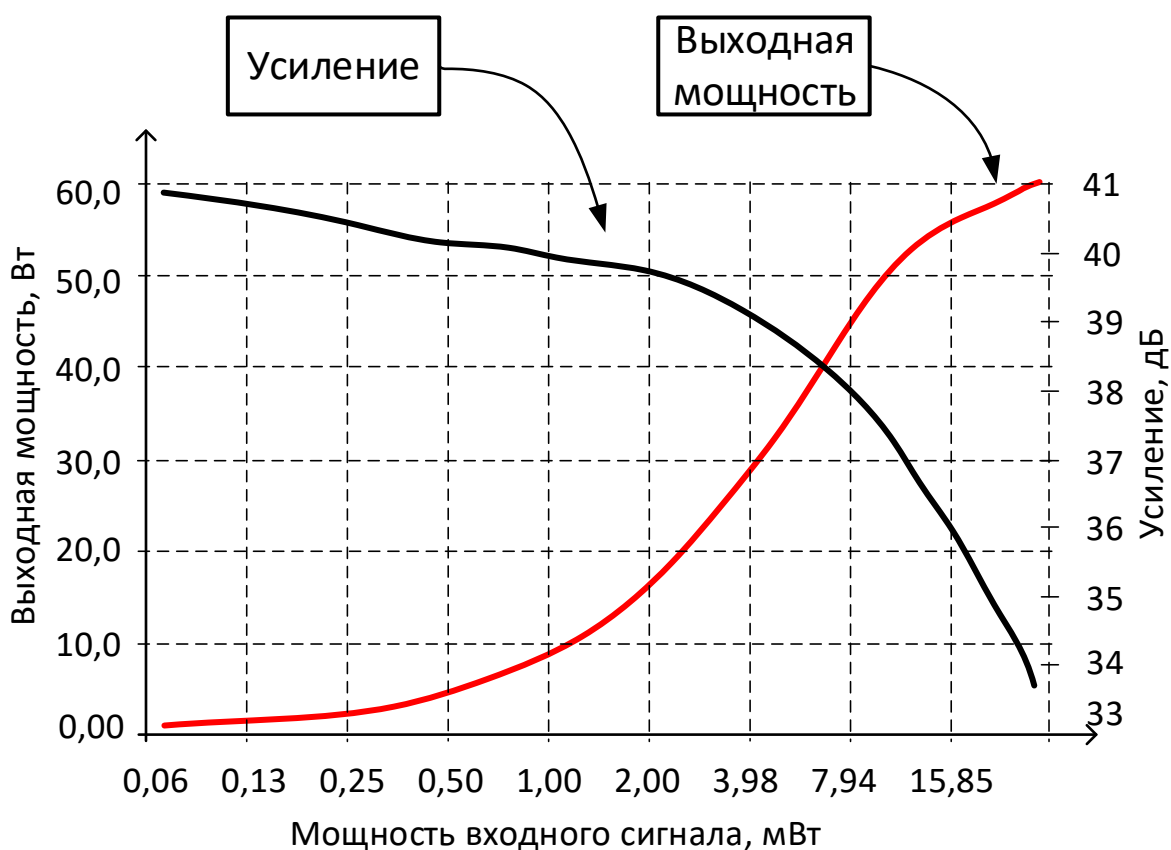


Рисунок 4.3 - Усилительная характеристика и выходная мощность модуля MLCQ-02 в зависимости от мощности входного сигнала

На первом этапе необходимо сформировать массив опорных точек, используя техническую документацию на усилительный модуль. В данных точках необходимо зафиксировать следующие значения: входную мощность [Вт], выходную мощность [Вт], усиление [дБ]. Эти три массива будут являться исходными данными для построения модели усилителя.

На втором этапе необходимо рассмотреть, как происходит аппроксимация усилительной характеристики при помощи кубического полинома в среде моделирования. Стоит отметить, что аппроксимация кубическим полиномом не учитывает искажения фазы радиосигнала в усилительном тракте, но в документации на усилительный модуль информации относительно искажения фазы не приведено, поэтому отсутствие такой информации не является существенным упущением при создании модели тракта.

Сначала вычисляется нормировочный коэффициент  $f$ , который используется для нормировки входного радиосигнала. Основой для расчета нормировочного фактора служит точка усечения входного радиосигнала третьего порядка  $ИПЗ$  (англ. third-order input intercept point) [44, 74], которая задает масштаб нормировки следующим образом:

$$f = \sqrt{\frac{3}{ИПЗ[W]}} = \sqrt{\frac{3}{10^{(ИПЗ[dBm]-30)/10}}}.$$

Нормируем и усекаем массив исходных данных. Все значения больше единицы усекаются:

$$P_{SCALED} = P_{IN} * f; (P_{IN} * f > 1) = 1.$$

На следующем этапе необходимо применить нелинейное амплитудное преобразование от массива, в котором хранятся значения входной мощности по следующему закону:

$$F_{AM/AM} = U - \frac{U^3}{3}.$$



После применения преобразования необходимо привести значения элементов массива входной мощности к исходным, путем деления на нормировочный коэффициент  $f$ , и умножить на коэффициент усиления  $G$ , который является одним из исходных параметров:

$$P_{MDL} = \left( \frac{P_{SCALED} - \frac{P_{SCALED}^3}{3}}{f} \right) 10^{\frac{G}{10}}.$$

Получив выражение, описывающее усилительную характеристику модели усилителя, необходимо произвести оценку точности, с которой оно описывает реальную усилительную характеристику, и подобрать оптимальные коэффициенты.

Для оценки предлагается использовать метод наименьших квадратов. Заострим внимание на том моменте, что все параметры аппроксимации определяются выбранным значением  $ППЗ$ , следовательно, необходимо провести цикл вычислений, постепенно сдвигая данный параметр на небольшой шаг. Когда значение  $ППЗ$  многократно превысит максимальное значение из массива значений входной мощности, сумма наименьших квадратов будет монотонно расти, и эксперимент можно остановить.

На рисунке 4.4 приведена блок-схема алгоритма, при помощи которого осуществлялись расчеты и подбор коэффициентов. На вход подаются исходные данные, полученные из документации на усилительный модуль. После их форматирования производится расчет точки усечения для стартового набора аппроксимационных значений.

После этого проводится подбор коэффициентов модели на заданном интервале с заданным шагом и проверка точности оценки при помощи вычисления ошибки по методу наименьших квадратов в контрольных точках.

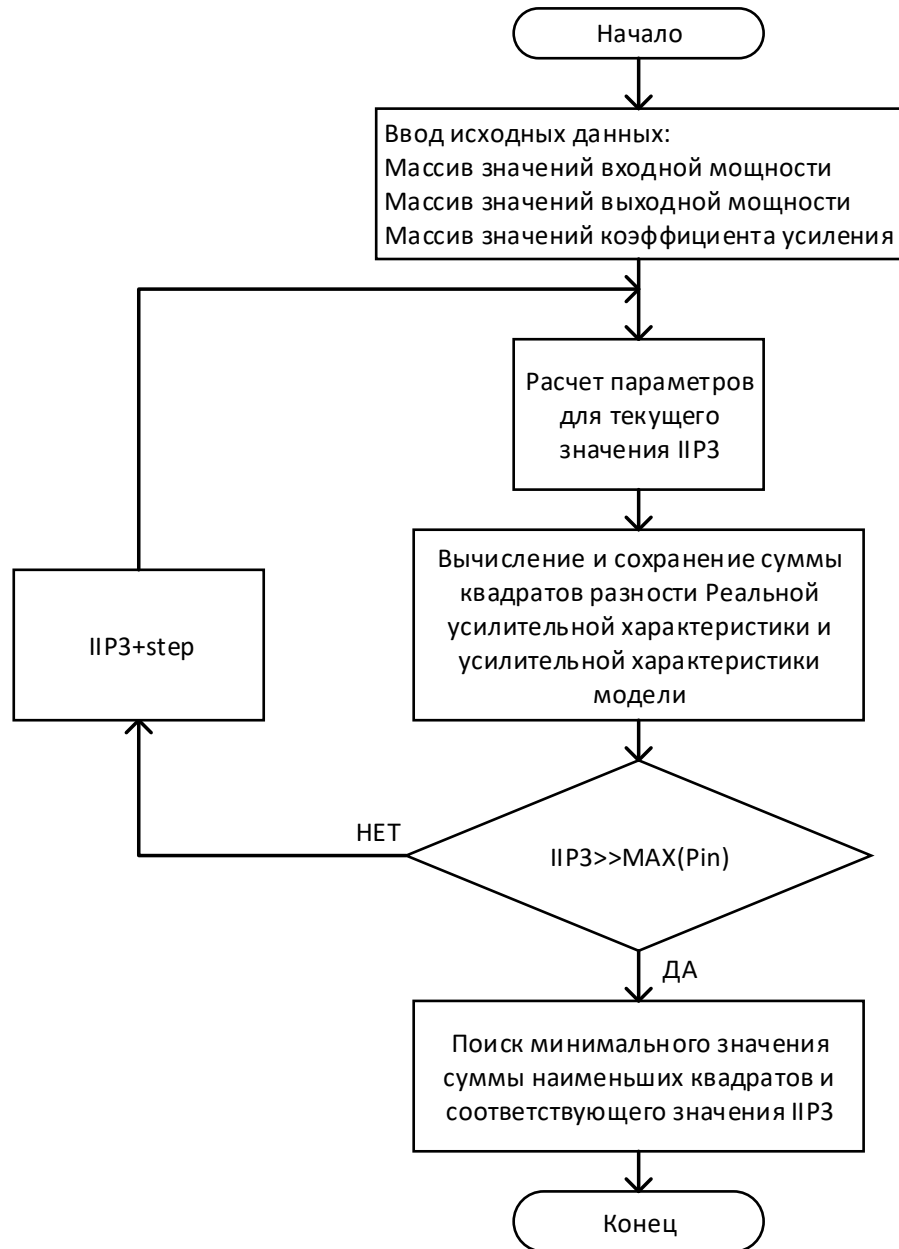


Рисунок 4.4 - Блок-схема алгоритма расчета аппроксимированной усилительной характеристики

В результате проделанных вычислений получены все необходимые данные для создания модели усилителя, которая соответствует реальному усилительному модулю. После завершения данного этапа можно приступить непосредственно к созданию Simulink-модели. На рисунке 4.5 приведены графики усилительной характеристики из документации на устройство MLCQ-02 и характеристика, которая будет реализована в модели в результате ввода рассчитанных параметров.

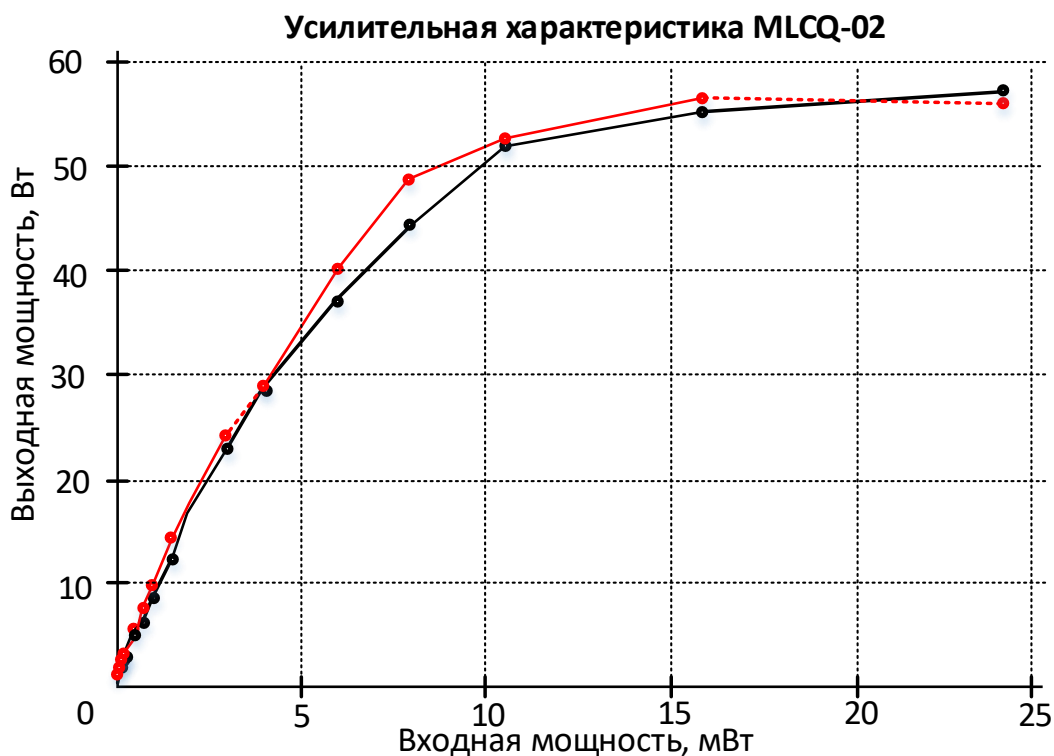


Рисунок 4.5 - Усилительная характеристика MLCQ-02 (сплошная линия), усилительная характеристика модели устройства (пунктирная линия)

Стоит отметить, что на данном графике шкала мощности приведена в линейном масштабе, поэтому, на первый взгляд, они сильно различаются с рисунком 4.3.

Приведем пример искажения радиосигнала QAM-16 при помощи полученной модели, используя следующие исходные данные: средняя мощность подаваемых на усилитель радиосигналов 5 мВт и 15 мВт, в качестве оценки будет использоваться величина вектора ошибок, вычисленного на кадре размером  $10^7$  символов. Для первого случая величина вектора ошибки составляет 5.053%, для второго — 26.6%, соответственно. На рисунках 4.6 и 4.7 приведены диаграммы сигнальных созвездий QAM-16 для различных уровней входной мощности радиосигнала, поданного на модель усилительного модуля.

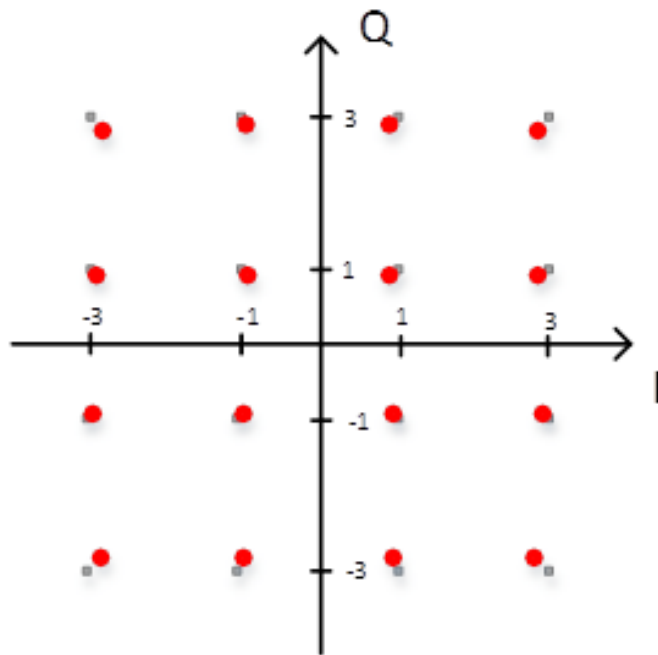


Рисунок 4.6 - Сигнальные созвездия QAM-16 на выходе модели усилителя при входной мощности 5 мВт

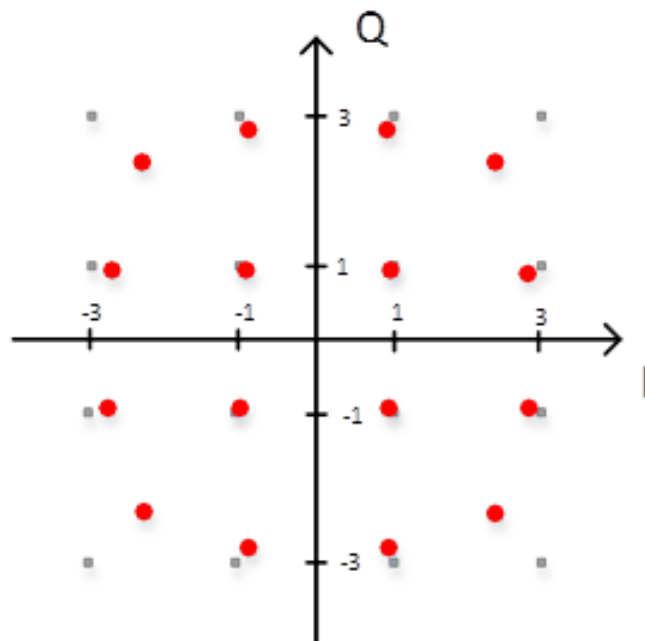


Рисунок 4.7 - Сигнальные созвездия QAM-16 на выходе модели усилителя при входной мощности 15 мВт

### 4.3 Лине́йные искажения сигнального созвездия

Перейдем к рассмотрению таких искажений как разбаланс квадратур и смещение сигнального созвездия. Для того чтобы получить их математические модели, приведем аналитическую запись радиосигнала QAM-16:

$$S^i(t) = g_0(t) A_{kl} \cos(2\pi f_s t) + j g_0(t) A_{lQ} \sin(2\pi f_s t);$$

$$k, l \in 1.. \sqrt{M};$$

$$A_{kl}, A_{lQ} = \left\{ (2m-1 - \sqrt{M}) \right\};$$

$$g_0 = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T}}; t \in [0, T], \\ 0; t \notin [0, T] \end{cases}$$

где  $S^i(t)$  – текущее положение сигнального вектора, т. е. передаваемый в настоящий момент символ сигнального созвездия,  $A_{kl}, A_{lQ}$  – его координаты,  $f_s$  – несущая частота радиосигнала,  $T$  – период символа,  $g_0(t)$  – нормировочная функция. Введем в аналитическую запись радиосигнала модели искажений смещения сигнального созвездия и разбаланса квадратур. Соответственно, получаем:

$$S^i(t) = g_0(t) (A_{kl} + ofs_I) \cos(2\pi f_s t) + j g_0(t) (A_{lQ} + ofs_Q) \sin(2\pi f_s t);$$

$$S^i(t) = g_0(t) A_{kl} \cos(2\pi f_s t + \varphi_{IMB}) + j g_0(t) A_{lQ} \sin(2\pi f_s t - \varphi_{IMB});$$

где  $ofs_I$  и  $ofs_Q$  – смещения по квадратурным осям,  $\varphi_{IMB}$  – фазовое смещение. На рисунках 4.7, 4.8 и 4.9 приведены графические иллюстрации искажений.

Данные искажения не представляют особого интереса или сложности с точки зрения их реализации в различных средах моделирования, включая среду моделирования MATLAB Simulink. Для моделирования данных искажений в указанном программном пакете предусмотрен специализированный блок,

благодаря чему процесс введения в модель данных искажений не представляет интереса [3].

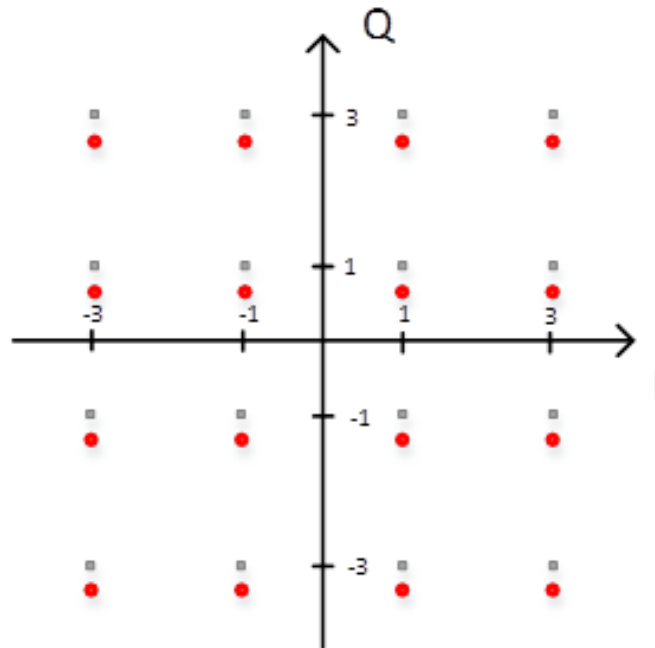


Рисунок 4.8 - Искаженные сигнальные созвездия QAM-16: смещение

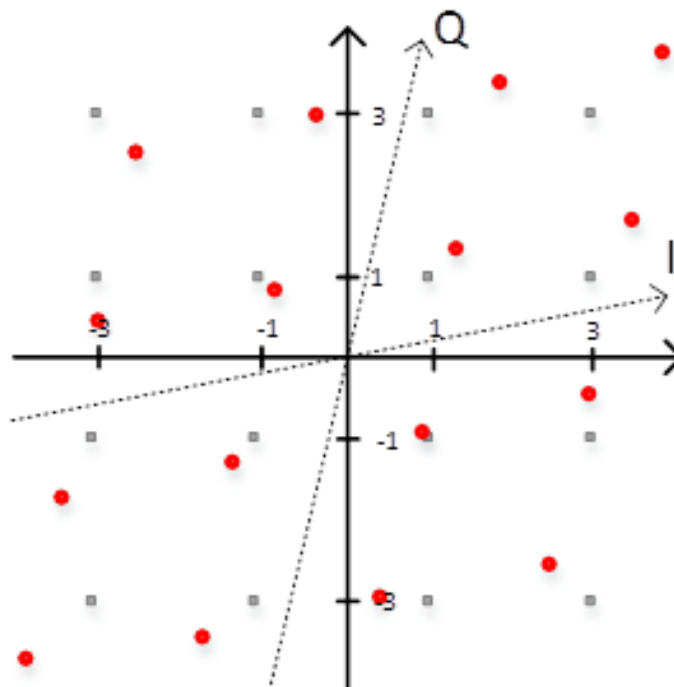


Рисунок 4.9 - Искаженные сигнальные созвездия QAM-16: фазовый разбаланс квадратур

#### 4.4 Идентификация искажения на выходе передатчика

Как уже отмечалось, все вышеописанные метрики в чистом виде дают лишь информацию о степени искаженности радиосигнала и, следовательно, о помехоустойчивости ТС, но о природе искажения они информации не дают [54, 76]. Очевидно, что в случае вычисления на достаточно большом фрейме, одинаковые значения  $EVM$  могут быть получены путем введения в радиосигнал различных искажений [55] (рисунки 4.10 и 4.11).

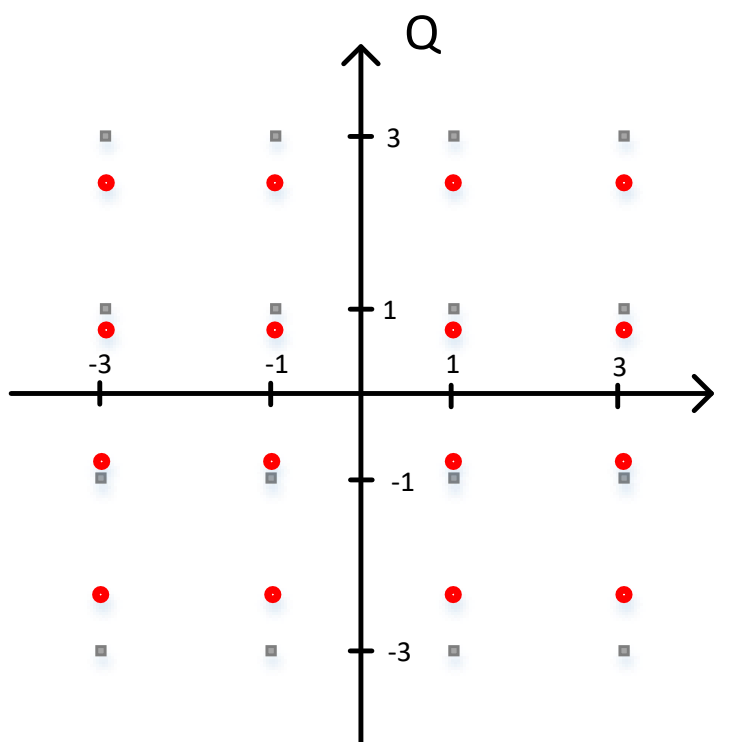


Рисунок 4.10 - Созвездие QAM-16, искаженное амплитудным разбалансом; величина вектора ошибки  $EVM$  – 26%

Под большим фреймом понимается последовательность данных, при передаче которой все символы сигнального созвездия встречаются с примерно равной вероятностью, а в случае, если в результате введения искажения при передаче разных символов вектор ошибки различен, но не один из векторов не является сопоставимым по своей величине с суммарной ошибкой фрейма.

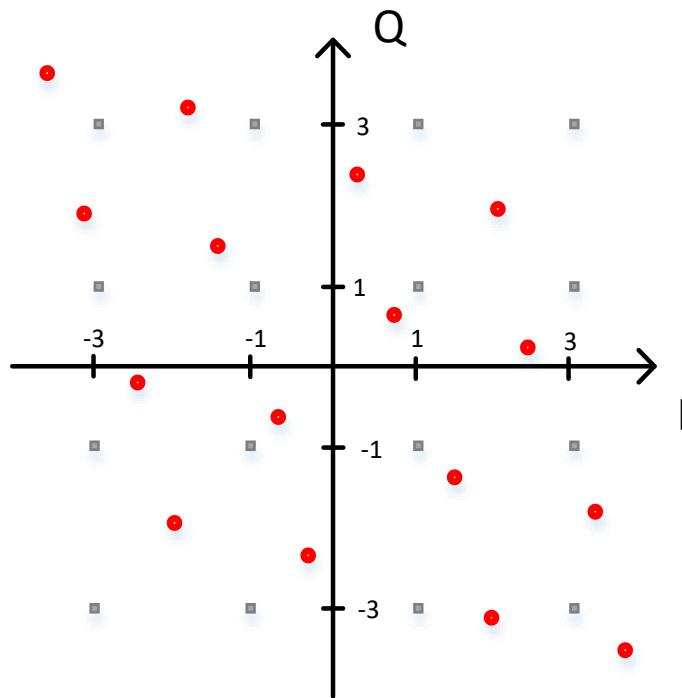


Рисунок 4.11 - Созвездие, искаженное фазовым разбалансом; величина вектора ошибки EVM – 26%

Представленное ниже выражение описывает критерий, при котором длина фрейма, на котором вычисляется вектор ошибок, будет соответствовать описанному ранее условию.

$$\left| \vec{e}_{\max} \right|^2 \ll \sum_1^L \left| \vec{e}_i \right|^2 .$$

Для идентификации искажения радиосигнала предлагается вычислять усредненную метрику для каждого отдельного символа внутри большого фрейма или передавать фреймы, состоящие из данных, определяющих один символ.

Проведем следующий эксперимент: воспользуемся методикой для моделирования нелинейных искажений усилителя мощности, которая была



приведена ранее, и создадим в программном пакете MATLAB управляющий скрипт. Данный скрипт будет запускать модель Simulink и определять ее параметры: мощность радиосигнала, подаваемую на усилитель, скорость передачи сообщения и т. д. Другая его функция – передача данных на вход моделей, т. е. определение, какова будет длина фрейма и на какой последовательности символов будет вычислена метрика оценки качества радиосигнала [99]. На рисунке 4.12 приведена структурная схема описанной модели.

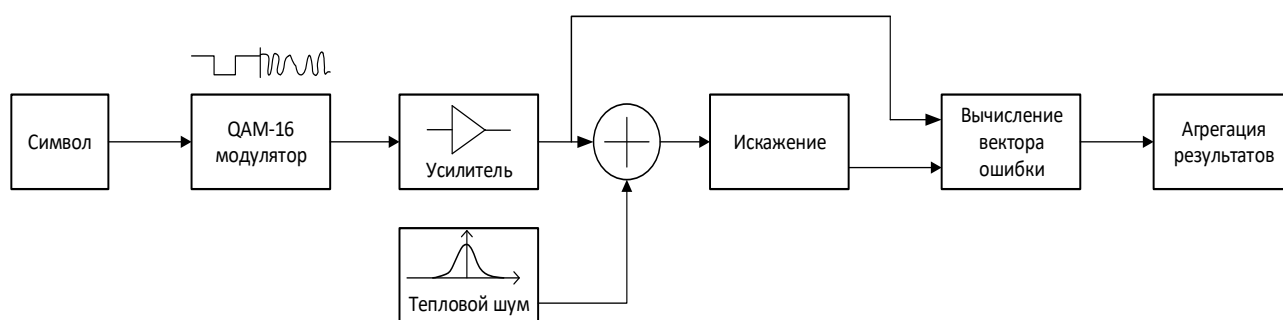


Рисунок 4.12 - Схема моделирования искажений

Вычислим последовательно усредненную величину вектора ошибки для каждого символа сигнального созвездия. Длина фрейма, для которой проводится расчет, равна  $4 \cdot 10^7$  бит ( $10^7$  символов). На диаграмме ниже (рисунки 4.13, 4.14, 4.16, 4.17) приведены результаты моделирования.

По вертикальной оси отложен вектор ошибок, выраженный в процентах, по фронтальной оси – номер символа, отражающий его позицию в сигнальном созвездии. Третья ось отражает в зависимости от графика либо угол разбаланса квадратур, либо мощность радиосигнала, подаваемого на усилитель мощности.

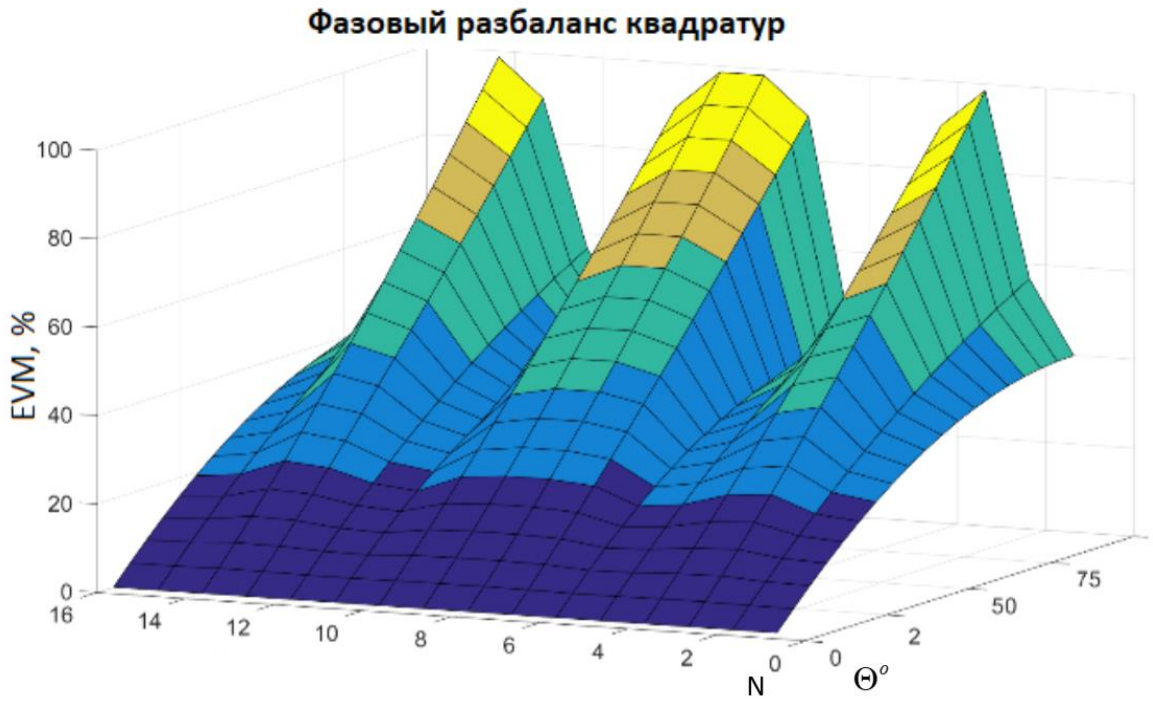


Рисунок 4.13 - Диаграмма посимвольного изменения EVM в зависимости от степени искажения для фазового разбаланса

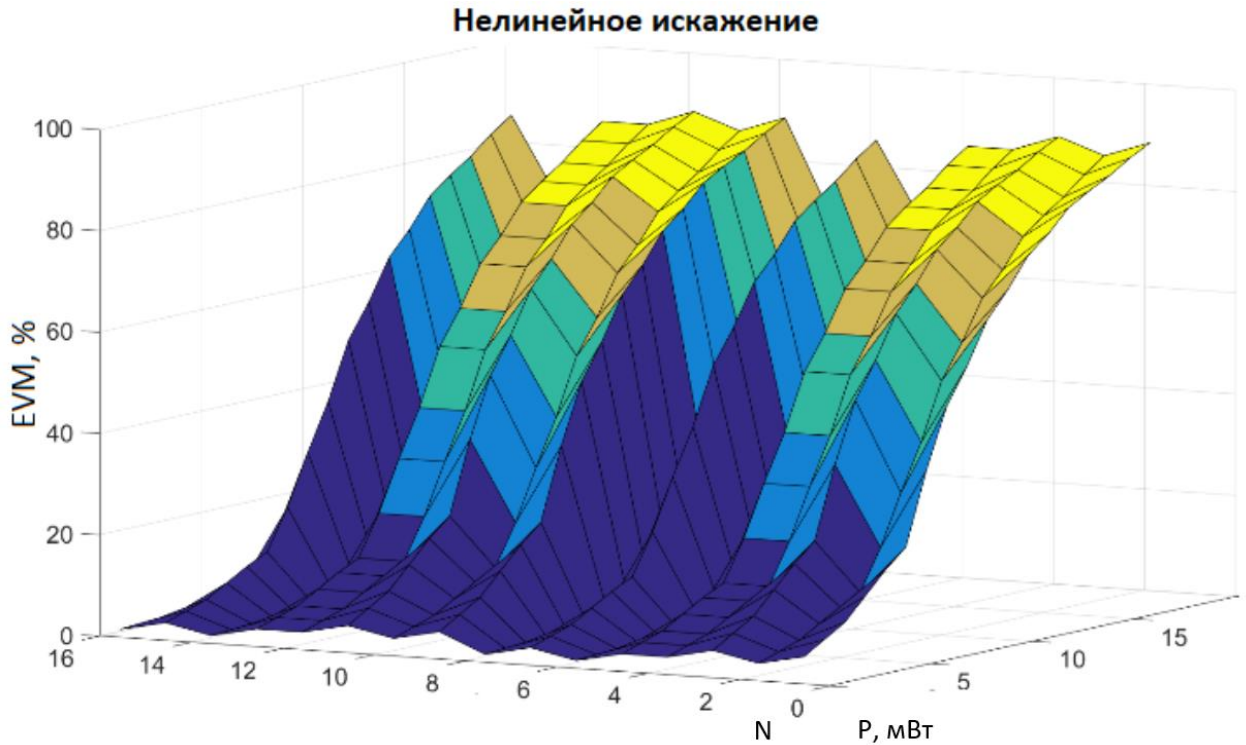


Рисунок 4.14 - Диаграмма посимвольного изменения EVM в зависимости от степени искажения для нелинейного искажения

Из представленных диаграмм видны очевидные различия в характере поведения вектора ошибки в зависимости от типа искажения радиосигнала. Возникает необходимость сформулировать критерии, на основе которых возможно различить искажения.

Для начала выделим характерные особенности поведения вектора ошибок при каждом виде искажения, определим символы, для которых величина вектора ошибки будет максимальной или минимальной, а также характерные соотношения между ними [91, 101]. В случае фазового разбаланса, наибольшему искажению подвергаются символы с номерами 2, 7, 8, 13. Нумерация символов представлена на рисунке 4.15. Чуть менее искажаются символы 3, 6, 9, 12.

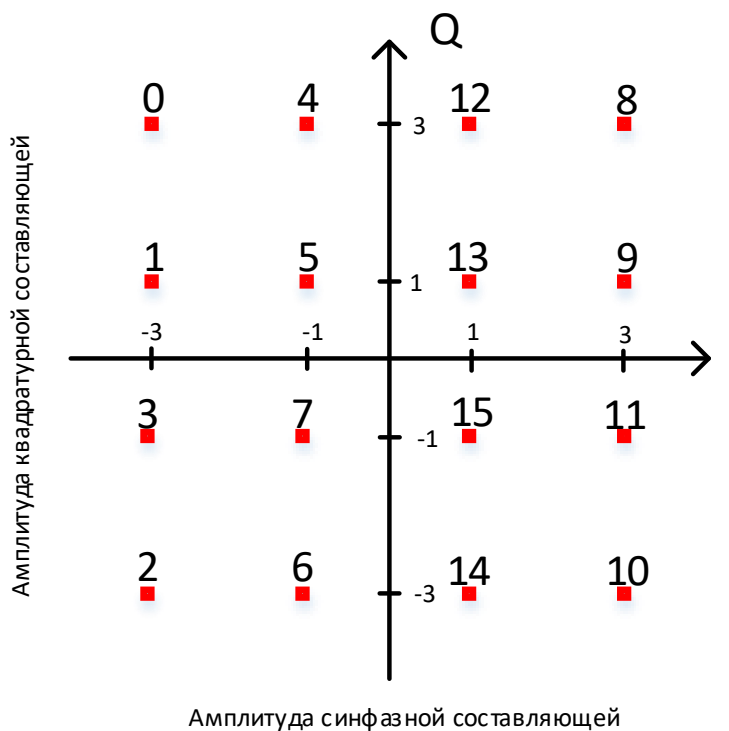


Рисунок 4.15 - Сигнальное созвездие QAM-16

В случае нелинейного искажающего воздействия степень искажения определяется энергией символа, соответственно наиболее сильно будут искажены символы 0, 2, 8, 10, а наименьшему искажению будут подвержены 5, 7, 13, 15.

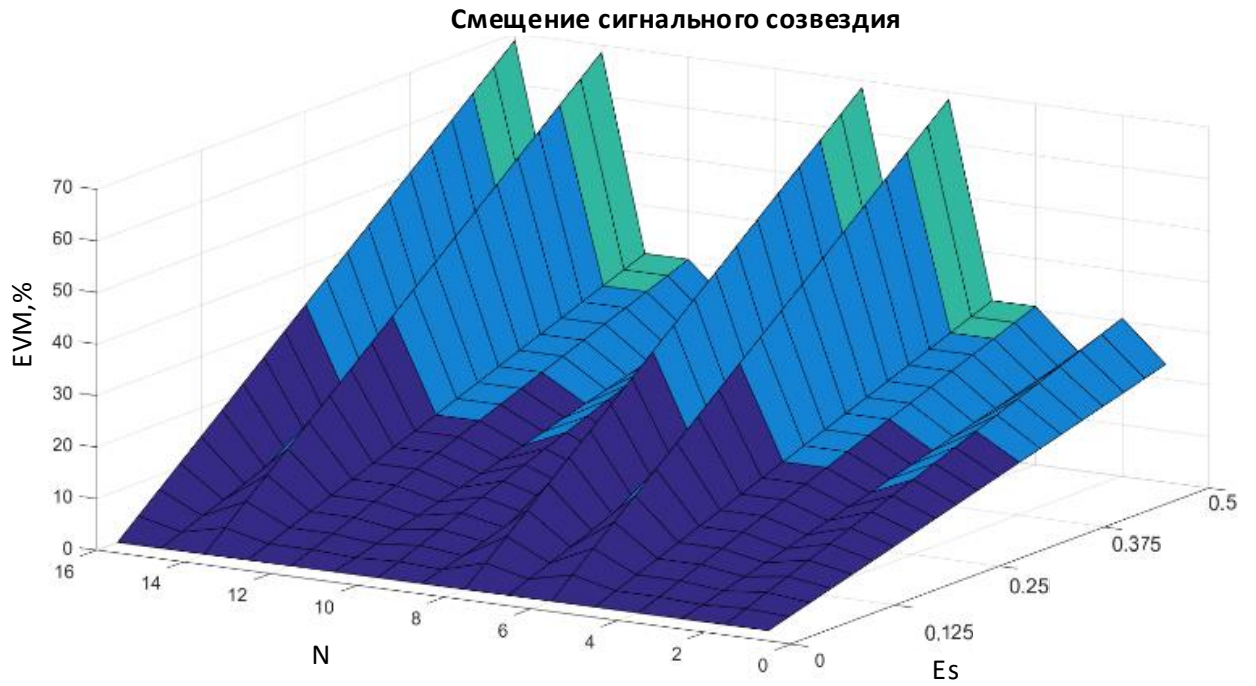


Рисунок 4.16 - Диаграмма посимвольного изменения EVM в зависимости от степени искажения для смещения созвездия

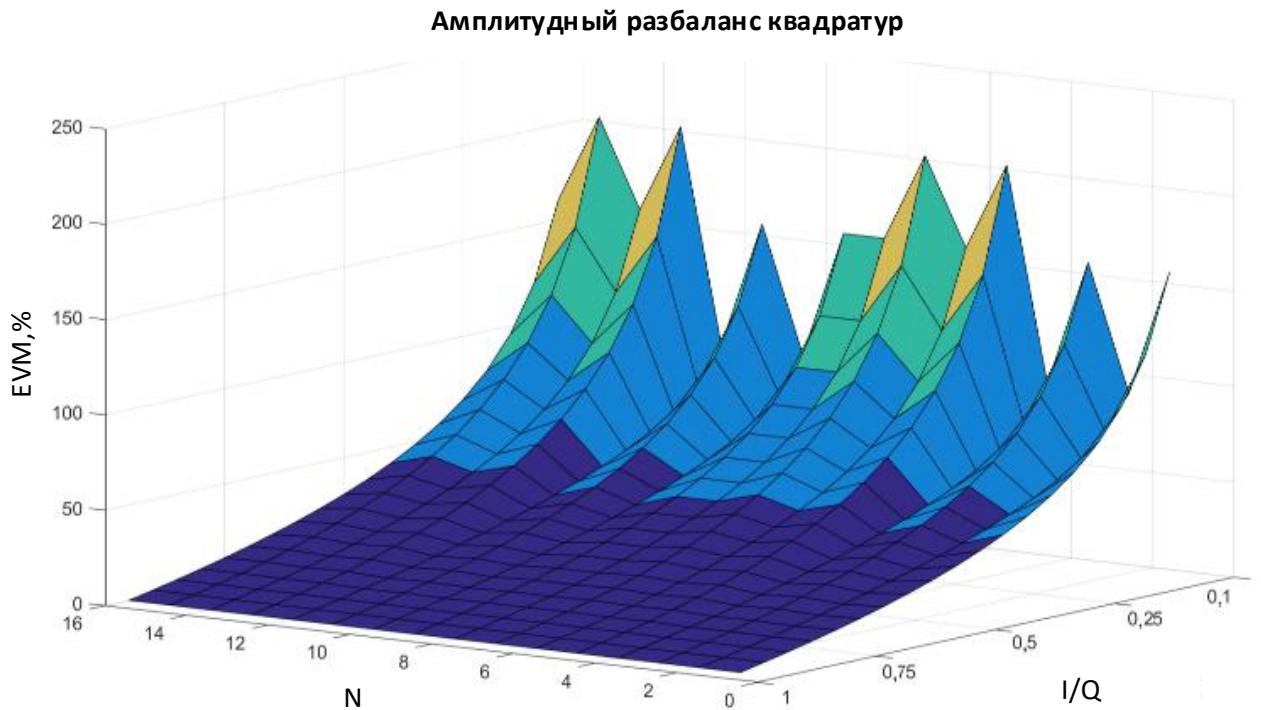


Рисунок 4.17 - Диаграмма посимвольного изменения EVM в зависимости от степени искажения для амплитудного разбаланса квадратур

Отметим, что при нелинейном искажении символы, имеющие одинаковую энергию, искажены одинаково, вне зависимости от их позиции в сигнальном созвездии, в отличие от фазового разбаланса (рисунок 4.13) или амплитудного разбаланса (рисунок 4.17).

При амплитудном разбалансе, введенном путем сжатия квадратурной оси, максимально искажены символы 4, 12, 6, 14. Это объясняется тем, что квадратурная составляющая преобладает при формировании символа и несет большую часть его энергии. Запишем строгие формулировки критериев с использованием языка булевой алгебры.

Радиосигнал подвержен нелинейному искажению, если все символы с одинаковой энергией имеют одинаковый вектор ошибки, причем, чем больше энергия символа, тем сильнее он искажен. Логическое выражение, описывающее данный критерий, приведено ниже:

*NonLinear* =

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_5), Evm(S_{13}), Evm(S_7), Evm(S_{15})) - \\ \min(Evm(S_5), Evm(S_{13}), Evm(S_7), Evm(S_{15})) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_4), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{11}), Evm(S_{12}), Evm(S_{14})) \\ - \min(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_4), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{11}), Evm(S_{12}), Evm(S_{14})) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_0), Evm(S_2), Evm(S_8), Evm(S_{10})) - \\ \min(Evm(S_0), Evm(S_2), Evm(S_8), Evm(S_{10})) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_5), Evm(S_{13}), Evm(S_7), Evm(S_{15})) + \Delta \leq \\ \min(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_4), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{12}), Evm(S_{14})) \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_4), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{12}), Evm(S_{14})) + \Delta \\ \leq \min(Evm(S_0), Evm(S_2), Evm(S_8), Evm(S_{10})) \end{array} \right).$$

Радиосигнал подвержен фазовому разбалансу квадратур, если символы, располагающиеся по диагоналям созвездия, искажены одинаково, причем символы одной из диагоналей искажены более всех остальных, а противоположной – менее всех остальных. Символы, расположенные в квадрантах наиболее искаженной диагонали подвержены искажению более сильно, чем символы, находящиеся в квадрантах противоположной диагонали. Запишем логическое выражение, описывающее критерий фазового разбаланса при тупом угле между квадратурными осями. Отметим, что обобщенный критерий будет выглядеть как логическая сумма случаев с острым и тупым углами между квадратурами:

*Phase Im b =*

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_2), Evm(S_7), Evm(S_{13}), Evm(S_8)) - \\ \min(Evm(S_2), Evm(S_7), Evm(S_{13}), Evm(S_8)) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_3), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{12})) - \\ \min(Evm(S_3), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{12})) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_1), Evm(S_4), Evm(S_{14}), Evm(S_{11})) - \\ \min(Evm(S_1), Evm(S_4), Evm(S_{14}), Evm(S_{11})) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_0), Evm(S_5), Evm(S_{15}), Evm(S_{10})) - \\ \min(Evm(S_1), Evm(S_4), Evm(S_{14}), Evm(S_{11})) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} (\max(Evm(S_0), Evm(S_5), Evm(S_{15}), Evm(S_{10})) + \Delta) \\ \leq \min(Evm(S_1), Evm(S_4), Evm(S_{14}), Evm(S_{11})) \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} (\max(Evm(S_1), Evm(S_4), Evm(S_{14}), Evm(S_{11})) + \Delta) \leq \\ \min(Evm(S_3), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{12})) \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} (\max(Evm(S_3), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{12})) + \Delta) \leq \\ \min(Evm(S_2), Evm(S_7), Evm(S_{13}), Evm(S_8)) \end{array} \right)$$

Радиосигнал подвержен амплитудному разбалансу квадратур, если символы, расположенные по диагоналям созвездия, искажены одинаково, четыре символа, расположенные ближе к оси, по которой происходит сжатие, искажены более всех, а оставшиеся четыре символа искажены менее всех. Ниже приведена запись критерия соответствия амплитудному разбалансу в случае сжатия по квадратурной оси:

*Mag Imb* =

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_4), Evm(S_{12}), Evm(S_6), Evm(S_{14})) - \\ \min(Evm(S_4), Evm(S_{12}), Evm(S_6), Evm(S_{14})) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_0), Evm(S_5), Evm(S_{15}), Evm(S_{10}), Evm(S_2), Evm(S_7), Evm(S_{13}), Evm(S_8)) \\ - \min(Evm(S_0), Evm(S_5), Evm(S_{15}), Evm(S_{10}), Evm(S_2), Evm(S_7), Evm(S_{13}), Evm(S_8)) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_9), Evm(S_{11})) - \\ \min(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_9), Evm(S_{11})) \leq \Delta \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} (\max(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_9), Evm(S_{11})) + \Delta) \leq \\ \min(Evm(S_0), Evm(S_5), Evm(S_{15}), Evm(S_{10}), Evm(S_2), Evm(S_7), Evm(S_{13}), Evm(S_8)) \end{array} \right) \cap$$

$$\left( \begin{array}{l} (\max(Evm(S_0), Evm(S_5), Evm(S_{15}), Evm(S_{10}), Evm(S_2), Evm(S_7), Evm(S_{13}), Evm(S_8)) + \Delta) \\ \leq \min(Evm(S_4), Evm(S_{12}), Evm(S_6), Evm(S_{14})) \end{array} \right)$$

Сигнальное созвездие смещено в случае, если степень искаженности символа обратно пропорциональна его энергии, данное искажение с точностью до наоборот повторяет компрессионное нелинейное искажение, рассмотренное ранее. Логическое выражение, описывающее данное искажение, приведено ниже:

*Offset* =

$$\begin{aligned} & \left( \max(Evm(S_5), Evm(S_{13}), Evm(S_7), Evm(S_{15})) - \min(Evm(S_5), Evm(S_{13}), Evm(S_7), Evm(S_{15})) \leq \Delta \right) \cap \\ & \left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_4), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{11}), Evm(S_{12}), Evm(S_{14})) \\ - \min(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_4), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{11}), Evm(S_{12}), Evm(S_{14})) \leq \Delta \end{array} \right) \cap \\ & \left( \max(Evm(S_0), Evm(S_2), Evm(S_8), Evm(S_{10})) - \min(Evm(S_0), Evm(S_2), Evm(S_8), Evm(S_{10})) \leq \Delta \right) \cap \\ & \left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_0), Evm(S_2), Evm(S_8), Evm(S_{10})) + \Delta \leq \\ \min(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_4), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{11}), Evm(S_{12}), Evm(S_{14})) \end{array} \right) \cap \\ & \left( \begin{array}{l} \max(Evm(S_1), Evm(S_3), Evm(S_4), Evm(S_6), Evm(S_9), Evm(S_{11}), Evm(S_{12}), Evm(S_{14})) + \Delta \leq \\ \min(Evm(S_5), Evm(S_{13}), Evm(S_7), Evm(S_{15})) \end{array} \right) \end{aligned}$$

Рассмотрим более подробно работу методики идентификации воздействующего на радиосигнал искажения и оценки качества радиосигнала на выходе передатчика (рисунок 4.18). На первом этапе необходимо сформировать пакет тестовых данных.

Причем он должен обеспечивать как достаточное количество передаваемых символов, так и необходимую равномерность их распределения. Более подробно основные особенности его формирования были рассмотрены в начале данного раздела.

Далее происходит передача данных при помощи тестируемого устройства и вычисляется вектор ошибки с использованием опорного радиосигнала.

В случае, если усредненный вектор ошибки не превышает заданного значения, качество радиосигнала считается удовлетворительным, поскольку данная метрика разработана для оценки качества сигналов с цифровой многопозиционной модуляцией, в противном случае производится попытка идентифицировать искажение, а если это не удастся, то производится вывод сообщения об ошибке.



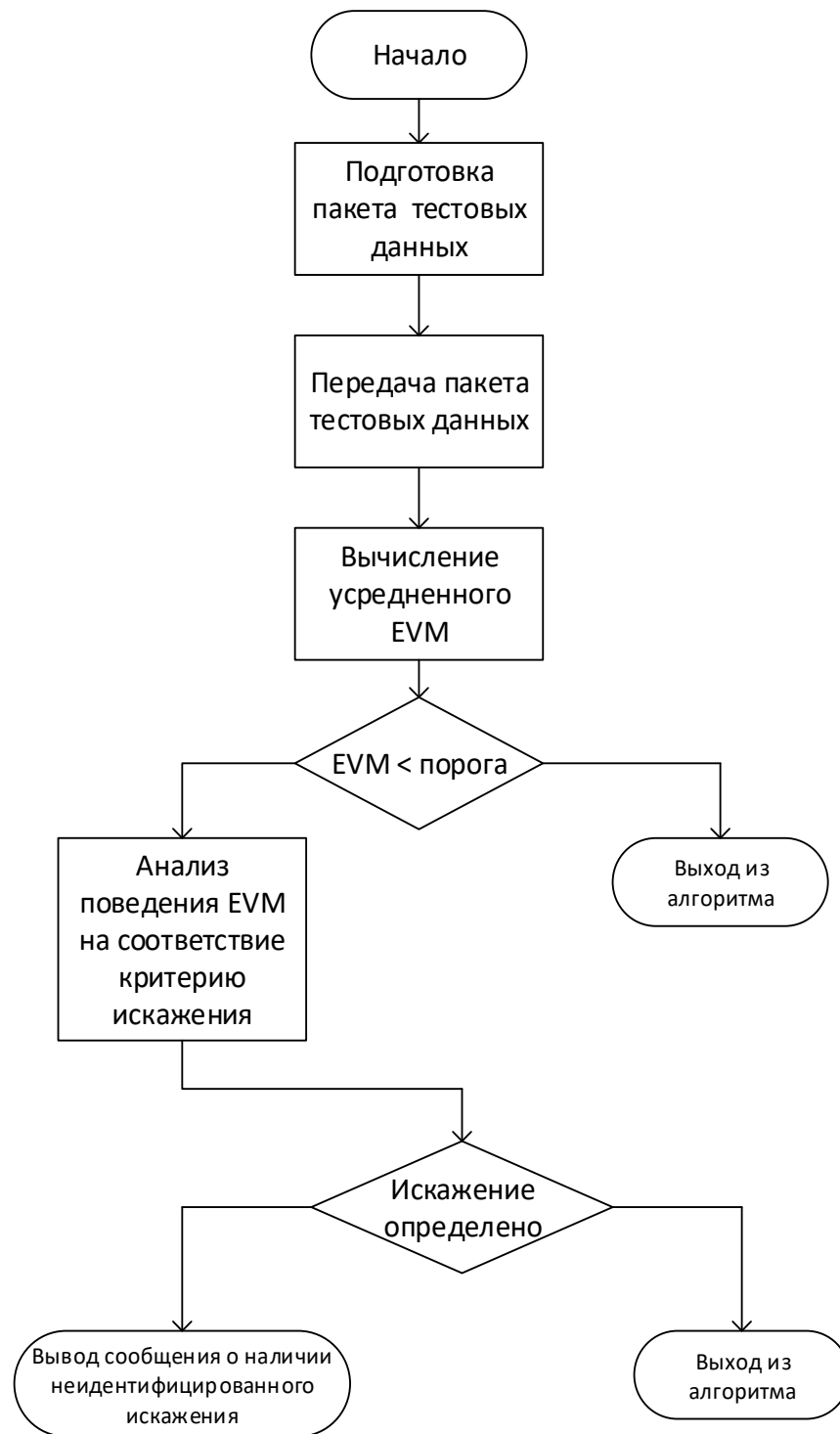


Рисунок 4.18 - Блок-схема работы системы идентификации искажений

Определив все необходимые критерии для распознавания основных типов искажений и общие принципы работы системы идентификации, следует оценить эффективность их работы. Установлено, что для приведенной выше усилительной характеристики Polyfet MLCQ-02 критерий успешно работает,

начиная с усредненной мощности, поданной на усилитель и равной 0,03 дБм. Фазовый разбаланс детектируется, начиная с  $10^\circ$ . Для амплитудного разбаланса пороговым является отношение квадратур, равное 0,9, для смещения сигнального созвездия – 0,1 от половины минимальной энергии символа. На рисунке 4.19 приведена диаграмма работы критериев при различных погрешностях измерения *EVM* и шумовой температуре усилителя, равной 290 К [1, 80].

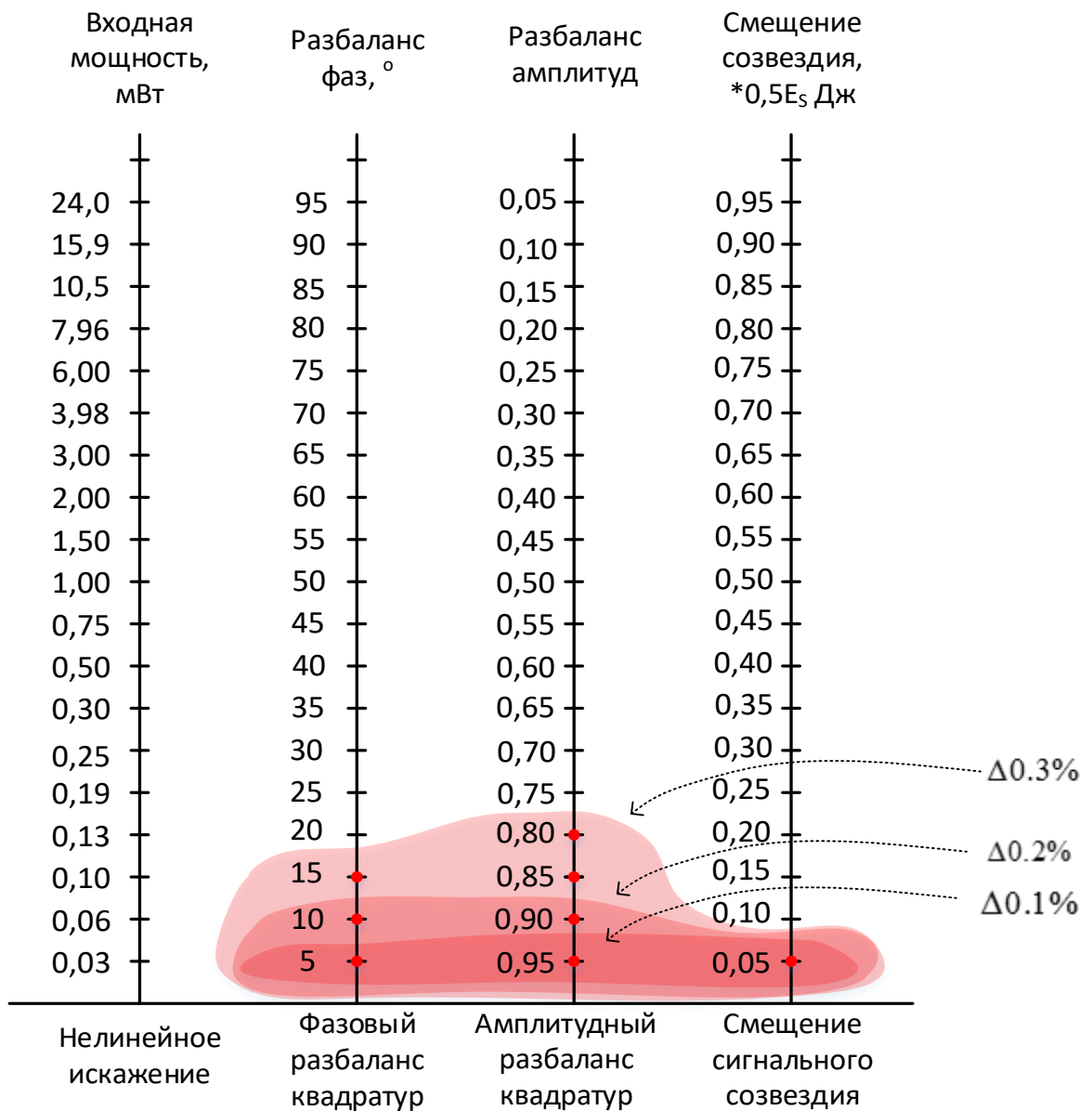


Рисунок 4.19 - Диаграмма рабочих областей критериев идентификации искажений

Стоит отметить сильную зависимость идентификации фазового и амплитудного разбаланса от закладываемой в методику погрешности измерения. Также важным моментом является то, что, несмотря на громоздкую запись логических выражений, описывающих критерии распознавания искажений, они могут быть лаконично и эффективно реализованы при помощи большинства языков программирования.

#### **4.5 Краткие выводы**

Предложена методика идентификации искажения на выходе передатчика при анализе радиосигнала с модуляцией QAM-16, в основе которой лежит вычисление вектора ошибки и анализ его поведения при передаче различных символов данного сигнального созвездия.

Приведены критерии идентификации на основании системы несовместных неравенств, которые позволяют провести идентификацию основных типов искажений сигнального созвездия. Проведены серии статистических экспериментов в среде моделирования для подтверждения эффективности и оценки предложенной методики идентификации искажений, в результате чего выявлена чувствительность предложенной методики к точности измерения вектора ошибки, которая в данном случае определяется размером кадра, на котором производилось вычисление этого вектора.

Установлено, что граница срабатывания определяется вводимым в него защитным интервалом разрешения  $\Delta$ . При увеличении защитного интервала возможно пересечение областей решений неравенств, что приведет к отсутствию возможности однозначно идентифицировать воздействующее на сигнал искажение. При последовательном увеличении данного интервала наибольшее ухудшение показателей разрешающей способности предложенной методики наблюдается при идентификации фазового и амплитудного разбаланса. Точность идентификации нелинейного искажения сигнального созвездия под воздействием усилительной характеристики и смещения

сигнального созвездия продемонстрировали меньшую зависимость при увеличении защитного интервала.

Приведен метод переноса усилительной характеристики аппаратных модулей в среду MATLAB Simulink с использованием одного из наиболее распространённых видов аппроксимации усилительной характеристики кубическим полиномом. Предложенный метод позволяет создать в среде моделирования блок усилителя, характеристики которого соответствуют заявленным в документации на выбранный усилительный модуль, что обеспечивает максимально приближенное к физическому прототипу поведение модели в выбранной среде моделирования.

## Заключение

Одними из основных тенденций развития современных телекоммуникационных систем являются расширение функционала, усложнение протоколов взаимодействия и повышение уровня автономности в области принятия решений каждым отдельным узлом [8]. В подобных условиях важны алгоритмы, позволяющие улучшить системы самотестирования и предоставлять более точную информацию о проблемах внутри ТС. В работе предложены алгоритмы, основанные на комбинации различных метрик, позволяющие идентифицировать воздействующие на ТС искажения на фоне шумов.

К основным результатам работы можно отнести следующие.

1 Разработан алгоритм детектирования и компенсации искажения сигнального созвездия с модуляцией BPSK, базирующийся на результатах анализа вектора ошибок и статистических показателей системы передачи цифровой информации. Предложенный алгоритм оценки качества принимаемого радиосигнала с модуляцией BPSK позволяет различить влияние на помехоустойчивость телекоммуникационной системы искажения сигнального созвездия от воздействия АБГШ. Основной особенностью данного алгоритма является использование смешанной метрики оценки качества принимаемого радиосигнала, включающей в себя как элементы эталонной метрики (BER), так и неэталонной (EVM). Предложенный алгоритм работает с BPSK модуляцией, с которой не работают наиболее распространенные в данный момент алгоритмы слепой компенсации разбаланса квадратур.

2 Установлено, что область работы алгоритма, в которой вносятся улучшения, ограничена сверху значением ОСШ, равным 11 дБ (пороговым значением, определяемым требованиями к ошибке в канале передачи), снизу – ОСШ, равным 6 дБ (границей работы критерия идентификации созвездия), слева – предельной кривой для выбранной величины кадра.

Область работы алгоритма, в которой вносятся улучшения, ограничена сверху значением ОСШ, равным 11 дБ (пороговым значением требования к ошибке в канале передачи), снизу – ОСШ, равным 6 дБ (границей работы критерия идентификации созвездия), слева – предельной кривой для выбранной величины кадра.

3 Разработана методика, действующая на основе комплексной оценки качества канала передачи информации и позволяющая определять наличие искажений и идентифицировать их тип в широком диапазоне ОСШ с заданной вероятностью, что позволяет повысить степень автоматизации процесса тестирования телекоммуникационного оборудования. Установлено, что идентификация фазового разбаланса возможна при его величине более  $10^\circ$  и ОСШ более 6 дБ. В условиях амплитудного разбаланса наблюдаются схожие результаты, за исключением более высоких отношений ОСШ – около 11–12 дБ, при малых величинах разбаланса. Данное явление объясняется высокой помехоустойчивостью радиосигнала с модуляцией QPSK.

Методика обладает высокой совместимостью с современными измерительными приборами, что позволяет осуществить ее внедрение в производство без дополнительных затрат.

4 Разработана методика, основанная на анализе поведения вектора ошибок, позволяющая не только оценить качество излучаемого передатчиком радиосигнала, но и идентифицировать тип искажения, воздействующего на радиосигнал с модуляцией QAM-16. Установлено, что граница срабатывания определяется вводимым порогом разрешения  $\Delta$ . При снижении порога наибольшее ухудшение показателей алгоритма наблюдается при идентификации фазового и амплитудного разбалансов. Точность идентификации нелинейного искажения сигнального созвездия и смещения сигнального созвездия продемонстрировали меньшую зависимость от порога точности. Данная методика идентификации типа искажения сигнала с QAM-16 обеспечивает возможность различить фазовый и амплитудный типы разбаланса квадратур, смещение сигнального созвездия и его нелинейное искажение при

их величине от более чем  $5^\circ$ , отношении квадратур более 0,95, и смещении более 0,05 и смещении более 0,05 от квадратурной/синфазной составляющей символа созвездия с минимальной энергией соответственно. Предложенная методика совместима с современным измерительным телекоммуникационным оборудованием и обладает высоким потенциалом для внедрения.

5 Предложена методика создания моделей телекоммуникационных устройств в среде MATLAB Simulink, которые максимально точно соответствуют параметрам усилительного модуля, выбранного разработчиком, и позволяют оценить вносимые нелинейные искажения.

## Список литературы

1. Аджемов А.С., Санников В.Г., Общая теория связи. – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. – 624 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. Изд. 3-е, исправ. и доп. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
3. Блок внесения искажений в среде MATLAB Simulink [электр. ресурс]. URL: <https://www.mathworks.com/help/comm/ref/iqimbalancecompensator.html>
4. Боев Н.М. Системы связи. Подвижные системы связи. Лекции: учебно-методическое пособие [Электронный ресурс]. – Электрон. дан. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. – 126 с.
5. Боев С.Ф., Приоров А.Л., Дубов М.А., Кисельников А.Е., Красавин К.С. Анализ помехоустойчивости системы связи с QPSK-модуляцией при искажении сигнального созвездия и идентификация типа искажения // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 10. С. 3-14.
6. Брюханов Ю.А., Кренев А.Н. Спектральная теория сигналов. – Ярославль: ЯрГУ, 1990. – 103 с.
7. Брюханов Ю.А. Цифровые цепи и сигналы. – Ярославль: ЯрГУ, 2005. – 154 с.
8. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2013. – 372 с.
9. Дубов М.А., Приоров А.Л. Исследование эталонных и неэталонных методов оценки вероятности битовой ошибки // Проектирование и технология электронных средств. 2012. № 2. С. 19-24
10. Дубов М.А. Моделирование цифрового радиоприемного устройства МВ/ДМВ диапазона // Докл. 12-й междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA-2010). Москва, ИПУ РАН, 2010. С. 110-113.
11. Дубов М.А., Полянин Ю.В., Будников И.А., Стоянов Д.Д. Анализ бюджетных программно-аппаратных платформ для изучения принципов SDR в университетах // Докл. 13-й междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA-2011). Москва, 2011. Т. 2. С. 265-267.



12. Дубов М., Полянин Ю., Стоянов Д. Анализ возможности применения концепции SDR в средствах связи специального назначения на примере радиостанции Р-612 // Тр. II междунар. молодеж. науч.-практ. конф. «Научно-практические исследования и проблемы современной молодежи». Казань-Елабуга, 2010. Т. 1. С. 126-130.
13. Дубов М.А., Полянин Ю.В., Стоянов Д.Д., Брюханов Ю.А. Особенности применения технологии SDR в средствах связи специального назначения // Молодежь и наука: модернизация и инновационное развитие страны: матер. 82 междунар. науч.-практ. конф. студентов и молодых ученых. Пенза, 2011. Ч. 1. С. 315-317.
14. Дубов М.А., Полянин Ю.В., Стоянов Д.Д., Брюханов Ю.А. Оценка вероятности битовой ошибки приема сигналов с квадратурной модуляцией нестандартными методами // Докл. 14-й междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2012». М., 2012. Т. 1. С. 173-177.
15. Дубов М.А., Приоров А.Л. Методика нестандартной оценки отношения сигнал/шум и вероятности битовой ошибки для квадратурных сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2012. № 4. С. 37-43.
16. Зандер Ф.В. Проектирование устройств приема и обработки сигналов. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2004. 180 с.
17. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование. – М.: Техносфера, 2007.
18. Кисельников А.Е. Компенсация фазового разбаланса при квадратурной демодуляции сигналов с бинарной фазовой манипуляцией // ПТСПИ 2015, Матер. всерос. науч. конф. – Суздаль, 2015. С. 310-312.
19. Кисельников А.Е. Моделирование и анализ искажений квадратурных сигналов // ПТСПИ 2017, Матер. всерос. науч. конф. – Суздаль, 2017. С. 37-39.
20. Кисельников А.Е. Методика предварительного расчета параметров радиоприемных устройств в задаче обработки квадратурных сигналов // Матер. XIV Всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы развития и применения средств ПВО на современном этапе. Средства ПВО России и других стран мира, сравнительный анализ» – Ярославль, 2012. С. 151-153.

21. Кисельников А.Е. Определение характерных типов искажений в радиочастотном тракте с помощью анализа вектора ошибок // Сб. тез. докл. 68-й всерос. науч.-техн. конф. студентов, магистрантов и аспирантов высших учебных заведений с международным участием. – Ярославль: Изд-во ЯГТУ, 2015. С. 260.
22. Кисельников А.Е., Дубов М.А., Приоров А.Л. Разработка алгоритма детектирования и компенсации искажения сигнального созвездия ФМН-2 на основе вектора ошибок // Цифровая обработка сигналов. 2016. № 1, С. 34-39.
23. Кисельников А.Е., Дубов М.А., Тараканов А.Н. Применение вектора ошибок для анализа искажений, воздействующих на сигнал с BPSK // Междунар. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы инфокоммуникационных технологий», посвященная дню радио, Москва, 2015. С. 75-78.
24. Кисельников А.Е., Моисеев А.С. Моделирование усилительных модулей в среде MATLAB Simulink // Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2017): докл. 19-й междунар. конф. – Москва, 2017. Т. 2. С. 585-588.
25. Кисельников А.Е., Приоров А.Л., Дубов М.А., Идентификация типа искажения сигнала QAM-16 // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 7. С. 23-32.
26. Котельников В.А. Основы радиотехники: Часть 2. – М.: Гос. Лит. Издат., 1954. 201 с.
27. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры: расчет и реализация. – М.: Мир, 1982. 586 с.
28. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
29. Мартиросов В.Е. Оптимальный прием дискретных сигналов ЦСПИ. – М.: Радиотехника, 2010. 208 с.
30. Мартюшев Ю.Ю. Практика функционального цифрового моделирования в радиотехнике. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. 188 с.

31. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. – М.: Радио и связь, 1991. 296 с.
32. Прокис Д. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000. 936 с.
33. Радиостанция МВ/ДМВ диапазона для управления кораблей всех рангов, ссылка на сайт производителя [http://www.yarz.ru/prod\\_r612r.html](http://www.yarz.ru/prod_r612r.html)
34. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. – М.: Додэка XXI, 2008. 720 с.
35. Скляр Б. Цифровая связь. – М.: Вильямс, 2007. 1104 с.
36. Оптимальный прием сигналов на фоне помех и шумов / Под ред. докт. техн. наук, проф. Ю.И. Савватеева. – М.: Радиотехника, 2011. 424 с.
37. Тупота В., Бегемишев М., Козбмин В., Токарев А. Совместное обнаружение и оценка информативности побочных электромагнитных излучений // Специальная техника. 2006. № 2. С. 38-46.
38. Тяжев А.И. Оптимизация цифровых детекторов в приемниках по минимуму вычислительных затрат. – Самара, Поволжский Институт информатики, радиотехники и связи, 1994. 238 с.
40. Трошин А.В. Цифровые системы передачи: Учебное пособие. – Самара: ГОУВПО ПГУТИ, 2013. 128 с.
41. Усилительный модуль Polyfet RF Devices MLCQ-02 [электр. ресурс]. URL: <http://www.polyfet.com/module/mlcq02.PDF>
42. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. – М.: Радио и связь, 2000. 520 с.
43. Abramowitz M., Stegan I., Handbook of Mathematical Functions. New York: Dover, 1970.
44. Application note for power amplifier testing for 802.11ac // LitePoint Corporation, 2014.
45. Application note, Integration with KeySight and MATLAB by Mathworks <https://www.mathworks.com/products/instrument/supported/keysight.html>
46. Application note, Integration with Rohde&Schwarz and MATLAB by Mathworks <https://www.mathworks.com/products/instrument/supported/rohde-and-schwarz.html>

47. Application note, Realtime signal analysis with Labview by national instruments <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/209855>
48. Application note, Toolbox from Mathworks for using NI hardware with MATLAB <https://www.mathworks.com/help/daq/national-instruments-ardware.html>
49. Asami R., Shimura T., Kurihara T. Novel estimation method of EVM with channel correction for linear impairments in multi-standard RF transceivers // Published in VLSI Test Symposium (VTS), 2013 IEEE 31st, Berkeley, CA, USA.
50. Bagheri R., Mirzaei A., Heidari M.E, Chehrazi S., Minjae L., Mikhemar M., Tang W.K. Software-defined radio receiver: dream to reality IEEE Communications Magazine (Volume: 44, Issue: 8, Aug. 2006).
51. Bonnoit T., Morche D., Dehos C. Robust BER Estimator for DBPSK Modulation
52. Chile C.M. Bounds and Approximations for Rapid Evaluation of Coherent MPSK Error Probabilities // IEEE Trans. Commun., Vol/ COM-33, pp. 271–273, March 1985.
53. Freisleben S. Semi-Analytical Computation of Error Vector Magnitude for UMTS SAW Filters // Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium, October 2002.
54. Georgiadis A. Gain, phase imbalance, and phase noise effects on error vector magnitude // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2004. 53(2): pp. 443-449.
55. Gharaibeh K., Gard K., Steer M., Accurate estimation of digital communication system metrics - SNR, EVM and rho; in a nonlinear amplifier environment // In ARFTG Microwave Measurements Conference, dec. 2004.
56. Grayver E. Implementing Software Definded Radio Springer 2013. 270 p.
57. Goldsmith A. Wireless communications. Stanford University, 2004. 419 p.
58. Gu Q. RF System Design of Transceivers for Wireless Communications. Springer, 2005.
59. Hanzo L., Webb W., Keller T. Single and Multi-Carrier. Wiley, 2000. 792 p.
60. Hassum R., Flaherty M., Matreci R., Taylor M., Effective Evaluation of Link Quality Using Error Vector Magnitudes Techniques, Proceedings of 1997 Wireless Communication Conference, pp. 89-94, August 1997.

61. Helfenstein M., Baykal E., Muller K., Lampe A., Error vector magnitude (EVM) measurements for GSM/EDGE applications revised under production conditions // In IEEE ISCAS, May 2005.
62. Holma H., Toskala A. LTE for UMTS and SC-FDMA Based Radio Access, John Wiley & Sons Ltd, Finland, 2008. 417 p.
63. Holma H., Toskala A. WCDMA HSPA evolution and LTE, John Wiley & Sons Ltd, Finland, 2010. 628 p.
64. Hemp B., Stroet P. Optimization of EVM Performance in IQ Modulators // Linear Terchnology Application note 146, 2014.
65. Huawei to Deploy Europe's First SDR-enabled Commercial GSM/UMTS SingleRAN Network for TeliaSonera in Finland [http://pr.huawei.com/en/news/hw-062838-corporate-2-mcn-gsm-umtssoftswitch.htm#.WniWsghl\\_1c](http://pr.huawei.com/en/news/hw-062838-corporate-2-mcn-gsm-umtssoftswitch.htm#.WniWsghl_1c)
66. Hurskainen H., Raasakka J., Ahonen T., Nurmi J. Multicore Software-Defined Radio Architecture for GNSS Receiver Signal Processing // Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Embedded Systems Volume 2009. Article ID 543720, 10 p.
67. Jacobus de Witt J. Gert-Jan van Rooyen A Blind I/Q Imbalance Compensation Technique for Direct-Conversion Digital Radio Transceivers // IEEE Transactions on Vehicular Technology (Volume: 58, Issue: 4, May 2009).
68. Jensen T.L., Larsen T. (2013). Robust Computation of Error Vector Magnitude for Wireless Standards // IEEE Trans. Commun., 61(2), 648-657. 10.1109/TCOMM.2012.022513.120093.
69. Johannes Schmitz; Felix Bartsch; Manuel Hernández; Rudolf Mathar. Distributed software defined radio testbed for real-time emitter localization and tracking Communications Workshops (ICC Workshops), 2017 IEEE International Conference
70. Jeruchim, M.C. Techniques for Estimation the Bit Error Rate in the Simulation of Digital Communication Systems / Michael C. Jeruchim // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. January 1984. V. SAC-2. No. 1. pp. 153-170.
71. Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory / S.M. Kay. – NJ: Prentice Hall, 1993.

72. KeySight Application Note for Agilent PN 89400-14 “Using Error Vector Magnitude Measurements to Analyze and Troubleshoot Vector-Modulated”  
// <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5965-2898E.pdf>
73. Kisel'nikov A., Dubov M., Priorov A. Non-reference metrics and its application for distortion compensation // Proceedings of the 21th Conference of Open Innovations Association FRUCT'21 – Helsinki, Finland, 6–10 November, 2017. pp. 172-181.
74. Kundert, K. Accurate and Rapid Measurement of IP 2 and IP 3 / Ken Kundert // The Designers Guide Community, 2002.
75. Laster J., Reed J., Tanter W. Bit error rate estimation using probability density function estimators IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 52, Issue: 1, Jan 2003.
76. Lin F., Chen S., Chen I., Chung H. Computer Simulation and Measurement of Error Vector Magnitude (EVM) and Adjacent Channel Power Ratio (ACPR) for Digital Wireless Communication RF Power Amplifier // Vehicular Technology Conference, 1999. pp. 2024-2028.
77. Mathuranathan V. Simulation of Digital Communication Systems Using MATLAB. Second edition. / Mathuranathan V. E-book, Mathuranathan V. at Smashwords, Published at 2013.
78. Matzner, R. An SNR estimation algorithm for complex baseband signals using higher order statistics / R. Matzner // Facta Universitatis. 1993. No. 6. pp. 41-52.
79. McKinley M.D. EVM Calculation for Broadband Modulated Signals // 64th ARFTG Conf. Dig., Орландо, Флорида. 2004. pp. 45-52.
80. Measurement guidelines for DVB systems, ETSI TR101 290, 2001.
81. Meghdadi V., BER calculation, in Wireless Communications, ed. by A Goldsmith, 2008.
82. Mendosa O. Measurement of EVM for 3G Receivers // Master Theses Chalmers University of Technology. Gthenburg, Sweden. 2002.
83. Mili S., Deniau V., Heddevaut M., Detection of railway signalling jamming signals using the EVM method, AMEREM 2014Albuquerque, Etats-Unis, July 2014.

84. Mitola, J. Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal / J. Mitola, G. Maguire // IEEE Personal Communications. 1999. pp. 13-18.
85. Mitola, J. Software Radio Architecture: Object-oriented Approaches to Wireless System / J. Mitola. – New York: John Wiley & Sons, 2000.
86. Mitola, J. Software Radio Technologies / J. Mitola, Z. Zvonar. – New York: IEEE Press, 2001.
87. Modulation Error Ratio (MER) and Error Vector Magnitude (EVM) // National instruments [электр. ресурс]. URL: <http://www.ni.com/white-paper/3652/en/>
88. Muhammad F. An Introduction to UMTS Technology: Testing, Specifications and Standard bodies for Engineers and Managers, Brawn Walker Press, Florida 2008. 344 p.
89. National instruments datasheet for NI Cellular High-Performance Test System <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-529>
90. Newman E. Receiver Optimization Using Error Vector Magnitude Analysis // Analog Devices seminar material [http://www.analog.com/media/en/training-seminars/seminarmaterials/55375383662062ChapterVII\\_OptimizingReceiverPerformanceThroughEVM\\_Analysis.pdf](http://www.analog.com/media/en/training-seminars/seminarmaterials/55375383662062ChapterVII_OptimizingReceiverPerformanceThroughEVM_Analysis.pdf)
91. Olgaard C. Using advanced signal analysis to identify source of WLAN transmitter degradations // RF design. 2004. pp. 28-36.
92. Rao C.R. Handbook of statistics Vol. 24 Data mining and data visualization. ELSEVIER B.V., 2005. 644 p.
93. Rohde & Schwarz Application note “EVM Measurements for ZigBee Signals in the 2.4 GHz Band”. [https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_application/application\\_notes/1ef55/1EF55\\_3e\\_EVM\\_Meas\\_ZigBee.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ef55/1EF55_3e_EVM_Meas_ZigBee.pdf)
94. Schmogrow R., Nebendahl B., Winter M., Josten A., Hillerkuss D., Koenig S., Meyer J., Dreschmann M., Huebner M., Koos C., Becker J., Freude W., and Leuthold J. Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats // Photonics Technology Letters, IEEE, 24(1): 61–63, Jan 2012.
95. SDR-based test equipment by Nutaq <https://www.nutaq.com/blog/sdr-based-test-equipment>

96. Software Defined Radio. Edited by Walter Tuttlebee. John Wiley & Sons, Ltd 2002. 402 p.
97. Sohraab Soltani, Yalin Sagduyu, Yi Shi, Jason Li, Jared Feldman, John Matyjas. Distributed cognitive radio network architecture, SDR implementation and emulation testbed // Military Communications Conference, MILCOM 2015 – 2015 IEEE.
98. The official forum of the SDR and wireless innovation <http://www.wirelessinnovation.org/>
99. Qizheng Gu RF System Design of Transceivers for Wireless Communications. – Springer, 2005.
100. Voelker K. Apply error vector measurements in communications design // Microwaves RF, 1995. pp. 143-152.
101. Wang A.K., Ligmanowski R. EVM Simulation and analysis techniques // MILCOM'06 Proceedings of the 2006 IEEE conference on Military communications, 2006. pp. 3043-3049.
102. Zivkovic M., Mathar R., Preamble-based SNR estimation in frequency selective channels for wireless OFDM systems // In IEEE VTC 2009, 2009.



## Приложение А. Результаты статистического моделирования работы предложенных алгоритмов в различных условиях

Eb/NO	EVM% 1024x1000/20% порог						
	0	10	20	30	40	50	60
0	4,7	5,1	5,1	5,8	5,4	5,7	5,1
1	4,2	4,6	4,2	4,7	4,6	5,3	4,2
2	3,9	4,1	3,8	4,4	4,1	5,4	4,5
3	3,5	3,5	3,9	3,5	3,9	4,1	4,2
4	3	3,1	3,1	3,5	3,5	4,1	3,9
5	2,8	2,9	3	3	3,4	3,7	3,4
6	2,4	2,5	2,8	2,7	3	3	3,1
7	2	2,4	2,6	2,2	2,6	2,8	3
8	1,9	2,1	2,1	2,1	2,4	2,5	2,4
9	1,8	1,9	2	2,1	2,5	2,5	2,6
10	1,7	1,6	1,5	1,7	2,3	2,2	2,3
11	1,5	1,6	1,3	1,9	1,9	2,3	2
12	1,1	1,5	1,2	1,7	1,6	1,6	1,6
13	1,1	1,3	1,4	1,6	1,4	1,4	1,4
14	1	1,1	1,3	1,2	1,3	1,3	1,4
15	0,9	1	1,1	1,1	1,2	1,2	1,2
16	0,9	1	1	1,1	1	1,1	1,1
17	0,8	0,9	0,9	0,9	0,9	1	1

Рисунок А.1 - Результаты статистического моделирования алгоритма компенсации искажения созвездия радиосигнала с BPSK

Eb/NO	Вероятность появления ошибки в 16битном пилот-сигнале						
	0	10	20	30	40	50	60
0	7,073E-01	7,110E-01	7,224E-01	7,403E-01	7,645E-01	7,940E-01	8,268E-01
1	5,806E-01	6,268E-01	5,990E-01	6,210E-01	6,522E-01	6,905E-01	7,349E-01
2	4,363E-01	4,412E-01	4,560E-01	4,808E-01	5,158E-01	5,603E-01	6,146E-01
3	2,933E-01	2,979E-01	3,120E-01	3,352E-01	3,697E-01	4,146E-01	4,735E-01
4	1,720E-01	1,755E-01	1,862E-01	2,056E-01	2,342E-01	2,735E-01	3,281E-01
5	8,169E-02	8,804E-02	9,501E-02	1,079E-01	1,275E-01	1,567E-01	1,994E-01
6	3,524E-02	3,639E-02	4,016E-02	4,711E-02	5,850E-02	7,644E-02	1,038E-01
7	1,154E-02	1,202E-02	1,362E-02	1,664E-02	2,182E-02	3,046E-02	4,487E-02
8	2,846E-03	3,000E-03	3,497E-03	4,493E-03	6,314E-03	9,618E-03	1,566E-02
9	4,950E-04	5,355E-04	6,419E-04	8,773E-04	1,330E-03	2,254E-03	4,145E-03
10	5,543E-05	6,080E-05	7,957E-05	1,153E-04	2,021E-04	3,782E-04	7,996E-04
11	4,470E-06	4,470E-06	6,258E-06	9,835E-06	1,878E-05	4,113E-05	1,028E-04
12	0,000E+00	0,000E+00	0,000E+00	0,000E+00	8,941E-07	2,682E-06	8,047E-06
13							
14							
15							
16							
17							

Рисунок А.2 - Вероятность появления ошибки в пилот-сигнале

QPSK IQ Ampl Imbalance data 10e8bit								
lqimb 0,8	lqimb 0,7	lqimb 0,6	lqimb 0,5	lqimb 0,4	lqimb 0,3	0,2	0,1	NO lmb
0,103803	0,119862	0,138349	0,15918	0,18221	0,207159	0,233611	0,261177	0,078634
0,079223	0,09483	0,113417	0,135029	0,159549	0,186666	0,215859	0,246607	0,056268
0,057338	0,071928	0,090114	0,112084	0,13783	0,167052	0,19916	0,233399	0,03748
0,03893	0,05194	0,06913	0,090919	0,117493	0,148686	0,183808	0,221832	0,022877
0,024476	0,035403	0,050914	0,071876	0,098737	0,131596	0,169755	0,211889	0,012504
0,014033	0,022548	0,035804	0,055144	0,081599	0,115623	0,156722	0,203313	0,005958
0,00719	0,013252	0,023787	0,040762	0,065965	0,100511	0,144319	0,195622	0,002388
0,003218	0,007057	0,014747	0,028724	0,051736	0,085945	0,132039	0,188243	0,000769
0,001218	0,003324	0,008355	0,019007	0,038934	0,071751	0,119447	0,180672	0,000191
3,72E-04	1,34E-03	4,21E-03	1,16E-02	2,77E-02	5,80E-02	1,06E-01	1,73E-01	3,38E-05
8,73E-05	4,35E-04	1,83E-03	6,34E-03	1,84E-02	4,49E-02	9,28E-02	1,64E-01	3,59E-06
1,51E-05	1,10E-04	6,50E-04	3,03E-03	1,12E-02	3,31E-02	7,89E-02	1,54E-01	2,70E-07
1,57E-06	2,02E-05	1,81E-04	1,22E-03	6,08E-03	2,28E-02	6,51E-02	1,43E-01	1,00E-08

Рисунок А.3 - Зависимость BER от степени амплитудного разбаланса при передаче радиосигнала QPSK

QPSK Blind IQ NOcompensation Quadrature Leakage 10e8bit								
SNR, dB	70	60	50	40	30	20	10	NO lmb
0	0,194257	0,16447	0,138514	0,116937	0,10011	0,08816	0,08101	0,07863
1	0,180945	0,14787	0,119424	0,096211	0,07845	0,06601	0,05868	0,05627
2	0,168749	0,1324	0,101772	0,077433	0,05933	0,04697	0,03983	0,03748
3	0,157251	0,11773	0,085458	0,060748	0,04307	0,03146	0,02495	0,02288
4	0,14593	0,10352	0,070292	0,046103	0,02976	0,0196	0,0142	0,0125
5	0,134305	0,08946	0,056171	0,033533	0,01935	0,01123	0,00717	5,96E-03
6	1,22E-01	7,54E-02	4,31E-02	2,30E-02	1,16E-02	5,79E-03	3,13E-03	2,39E-03
7	1,09E-01	6,16E-02	3,14E-02	1,46E-02	6,32E-03	2,62E-03	1,15E-03	7,69E-04
8	9,57E-02	4,84E-02	2,14E-02	8,43E-03	3,01E-03	1,00E-03	3,42E-04	1,91E-04
9	8,19E-02	3,62E-02	1,35E-02	4,30E-03	1,21E-03	3,09E-04	7,67E-05	3,38E-05
10	6,80E-02	2,54E-02	7,63E-03	1,88E-03	3,93E-04	7,17E-05	1,19E-05	3,59E-06
11	5,45E-02	1,66E-02	3,81E-03	6,80E-04	9,80E-05	1,14E-05	1,09E-06	2,70E-07
12	4,17E-02	9,83E-03	1,62E-03	1,93E-04	1,75E-05	1,08E-06	1,10E-07	1,00E-08

Рисунок А.4 - Зависимость BER от угла утечки квадратуры при передаче радиосигнала QPSK

Функция распр. симв. ошибки					Функция распр. симв. ошибки				
SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11	SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11
0	0,65802	0,05617	2,63E-01	2,25E-02	0	0,61207	5,22E-02	0,30929	0,0264
1	0,6957	0,04149	0,24802	0,01479	1	0,64454	3,84E-02	0,29918	0,01784
2	0,73324	0,02857	0,22925	0,00893	2	0,67699	2,64E-02	0,2855	0,01113
3	0,76984	0,01803	2,07E-01	4,85E-03	3	0,70891	1,66E-02	0,26821	0,00628
4	0,80483	0,01019	1,83E-01	2,31E-03	4	0,73997	9,37E-03	0,24753	0,00313
5	0,83776	0,00502	1,56E-01	9,36E-04	5	0,7701	4,61E-03	0,22395	0,00134
6	0,86841	0,00208	1,29E-01	3,09E-04	6	0,79945	1,91E-03	0,19816	0,00047
7	0,89662	0,00069	1,03E-01	7,93E-05	7	0,82825	6,40E-04	0,17097	0,00013
8	0,92216	0,00018	7,77E-02	1,48E-05	8	0,85656	0,00016	1,43E-01	2,74E-05
9	0,94454	3,18E-05	5,54E-02	1,86E-06	9	0,88407	2,97E-05	1,16E-01	3,90E-06
10	0,96318	3,73E-06	3,68E-02	1,43E-07	10	0,91014	3,52E-06	8,99E-02	3,48E-07
11	0,97763	2,55E-07	2,24E-02	5,84E-09	11	0,93388	2,44E-07	6,61E-02	1,73E-08
12	0,98784	8,90E-09	1,22E-02	1,10E-10	12	0,95439	8,60E-09	4,56E-02	4,11E-10

Функция распр. симв. ошибки					Функция распр. симв. ошибки				
SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11	SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11
0	0,56327	0,04808	0,35808	0,03057	0	0,51248	0,04375	0,40887	0,0349
1	0,58936	0,03515	0,35435	0,02113	1	0,53135	0,03169	0,41237	0,02459
2	0,61514	0,02397	0,34736	0,01354	2	0,54925	0,0214	4,13E-01	0,0161
3	0,64026	0,01499	0,33687	0,00789	3	0,56592	0,01325	4,11E-01	0,00963
4	0,66461	0,00841	0,32289	0,00409	4	0,58132	0,00736	4,06E-01	0,00514
5	0,68839	0,00412	0,30566	0,00183	5	0,59571	0,00357	3,98E-01	0,00239
6	0,71204	0,0017	0,28558	0,00068	6	0,60963	0,00146	3,88E-01	0,00093
7	0,73613	0,00057	0,2631	0,0002	7	0,62375	0,00048	0,37548	0,00029
8	0,76115	1,45E-04	2,39E-01	4,56E-05	8	0,63867	1,22E-04	0,36114	6,90E-05
9	0,78729	2,65E-05	2,13E-01	7,15E-06	9	0,65488	2,20E-05	0,34509	1,16E-05
10	0,81445	3,15E-06	1,86E-01	7,18E-07	10	0,67264	2,60E-06	0,32736	1,27E-06
11	0,84221	2,20E-07	1,58E-01	4,12E-08	11	0,69209	1,81E-07	0,30791	8,05E-08
12	0,86992	7,83E-09	1,30E-01	1,17E-09	12	0,71329	6,42E-09	0,28671	2,58E-09

Рисунок А.5 - Функции распределения символьной ошибки в зависимости от амплитудного разбаланса квадратур при передаче радиосигнала QPSK

Функция распр. симв. ошибки					Функция распр. симв. ошибки				
SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11	SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11
0	0,80254	0,06851	0,11881	0,01014	0	0,77292	0,06598	0,14843	0,01267
1	0,84732	0,05053	0,0964	0,00575	1	0,81788	0,04878	0,12584	0,0075
2	0,88821	0,03461	0,07428	0,00289	2	0,86015	0,03352	0,10234	0,00399
3	0,92337	0,02162	0,05375	0,00126	3	0,89797	0,02103	0,07915	0,00185
4	0,95148	0,01204	0,03602	0,00046	4	0,9299	0,01177	0,0576	0,00073
5	0,97206	0,00582	0,02198	0,00013	5	0,95511	0,00572	0,03894	0,00023
6	0,98565	0,00236	0,01196	2,86E-05	6	0,97355	0,00233	0,02406	5,76E-05
7	0,99357	0,00077	0,00565	4,37E-06	7	0,9859	0,00076	0,01333	1,03E-05
8	0,99757	0,00019	0,00224	4,28E-07	8	0,99336	0,00019	0,00645	1,23E-06
9	0,99925	3,36E-05	0,00071	2,40E-08	9	0,99733	3,35E-05	0,00263	8,86E-08
10	0,99982	3,87E-06	0,00017	6,71E-10	10	0,99912	3,87E-06	0,00087	3,38E-09
11	0,99997	2,61E-07	2,98E-05	7,79E-12	11	0,99978	2,61E-07	0,00022	5,80E-11
12	1	9,01E-09	3,33E-06	3,00E-14	12	0,99996	9,01E-09	4,06E-05	3,65E-13

Функция распр. симв. ошибки					Функция распр. симв. ошибки				
SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11	SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11
0	0,73886	0,06307	0,18249	0,01558	0	0,70046	0,05979	0,22089	0,01886
1	0,78278	0,04668	0,16093	0,0096	1	0,74197	4,43E-02	0,20174	0,01203
2	0,82514	0,03215	0,13736	0,00535	2	0,78281	3,05E-02	0,17968	0,007
3	0,86441	0,02024	0,11271	0,00264	3	0,82182	1,92E-02	0,15531	0,00364
4	0,89928	0,01138	0,08822	0,00112	4	0,85793	1,09E-02	0,12957	0,00164
5	0,92878	0,00556	0,06527	0,00039	5	0,89037	5,33E-03	0,10368	0,00062
6	0,9525	0,00228	0,04512	0,00011	6	0,91866	2,20E-03	0,07895	0,00019
7	0,97051	7,50E-04	2,87E-02	2,22E-05	7	0,94256	0,00073	5,67E-02	4,38E-05
8	0,98328	1,88E-04	1,65E-02	3,16E-06	8	0,96196	0,00018	3,78E-02	7,23E-06
9	0,99158	3,33E-05	8,39E-03	2,82E-07	9	0,97683	3,28E-05	2,31E-02	7,78E-07
10	0,99635	3,86E-06	3,65E-03	1,41E-08	10	0,98732	3,82E-06	1,27E-02	4,91E-08
11	0,9987	2,61E-07	1,30E-03	3,41E-10	11	0,99394	2,60E-07	6,06E-03	1,58E-09
12	0,99963	9,00E-09	3,65E-04	3,29E-12	12	0,99756	8,98E-09	2,44E-03	2,20E-11

Рисунок А.6 - Функции распределения символьной ошибки в зависимости от амплитудного разбаланса квадратур при передаче радиосигнала QPSK

Функция распр. симв. Ошибки 00					NO leak	Функция распр. симв. Ошибки 00					10deg
SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11		SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11	
0	0,848887	0,07246	0,07246	0,00619		0	0,87364	0,04451	0,07788	0,00397	
1	0,890604	0,05311	0,05311	0,00317		1	0,9115	0,02943	0,05722	0,00185	
2	0,926394	0,0361	0,0361	0,00141		2	0,94263	0,0176	0,03904	0,00073	
3	0,954767	0,02235	0,02235	0,00052		3	0,96613	0,00929	0,02434	0,00023	
4	0,975155	0,01234	0,01234	0,00016		4	0,98215	0,0042	0,01359	5,82E-05	
5	0,988128	0,00592	0,00592	3,54E-05		5	0,9918	0,00157	0,00662	1,05E-05	
6	0,995229	0,00238	0,00238	5,70E-06		6	0,99681	0,00046	0,00273	1,26E-06	
7	0,998455	0,00077	0,00077	5,97E-07		7	0,99899	0,0001	0,00091	9,22E-08	
8	0,999618	0,00019	0,00019	3,64E-08		8	0,99975	1,53E-05	2,34E-04	3,58E-09	
9	0,999933	3,36E-05	3,36E-05	1,13E-09		9	0,99996	1,45E-06	4,33E-05	6,28E-11	
10	0,999992	3,87E-06	3,87E-06	1,50E-11		10	0,99999	7,66E-08	5,31E-06	4,07E-13	
11	0,999999	2,61E-07	2,61E-07	6,83E-14		11	1	1,94E-09	3,87E-07	7,52E-16	
12	1	9,01E-09	9,01E-09	8,11E-17		12	1	1,95E-11	1,47E-08	2,88E-19	

Функция распр. симв. Ошибки 00					20deg	Функция распр. симв. Ошибки 00					30deg
SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11		SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11	
0	8,82E-01	2,62E-02	8,93E-02	2,65E-03		0	8,75E-01	1,51E-02	1,08E-01	1,87E-03	
1	0,916551	0,01548	0,06684	0,00113		1	0,90739	0,00792	0,08396	0,00073	
2	0,944796	0,00804	0,04676	0,0004		2	0,93489	0,00355	0,06132	0,00023	
3	0,966191	0,00356	0,03014	0,00011		3	0,95688	0,00131	0,04176	5,71E-05	
4	0,981115	0,00129	0,01757	2,31E-05		4	9,73E-01	3,77E-04	2,61E-02	1,01E-05	
5	0,990575	0,00037	0,00906	3,34E-06		5	9,85E-01	7,97E-05	1,47E-02	1,19E-06	
6	0,995918	7,60E-05	4,01E-03	3,06E-07		6	9,93E-01	1,15E-05	7,27E-03	8,40E-08	
7	0,998525	1,07E-05	1,46E-03	1,57E-08		7	9,97E-01	1,02E-06	3,05E-03	3,12E-09	
8	0,999577	9,33E-07	4,22E-04	3,94E-10		8	9,99E-01	4,95E-08	1,05E-03	5,19E-11	
9	0,99991	4,42E-08	9,00E-05	3,98E-12		9	1,00E+00	1,12E-09	2,78E-04	3,13E-13	
10	0,999987	9,76E-10	1,32E-05	1,29E-14		10	1,00E+00	9,85E-12	5,38E-05	5,30E-16	
11	0,999999	8,25E-12	1,21E-06	9,96E-18		11	1,00E+00	2,60E-14	6,95E-06	1,81E-19	
12	1	2,08E-14	6,10E-08	1,27E-21		12	1,00E+00	1,52E-17	5,42E-07	8,23E-24	

Рисунок А.7 - Функции распределения символьной ошибки в зависимости от фазового разбаланса квадратур при передаче радиосигнала QPSK

Функция распр. симв. Ошибки 00					40deg	Функция распр. симв. Ошибки 00					50deg
SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11		SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11	
0	0,852	0,00868	0,13792	0,0014		0	0,81322	0,00512	0,18053	0,00114	
1	0,88386	0,00406	0,11157	0,00051		1	0,84398	0,00215	0,15348	0,00039	
2	0,91212	0,00157	0,08616	0,00015		2	0,87305	0,00073	0,12612	0,00011	
3	0,93654	0,00048	0,06294	3,25E-05		3	9,00E-01	1,89E-04	9,95E-02	2,09E-05	
4	0,9569	0,00011	0,04299	4,97E-06		4	9,25E-01	3,49E-05	7,48E-02	2,82E-06	
5	0,97296	1,75E-05	2,70E-02	4,87E-07		5	9,47E-01	4,23E-06	5,30E-02	2,37E-07	
6	0,98467	1,75E-06	1,53E-02	2,73E-08		6	9,65E-01	3,02E-07	3,49E-02	1,09E-08	
7	0,99235	9,83E-08	7,65E-03	7,57E-10		7	9,79E-01	1,10E-08	2,09E-02	2,36E-10	
8	0,99675	2,67E-09	3,25E-03	8,71E-12		8	9,89E-01	1,74E-10	1,12E-02	1,98E-12	
9	0,99887	2,92E-11	1,13E-03	3,30E-14		9	9,95E-01	9,62E-13	5,20E-03	5,03E-15	
10	0,99969	1,01E-13	3,06E-04	3,11E-17		10	9,98E-01	1,41E-15	2,02E-03	2,87E-18	
11	0,99994	8,38E-17	6,06E-05	5,08E-21		11	9,99E-01	3,94E-19	6,29E-04	2,48E-22	
12	0,99999	1,13E-20	8,06E-06	9,13E-26		12	1,00E+00	1,35E-23	1,48E-04	2,00E-27	

Функция распр. симв. Ошибки 00					60deg	Функция распр. симв. Ошибки 00					70deg
SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11		SNR, dB	Right	00_01	00_10	00_11	
0	7,57E-01	3,16E-03	2,39E-01	9,97E-04		0	6,84E-01	2,09E-03	3,13E-01	9,56E-04	
1	0,78502	0,00121	0,21345	0,00033		1	7,06E-01	7,36E-04	2,93E-01	3,06E-04	
2	0,81296	0,00036	0,1866	8,33E-05		2	7,29E-01	2,02E-04	2,71E-01	7,51E-05	
3	8,41E-01	8,13E-05	1,59E-01	1,54E-05		3	7,53E-01	4,02E-05	2,47E-01	1,32E-05	
4	8,69E-01	1,25E-05	1,31E-01	1,89E-06		4	7,78E-01	5,36E-06	2,22E-01	1,53E-06	
5	8,96E-01	1,21E-06	1,04E-01	1,41E-07		5	8,05E-01	4,31E-07	1,95E-01	1,04E-07	
6	9,21E-01	6,44E-08	7,91E-02	5,53E-09		6	8,33E-01	1,84E-08	1,67E-01	3,69E-09	
7	9,43E-01	1,63E-09	5,67E-02	9,83E-11		7	8,61E-01	3,53E-10	1,39E-01	5,71E-11	
8	9,62E-01	1,63E-11	3,79E-02	6,41E-13		8	0,88781	2,47E-12	1,12E-01	3,12E-13	
9	9,77E-01	5,01E-14	2,31E-02	1,19E-15		9	9,14E-01	4,87E-15	8,64E-02	4,60E-16	
10	9,87E-01	3,51E-17	1,27E-02	4,51E-19		10	9,37E-01	1,94E-18	6,31E-02	1,31E-19	
11	9,94E-01	3,84E-21	6,06E-03	2,34E-23		11	9,57E-01	1,04E-22	4,31E-02	4,69E-24	
12	9,98E-01	4,05E-26	2,44E-03	9,90E-29		12	9,73E-01	4,47E-28	2,71E-02	1,24E-29	

Рисунок А.8 - Функции распределения символьной ошибки в зависимости от амплитудного разбаланса квадратур при передаче радиосигнала QPSK



Imbalance ItoQ ratio	Symbol															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	0	0	0	0	4,59E-15	0	4,59E-15	0	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00	4,59E-15	0,00E+00	4,59E-15	0,00E+00
0,95	2,56516	2,53871	2,56516	2,53871	2,59133	2,56516	2,59133	2,56516	2,53871	2,56516	2,53871	2,56516	2,59133	2,56516	2,59133	2,56516
0,9	5,27229	5,1601	5,27229	5,1601	5,38214	5,27229	5,38214	5,27229	5,1601	5,27229	5,1601	5,27229	5,38214	5,27229	5,38214	5,27229
0,85	8,1416	7,87312	8,1416	7,87312	8,4015	8,1416	8,4015	8,1416	7,87312	8,1416	7,87312	8,1416	8,4015	8,1416	8,4015	8,1416
0,8	11,1977	10,6884	11,1977	10,6884	11,6848	11,1977	11,6848	11,1977	10,6884	11,1977	10,6884	11,1977	11,6848	11,1977	11,6848	11,1977
0,75	14,4709	13,6189	14,4709	13,6189	15,2755	14,4709	15,2755	14,4709	13,6189	14,4709	13,6189	14,4709	15,2755	14,4709	15,2755	14,4709
0,7	17,9992	16,6803	17,9992	16,6803	19,2278	17,9992	19,2278	17,9992	16,6803	17,9992	16,6803	17,9992	19,2278	17,9992	19,2278	17,9992
0,65	21,8306	19,8923	21,8306	19,8923	23,6104	21,8306	23,6104	21,8306	19,8923	21,8306	19,8923	21,8306	23,6104	21,8306	23,6104	21,8306
0,6	26,0273	23,2796	26,0273	23,2796	28,5115	26,0273	28,5115	26,0273	23,2796	26,0273	23,2796	26,0273	28,5115	26,0273	28,5115	26,0273
0,55	30,6711	26,8742	30,6711	26,8742	34,0471	30,6711	34,0471	30,6711	26,8742	30,6711	26,8742	30,6711	34,0471	30,6711	34,0471	30,6711
0,5	35,8719	30,7189	35,8719	30,7189	40,3725	35,8719	40,3725	35,8719	30,7189	35,8719	30,7189	35,8719	40,3725	35,8719	40,3725	35,8719
0,45	41,7826	34,8716	41,7826	34,8716	47,7027	41,7826	47,7027	41,7826	34,8716	41,7826	34,8716	41,7826	47,7027	41,7826	47,7027	41,7826
0,4	48,6216	39,4148	48,6216	39,4148	56,3435	48,6216	56,3435	48,6216	39,4148	48,6216	39,4148	48,6216	56,3435	48,6216	56,3435	48,6216
0,35	56,7146	44,47	56,7146	44,47	66,7497	56,7146	66,7497	56,7146	44,47	56,7146	44,47	56,7146	66,7497	56,7146	66,7497	56,7146
0,3	66,5734	50,2279	66,5734	50,2279	79,6317	66,5734	79,6317	66,5734	50,2279	66,5734	50,2279	66,5734	79,6317	66,5734	79,6317	66,5734
0,25	79,0569	57,0088	79,0569	57,0088	96,1769	79,0569	96,1769	79,0569	57,0088	79,0569	57,0088	79,0569	96,1769	79,0569	96,1769	79,0569
0,2	95,7454	65,4066	95,7454	65,4066	118,559	95,7454	118,559	95,7454	65,4066	95,7454	65,4066	95,7454	118,559	95,7454	118,559	95,7454
0,15	119,96	76,6898	119,96	76,6898	151,326	119,96	151,326	119,96	76,6898	119,96	76,6898	119,96	151,326	119,96	151,326	119,96
0,1	160,359	94,2515	160,359	94,2515	206,268	160,359	206,268	160,359	94,2515	160,359	94,2515	160,359	206,268	160,359	206,268	160,359

Рисунок А.9 - Зависимость величины вектора ошибки при передаче различных символов QAM-16 от величины амплитудного разбаланса квадратур

Imbalance degrees	Symbol															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	0	0	0	0	0	0	4,59E-15	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00	4,59E-15	0,00E+00	4,59E-15	0,00E+00
5	4,26676	4,30551	4,45712	4,4197	4,30551	4,26676	4,4197	4,45712	4,45712	4,4197	4,26676	4,30551	4,4197	4,45712	4,30551	4,26676
10	8,33504	8,49271	9,0961	8,94907	8,49271	8,33504	8,94907	9,0961	9,0961	8,94907	8,33504	8,49271	8,94907	9,0961	8,49271	8,33504
15	12,1971	12,558	13,9081	13,5832	12,558	12,1971	13,5832	13,9081	13,9081	13,5832	12,1971	12,558	13,5832	13,9081	12,558	12,1971
20	15,8456	16,4981	18,884	18,3167	16,4981	15,8456	18,3167	18,884	18,884	18,3167	15,8456	16,4981	18,3167	18,884	16,4981	15,8456
25	19,2736	20,3104	24,0144	23,144	20,3104	19,2736	23,144	24,0144	24,0144	23,144	19,2736	20,3104	23,144	24,0144	20,3104	19,2736
30	22,4745	23,9928	29,2893	28,0591	23,9928	22,4745	28,0591	29,2893	29,2893	28,0591	22,4745	23,9928	28,0591	29,2893	23,9928	22,4745
35	25,4423	27,5436	34,6989	33,0556	27,5436	25,4423	33,0556	34,6989	34,6989	33,0556	25,4423	27,5436	33,0556	34,6989	27,5436	25,4423
40	28,1713	30,9618	40,2328	38,1269	30,9618	28,1713	38,1269	40,2328	40,2328	38,1269	28,1713	30,9618	38,1269	40,2328	30,9618	28,1713
45	30,6563	34,2469	45,8804	43,2663	34,2469	30,6563	43,2663	45,8804	45,8804	43,2663	30,6563	34,2469	43,2663	45,8804	34,2469	30,6563
50	32,8926	37,3991	51,631	48,4664	37,3991	32,8926	48,4664	51,631	51,631	48,4664	32,8926	37,3991	48,4664	51,631	37,3991	32,8926
55	34,8759	40,4192	57,4738	53,7201	40,4192	34,8759	53,7201	57,4738	57,4738	53,7201	34,8759	40,4192	53,7201	57,4738	40,4192	34,8759
60	36,6025	43,3087	63,3975	59,0198	43,3087	36,6025	59,0198	63,3975	63,3975	59,0198	36,6025	43,3087	59,0198	63,3975	43,3087	36,6025
65	38,0691	46,0698	69,3908	64,3577	46,0698	38,0691	64,3577	69,3908	69,3908	64,3577	38,0691	46,0698	64,3577	69,3908	46,0698	38,0691
70	39,2728	48,7052	75,4424	69,726	48,7052	39,2728	69,726	75,4424	75,4424	69,726	39,2728	48,7052	69,726	75,4424	48,7052	39,2728
75	40,2115	51,2187	81,5408	75,1167	51,2187	40,2115	75,1167	81,5408	81,5408	75,1167	40,2115	51,2187	75,1167	81,5408	51,2187	40,2115
80	40,8832	53,6144	87,6743	80,5215	53,6144	40,8832	80,5215	87,6743	87,6743	80,5215	40,8832	53,6144	80,5215	87,6743	53,6144	40,8832
85	41,2868	55,8976	93,8313	85,9323	55,8976	41,2868	85,9323	93,8313	93,8313	85,9323	41,2868	55,8976	85,9323	93,8313	55,8976	41,2868
90	41,4214	58,0739	100	91,3408	58,0739	41,4214	91,3408	100	100	91,3408	41,4214	58,0739	91,3408	100	58,0739	41,4214

Рисунок А.10 - Зависимость величины вектора ошибки при передаче различных символов QAM-16 от величины фазового разбаланса квадратур

Avg in Pwr mW	Symbol															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0,06	4,29956	2,38864	4,29956	2,38864	2,38864	0,47773	2,38864	0,47773	4,29956	2,38864	4,29956	2,38864	2,38864	0,47773	2,38864	0,47773
0,095	6,80763	3,78202	6,80763	3,78202	3,78202	0,7564	3,78202	0,7564	6,80763	3,78202	6,80763	3,78202	3,78202	0,7564	3,78202	0,7564
0,13	9,31571	5,17539	9,31571	5,17539	5,17539	1,03508	5,17539	1,03508	9,31571	5,17539	9,31571	5,17539	5,17539	1,03508	5,17539	1,03508
0,19	13,6153	7,56404	13,6153	7,56404	7,56404	1,51281	7,56404	1,51281	13,6153	7,56404	13,6153	7,56404	7,56404	1,51281	7,56404	1,51281
0,25	17,9148	9,95268	17,9148	9,95268	9,95268	1,99054	9,95268	1,99054	17,9148	9,95268	17,9148	9,95268	9,95268	1,99054	9,95268	1,99054
0,3	21,4978	11,9432	21,4978	11,9432	11,9432	2,38864	11,9432	2,38864	21,4978	11,9432	21,4978	11,9432	11,9432	2,38864	11,9432	2,38864
0,5	35,6976	19,9054	35,6976	19,9054	19,9054	3,98107	19,9054	3,98107	35,6976	19,9054	35,6976	19,9054	19,9054	3,98107	19,9054	3,98107
0,75	47,4973	29,858	47,4973	29,858	29,858	5,97161	29,858	5,97161	47,4973	29,858	47,4973	29,858	29,858	5,97161	29,858	5,97161
1	54,5314	38,9974	54,5314	38,9974	38,9974	7,96214	38,9974	7,96214	54,5314	38,9974	54,5314	38,9974	38,9974	7,96214	38,9974	7,96214
1,5	62,875	50,1916	62,875	50,1916	50,1916	11,9432	50,1916	11,9432	62,875	50,1916	62,875	50,1916	50,1916	11,9432	50,1916	11,9432
2	67,8488	56,8647	67,8488	56,8647	56,8647	15,9243	56,8647	15,9243	67,8488	56,8647	67,8488	56,8647	56,8647	15,9243	56,8647	15,9243
3	73,7487	64,7802	73,7487	64,7802	64,7802	23,8864	64,7802	23,8864	73,7487	64,7802	73,7487	64,7802	64,7802	23,8864	64,7802	23,8864
3,98	77,2086	69,4222	77,2086	69,4222	69,4222	31,6893	69,4222	31,6893	77,2086	69,4222	77,2086	69,4222	69,4222	31,6893	69,4222	31,6893
6	81,4375	75,0958	81,4375	75,0958	75,0958	44,3125	75,0958	44,3125	81,4375	75,0958	81,4375	75,0958	75,0958	44,3125	75,0958	44,3125
7,96	83,8638	78,351	83,8638	78,351	78,351	51,5914	78,351	51,5914	83,8638	78,351	83,8638	78,351	78,351	51,5914	78,351	51,5914
10,5	85,9681	81,1742	85,9681	81,1742	81,1742	57,9042	81,1742	57,9042	85,9681	81,1742	85,9681	81,1742	81,1742	57,9042	81,1742	57,9042
15,85	88,5792	84,6774	88,5792	84,6774	84,6774	65,7375	84,6774	65,7375	88,5792	84,6774	88,5792	84,6774	84,6774	65,7375	84,6774	65,7375
24	90,7188	87,5479	90,7188	87,5479	87,5479	72,1563	87,5479	72,1563	90,7188	87,5479	90,7188	87,5479	87,5479	72,1563	87,5479	72,1563

Рисунок А.11 - Зависимость величины вектора ошибки при передаче различных символов QAM-16 от величины мощности радиосигнала, поступающего на вход усилителя

## Приложение Б. Фрагменты исходных кодов разработанного в ходе исследования программного обеспечения

```
% ПЕРЕНОС УСИЛИТЕЛЬНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ
```

```
% Снимаем по точкам усилительную характеристику
```

```
% MLCQ-02 512МГц
```

```
clear all;
```

```
InPwrArr = [0.06 0.095 0.13 0.19 0.25 0.3 0.5 0.75 1 1.5 2 3 3.98 6 7.94 10.5 15.85  
24]; %mW
```

```
OutPwrArr = [1 1.5 1.8 2.5 3.5 4 5.5 6.5 8.8 12.5 17.1 23 28.6 37 44.3 52 55 57];  
%W
```

```
% Зависимость Вых/Вх мощности
```

```
plot (InPwrArr, OutPwrArr,'b-*');
```

```
ylim([0,max(OutPwrArr)+4]);
```

```
title('Усилительная характеристика MLCQ-02');
```

```
xlabel('Входная мощность mW');
```

```
ylabel('Выходная мощность W');
```

```
hold on;
```

```
% Усилительная характеристика polyfet
```

```
GainFunction_Db = 10*log10((OutPwrArr./InPwrArr)*1000);
```

```
% Пересчет входной мощности в mW --> W
```

```
InPwrArr_Watts = InPwrArr./1000;
```

```
% Расчет усредненного линейного множителя усиления
```



```

GainDB_arr = [40.93 40.85 40.72 40.6 40.5 40.37 40.2 40.15 39.95 39.85 39.47
39.07 38.63 38.32 37.98 37.17 35.94 34.77]; % Усиление в Дб
GainLn_arr = zeros(1,length(GainDB_arr));
for i = 1:length(GainDB_arr)
    GainLn_arr(i) = 10^(GainDB_arr(i)/10); % Пересчет в линейный множитель
end

% Усреднение коэффициента усиления
GainLn_avg=0;
for i = 1:length(GainDB_arr)
    GainLn_avg = GainLn_avg + GainLn_arr(i);
end
GainLn_avg = GainLn_avg/length(GainDB_arr);

%-----%
% Аппроксимация кубическим полиномом и МНК%
%-----%
ИПЗ_max = 0.015; % W
NumOfSteps = 100000;
StepSize = ИПЗ_max/NumOfSteps;% W
MNK_arr = zeros(1,NumOfSteps);
ИПЗ = 0; % W
for j=1:NumOfSteps
    ИПЗ = ИПЗ + StepSize;

    f = sqrt(3/ИПЗ);

% Преобразования в эквивалентные напряжения
%  $P = U*U/R_n \rightarrow$  Мощность усредненная  $\rightarrow P = ((0.707U)^2)/R_n = U^2/(2R_n)$ 
%  $R_n \rightarrow$  нормированная  $\rightarrow P=U^2/2 \rightarrow U=\sqrt{2P}$ 

```

```

%InVoltArr = (InPwrArr_Watts.*2).^0.5;

% Нормировка на фактор F
InPwr_Scaled = InPwrArr_Watts.*f;

% Усечение
for i = 1:length(InPwr_Scaled)
    if InPwr_Scaled(i)> 1
        InPwr_Scaled(i) = 1;
    end
end

% Применение полиномиального преобразования АМ/АМ
InPwrArr_Cubic = zeros(1,length(InPwr_Scaled));
for i = 1:length(InPwr_Scaled)
    InPwrArr_Cubic(i) = InPwr_Scaled(i) - InPwr_Scaled(i)^3/3;
end

% Перевод в абсолютные значения
CubicPwrArr = (InPwrArr_Cubic./f);

% Расчет выходного сигнала
OutPwr_model = zeros(1,length(CubicPwrArr));
for i=1:length(CubicPwrArr)
    OutPwr_model(i) = CubicPwrArr(i)*GainLn_arr(i);
end

%-----%
%Считаем МНК и сохраняем его значение в массив

```

```

%-----%

for i=1:length(OutPwr_model)
    MNK_arr(j)= MNK_arr(j)+(OutPwr_model(i)-OutPwrArr(i))^2;
end
end

%-----%
%Вычисляем усилительную характеристику с опт.
%параметрами аппроксимации
%-----%

Idx=0;
MNK_val=0;
[MNK_val,Idx]=min(MNK_arr);
ПП3_exact = Idx*StepSize;

ПП3 = ПП3_exact;

f = sqrt(3/ПП3);

% Преобразования в эквивалентные напряжения
%  $P = U \cdot U / R_n \rightarrow$  Мощность усредненная  $\rightarrow P = ((0.707U)^2) / R_n = U^2 / (2R_n)$ 
%  $R_n \rightarrow$  нормированная  $\rightarrow P = U^2 / 2 \rightarrow U = \sqrt{2P}$ 

%InVoltArr = (InPwrArr_Watts.*2).^0.5;

% Нормировка на фактор F
InPwr_Scaled = InPwrArr_Watts.*f;

```

```

% Усечение
for i = 1:length(InPwr_Scaled)
    if InPwr_Scaled(i)> 1
        InPwr_Scaled(i) = 1;
    end
end

% Применение полиномиального преобразования АМ/АМ
InPwrArr_Cubic = zeros(1,length(InPwr_Scaled));
for i = 1:length(InPwr_Scaled)
    InPwrArr_Cubic(i) = InPwr_Scaled(i) - InPwr_Scaled(i)^3/3;
end

% Перевод в абсолютные значения и преобразование в мощность
CubicPwrArr = InPwrArr_Cubic./f;

% Расчет выходного сигнала
OutPwr_model = zeros(1,length(CubicPwrArr));
for i=1:length(CubicPwrArr)
    OutPwr_model(i) = CubicPwrArr(i)*GainLn_arr(i);
end

%строим график
plot (InPwrArr,OutPwr_model);

ПРИМЕР ЗАПУСКА МОДЕЛИ ИЗ КОДА
clear all
close all

% интервал расчета
k = 13;

```

```

%шаг и величина сдвига
s = 0;
size = 1;

%количество итераций
m = k/size;

% моделируем BER
fs = 1e-4; % 1/символьная скорость
N = 1024; % кол-во символов на фрейм
EbN0 = 0;

% создаем полосу прогресса
h = waitbar(0, 'Идет расчет...');
WbarSteps = 6;
WbarProgress = 0;

Imb = 0;

for j = 1 : 8
    for i = 1 : m
        sim('Phase_Imb_QPSK_blindIQ_sim.slx'); % запуск модели в simulink
        TmpNoCmp{i} = BER_NoCmp(1,1);
        TmpCmp{i} = BER_Cmp(1,1);
        EbN0 = EbN0 + size;
    end
    i = 0;
    EbN0 = 0;
    Imb = Imb + 10;

```

```
WbarProgress = WbarProgress + 1;  
waitbar(WbarProgress / WbarSteps);
```

```
StoreNoCmp {1,j} = {TmpNoCmp};  
StoreCmp {1,j} = {TmpCmp};
```

```
end
```

```
% закрываем полосу прогресса
```

```
close(h);
```

## Приложение В. Примеры моделей телекоммуникационных систем с интегрированными алгоритмами идентификации радиосигнала в MATLAB Simulink

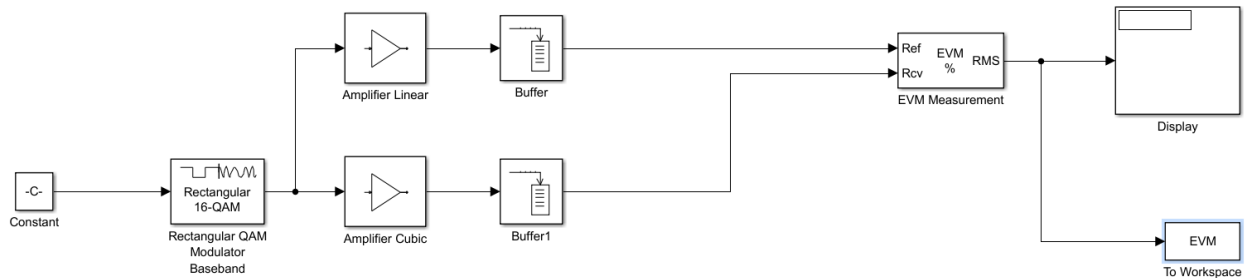


Рисунок В.1 - Модель телекоммуникационной системы, предназначенная для оценки влияния нелинейного искажения усилителя на величину вектора ошибки при передаче сигнала QAM-16

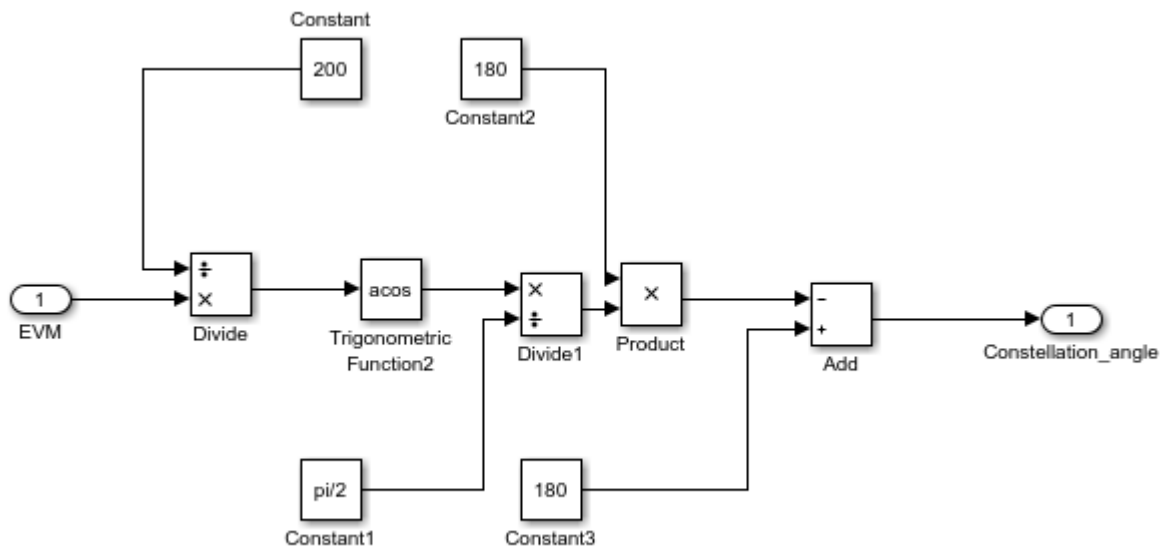


Рисунок В.2 - Фрагмент модели, реализующий вычисление угла поворота созвездия при передаче радиосигнала BPSK

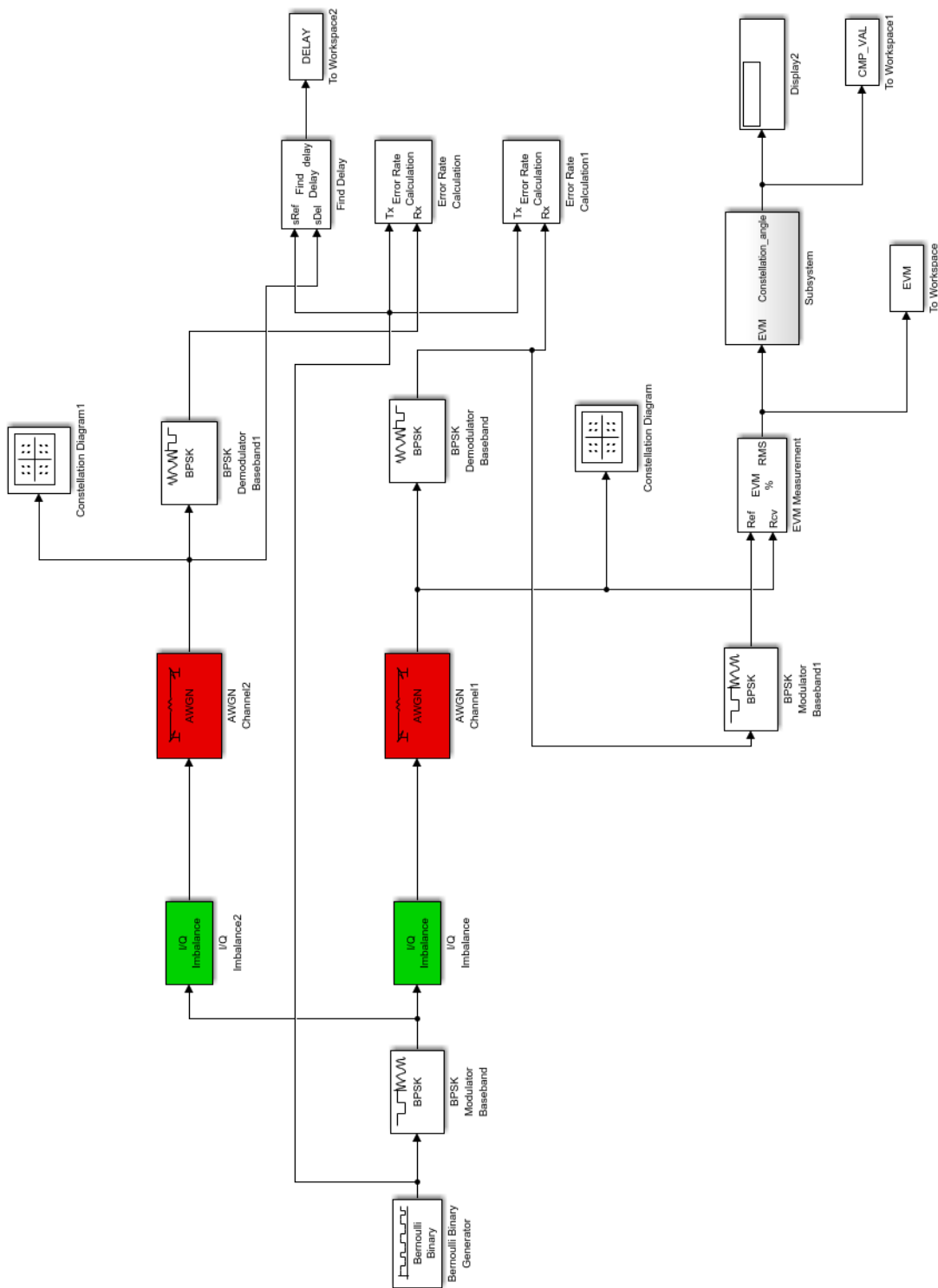


Рисунок В.3 - Модель системы передачи цифровой информации через радиоканал с системой компенсации искажения сигнала созвездия BPSK



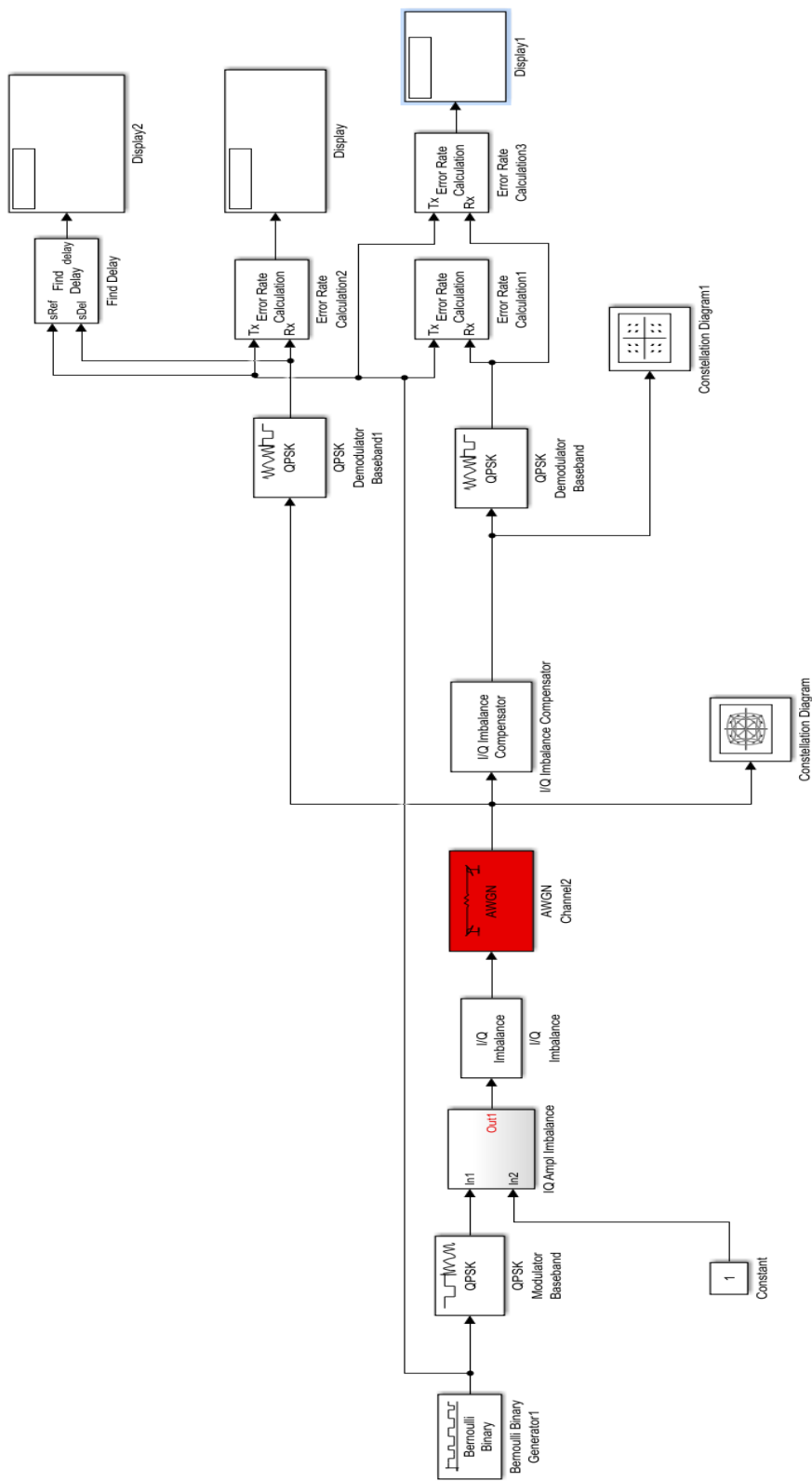


Рисунок В.4 - Модель телекоммуникационной системы, предназначенная для исследования алгоритмов идентификации искажений при передаче радиосигнала QPSK

## Приложение Г. Свидетельство, акты внедрения, дипломы

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2018660082

«RF\_calc 1.66 - программа расчета помехоустойчивости  
цифрового приемника»Правообладатели: *Кисельников Андрей Евгеньевич (RU), Приоров  
Андрей Леонидович (RU)*Авторы: *Кисельников Андрей Евгеньевич (RU),  
Приоров Андрей Леонидович (RU)*

Заявка № 2018618081

Дата поступления 23 июля 2018 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 16 августа 2018 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев




**AFTEKX**

ООО «АФТЕТИКС» ОГРН 1167627095294

«УТВЕРЖДАЮ»

Директор ООО «АФТЕТИКС»

В.Ю. Мараков

\_\_\_\_\_ 2018 г.


**АКТ**

О внедрении результатов диссертационной работы Кисельникова А.Е. на тему «Идентификация типов искажения сигналов с цифровой модуляцией на основе анализа вектора ошибок»

Комиссия в составе: председатель – заместитель директора Иванов К.А., члены комиссии – ведущий инженер Красильников Ф.Ф., ведущий программист Ремизов М.А., рассмотрев диссертацию Кисельникова А.Е. составила настоящий акт о том, что ее результаты нашли применение в разработках компании ООО «Афтетикс».

Внедрение предложенных в работе алгоритмов идентификации и компенсации искажений для сигналов с модуляцией ФМН-2 при решении задачи построения радиосети КВ диапазона дало положительные результаты. Была увеличена устойчивость сети к воздействию внешних искажений.

Предложенные в работе Кисельникова А.Е. решения позволили снизить стоимость радиотехнических компонентов, используемых в трансиверах радиосети, при сохранении заданных технических характеристик.

Председатель комиссии

Иванов К.А.

Члены комиссии:

Красильников Ф.Ф.

Ремизов М.А.

«УТВЕРЖДАЮ»

Директор ООО «Тендерленд»

А.А. Тарасов

2018 г.



## АКТ

О внедрении результатов диссертационной работы Кисельникова А.Е. на тему «Идентификация типов искажения сигналов с цифровой модуляцией на основе анализа вектора ошибок»

Комиссия в составе: председатель – ведущий программист Колпаков Е.Н., члены комиссии – программист Малков М.И., программист Тушин И.А, рассмотрев диссертацию Кисельникова А.Е. составила настоящий акт о том, что ее результаты нашли применение в разработках компании ООО «Тендерленд».

Внедрение предложенных в работе алгоритмов идентификации и компенсации искажений в беспроводных каналах связи с цифровой модуляцией позволило улучшить качество взаимодействия между персональным компьютером (ПК) и разрабатываемыми устройствами для использования виртуальной реальности (VR), за счет повышения помехоустойчивости передачи информации.

Предложенные в работе Кисельникова А.Е. решения позволили подобрать оптимальный режим работы передающих устройств, используемых при передаче информации с VR системы на ПК.

Председатель комиссии

Колпаков Е.Н.

Члены комиссии:

Малков М.И.

Тушин И.А.

«УТВЕРЖДАЮ»

Первый проректор Ярославского

государственного университета

им. П.Г. Демидова

С.А. Кащенко

01 2019 г.



## АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Кисельникова Андрея Евгеньевича на тему «Алгоритмы идентификации типа искажения радиосигналов на основе анализа вектора ошибок» в научно-исследовательские работы

Результаты диссертационной работы Кисельникова А.Е., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.13 Системы, сети и устройства телекоммуникаций, использованы в научно-исследовательских работах:

- при выполнении НИР «Совершенствование методов анализа и оценки качества сигналов в системах радиосвязи» (грант РФФИ 14-07-31335) внедрены результаты анализа работы методики идентификации типа искажения радиосигнала с модуляцией QPSK – QAM-4, позволяющей идентифицировать и различать такие искажения, как амплитудный и фазовый разбалансы квадратур;
- при выполнении НИР «Совершенствование методов обнаружения и классификации сигналов в радиосистемах связи» (грант РФФИ 16-37-00308) внедрено программное обеспечение, позволяющее проводить анализ и расчет чувствительности радиоприемного тракта, а также определять изменение чувствительности при внесении искажений для цифровых видов модуляции.

Заведующий кафедрой  
инфокоммуникаций и радиофизики,  
профессор, д.т.н.

Ю.А. Брюханов



«УТВЕРЖДАЮ»

Первый проректор Ярославского  
государственного университета

Ирина П. Демидова

С.А. Кашенко

2019 г.



внедрения результатов диссертационной работы Кисельникова Андрея Евгеньевича на тему «Алгоритмы идентификации типа искажения радиосигналов на основе анализа вектора ошибок» в учебный процесс

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой инфокоммуникаций и радиофизики, профессор, д.т.н. Брюханов Ю.А. и доцент кафедры инфокоммуникаций и радиофизики, к.т.н. Дубов М.А. составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Кисельникова А.Е. внедрены в учебный процесс на кафедре инфокоммуникаций и радиофизики физического факультета ЯрГУ (направление «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»):

- в дисциплине «Беспроводные сети связи» – алгоритм обнаружения и идентификации искажения сигнального созвездия на основе вектора ошибок для радиосигнала с модуляцией BPSK;
- в дисциплине «Цифровое телерадиовещание» – методика идентификации типа искажения радиосигнала с модуляцией QAM-16.

Заведующий кафедрой  
инфокоммуникаций и радиофизики,  
д.т.н., профессор

 Ю.А. Брюханов

Доцент кафедры инфокоммуникаций  
и радиофизики, к.т.н.

 М.А. Дубов

Москва, 28 - 30 марта 2012г.

# DSPA-2012

14-я Международная Конференция и Выставка

Цифровая Обработка  
Сигналов и ее Применение

Digital Signal Processing  
and its Applications



# ДИПЛОМ

Оргкомитет награждает

*Кисельникова Андрея Евгеньевича  
студент ЯрГУ им. П.Г.Демидова*

Председатель Оргкомитета  
Конференции DSPA-2012  
академик РАН Гуляев Ю. В.

Председатель Оргкомитета  
Выставки DSPA-2012  
Кирпичников А. П.





**ФОНД СОДЕЙСТВИЯ РАЗВИТИЮ**

малых форм предприятий в научно-технической сфере

# ДИПЛОМ

**Победитель программы “Участник молодежного научно-инновационного конкурса” (“УМНИК”)**

*Жисельников*

*Андрей Евгеньевич*

*Председатель  
Наблюдательного совета*

*И.М. Бортник*

*Генеральный директор  
Фонда содействия развитию  
малых форм предприятий  
в научно-технической сфере*

*С.Г. Поляков*





ЛУЧШЕЕ ИЗОБРЕТЕНИЕ  
ПОЛЕЗНАЯ МОДЕЛЬ  
ПРОМЫШЛЕННЫЙ ОБРАЗЕЦ  
РАЦИОНАЛИЗАТОРСКОЕ ПРЕДЛОЖЕНИЕ

# ДИПЛОМ

**участника областного конкурса**

«Лучшее изобретение, полезная модель,  
промышленный образец,  
рационализаторское предложение»

**награждается**

*Кисельников*

*Андрей Евгеньевич*

Директор департамента  
промышленной политики  
Ярославской области



О.И. Соколов

**24.06.2016**  
**Ярославль**

Москва, 27 марта - 29 марта 2019 г.

# DSPA-2019

21-я Международная Конференция  
Цифровая Обработка  
Сигналов и ее Применение

Digital Signal Processing  
and its Applications



## ДИПЛОМ

Оргкомитет награждает

**Кисельникова Андрея Евгеньевича**

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова  
инженер  
г. Ярославль

Председатель Оргкомитета  
Конференции DSPA-2019  
академик РАН Гуляев Ю. В.

Председатель международного комитета  
Конференции DSPA-2019  
Кирпичников А. П.