

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

На правах рукописи



Аль Тахар Инас Ануар

**МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ
В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ
РАЗНЕСЕНИЕМ**

Специальность:

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, профессор

Самойлов Александр Георгиевич

Владимир – 2022

Список принятых сокращений.....		5
Введение		6
Глава I.	МЕТОДЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	11
§ 1.1.	Аналитический обзор методов разнесенного приема в каналах с помехами	11
§ 1.2.	Технология ММО и ее применение в системах связи	16
§ 1.3.	Модель системы ММО	25
§ 1.4.	Постановка задачи исследования	30
Выводы по главе I		31
Глава II.	ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА ПРИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОМ КОДИРОВАНИИ СИГНАЛОВ	32
§ 2.1.	Критерии оценки помехоустойчивости приема по радиоканалам ММО	32
§ 2.2.	Алгоритмы обработки разнесенных сигналов	36
§ 2.3.	Анализ алгоритмов разнесенного приема в системах с ММО	46
§ 2.4.	Применение алгоритмов разнесенного приема в системах с ММО	51
Выводы по главе II		57
Глава III.	РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБЪЕДИНЕНИЯ СИГНАЛОВ ММО	58
§ 3.1.	Разработка и исследование алгоритма моделирования радиосигнала на входе приемника системы ММО	58
§ 3.2.	Разработка и исследование алгоритма сложения сиг-	75

	налов ММО по методу автовыбора	
§ 3.3.	Разработка и исследование алгоритма сложения сигналов ММО по методу линейного сложения.....	83
§ 3.4.	Разработка и исследование алгоритма сложения сигналов ММО по методу оптимального сложения.....	86
§ 3.5.	Разработка и исследование адаптивного алгоритма сложения сигналов ММО.....	89
§ 3.6.	Разработка методики оценки вероятности срывов связи в радиоканале ММО	92
Выводы по главе III		99
Глава IV.	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ММО	100
§ 4.1.	Разработка модели на ЭВМ для оценки эффективности обработки сигналов в системах ММО.....	100
§ 4.2.	Модель сигнала в канале разнесения, пораженного замираниями и шумом	107
§ 4.3.	Сложение сигналов ММО по методу линейного сложения	108
§ 4.4.	Разработка субоптимального метода сложения сигналов	112
§ 4.5.	Помехоустойчивость систем с ММО при различных законах распределения вероятностей замираний.....	116
Выводы к главе IV		123
Заключение	124
Список литературы	125
Приложения 1	135
Приложения 2	140
Приложения 3	143

Приложения 4	146
Приложения 5	150
Приложения 6	153

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

MIMO (Multiple Input Multiple Output) – Множественный ввод/вывод,
CSI (Channel State Information) – информации о состоянии канала,
ПВК – пространственно-временное кодирование,
QoS (Quality of Service) – качество обслуживания,
STC (Space Time Coding) – пространственно-временное кодирование,
STBC (Space Time Block Codes) – пространственно-временные блочные коды,
V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space Time) – вертикальная пространственно-временная архитектура лаборатории Белла,
H-BLAST (Horizontal Bell Labs Layered Space Time) – горизонтальная пространственно-временная архитектура лаборатории Белла,
OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) – ортогональное мультиплексирование с частотным уплотнением,
ZF (Zero Forcing) – метод обнуления,
МСКО – метод минимума среднеквадратической ошибки,
3GPP (3rd Generation Partnership Project) – партнерский проект по разработке систем 3-го поколения,
Bit Error Rate – вероятность битовой ошибки,
КАМ – квадратурная амплитудная модуляция,
ММВ (Millimeter wave Bandwidth) – диапазоне миллиметровых волн,
LDC (Linear Dispersion Codes) – Линейные дисперсионные коды,
SDMA (Spatial Division Multiplexing Access) – Пространственное мультиплексирование доступа,
BPSK (Binary phase shift keying) – двухпозиционная фазовая манипуляция,
QAM (Quadrature Amplitude Modulation) – Квадратурная амплитудная модуляция,
АБГШ – Аддитивный белый гауссовский шум.

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Отражения и рассеяние радиоволн на неоднородностях, встречающихся на линии радиосвязи, приводят к многолучевости и к интерференционным замираниям принимаемых радиосигналов. Одним из основных методов борьбы с замираниями сигналов стал разнесенный прием и развившиеся на его основе разнородное семейство методов пространственно-временного кодирования (Space-Time Coding – STC) сигналов. Применение нескольких антенн не только на приемной, а и на передающей стороне линии связи выделило методы пространственного кодирования сигналов, названные ММО (Multiple Input Multiple Output). Эти методы позволили расширить полосу пропускания радиоканала и существенно снизить вероятность ошибки.

В результате использования методов разнесения на приемники линии связи с ММО приходят сигналы в разной степени, пораженные некоррелированными замираниями и шумами. На приемной стороне таких линий связи устройства обработки должны выделять из совокупности принятых сигналов полезный сигнал с минимальной вероятностью ошибки. В Ираке большинство радиорелейных линий связи используют разнесенный прием. Однако применяемые методы обработки принимаемых сигналов справляются с этой задачей не всегда отлично, что подтверждается претензиями абонентов к операторам связи. Наблюдается противоречие между техническими возможностями методов ММО и достигаемым в настоящее время качеством обработки разнесенных сигналов. Это противоречие и определило цель и задачи настоящего исследования, направленного на изучение причин противоречия и разработку новых методов обработки разнесенных сигналов.

Степень разработанности темы. В области обработки совокупностей радиосигналов с некоррелированными, либо слабо коррелированными искажениями и шумами на первый взгляд сделано все возможное. Известно

большое количество работ отечественных и зарубежных ученых еще в прошлом веке решавших задачи сложения разнесенных и параллельных сигналов: Финк Л.М., Андронов И.С., Хворостенко Н.П., Немировский А.С., Быховский М.А., Смирнов А.А., Полушин П.А., Самойлов А.Г., Turin G.L., Bello P., Pierce J, Voelker H.B., Lindsey W.C., Brennan L.E., Alamouti S.M. и другие. Однако основанное на экспериментальных исследованиях многолучевых радиоканалов описание замираний сигналов многопараметрическими законами распределения вероятностей дают дополнительные возможности повышения качества приема цифровой информации по многолучевым радиоканалам. Это и определяет цель и задачи настоящей диссертационной работы.

Цель работы и задачи исследования. Целью диссертационной работы является разработка методов и реализующих их алгоритмов обработки принимаемых многолучевых сигналов для повышения помехоустойчивости систем связи, использующих технологии ММО.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе поочередно решаются следующие задачи:

- Анализ методов пространственно-временной обработки сигналов в радиоканалах с многолучевостью и замираниями.
- Анализ алгоритмов объединения разнесенных сигналов на приемной стороне.
- Разработка методов и реализующих их алгоритмов обработки сигналов на приемной стороне линии связи с технологией ММО.
- Разработка модели обработки сигналов, принимаемых системой радиосвязи с технологией ММО.
- Экспериментальное исследование помехоустойчивости известных и предложенных методов объединения разнесенных сигналов систем связи с технологией ММО.

Объект диссертационного исследования. Объектом исследования являются линии радиосвязи, использующие разнесенный прием и технологии ММО.

Предмет исследования. Предметом исследования являются алгоритмы и методы объединения сигналов, принимаемых системой радиосвязи с технологией ММО.

Научная новизна достигнутых результатов состоит в следующем:

1. Обоснована необходимость использования многопараметрических законов распределения вероятностей при описании интерференционных замираний, возникающих при приеме сигналов в системах ММО.

2. Предложена методика оценки вероятности срывов связи в радиоканале одного приемного устройства при достаточно общей четырехпараметрической модели замираний.

3. Разработана модель и реализующая ее программа для сравнения методов сложения разнесенных сигналов ММО.

4. Предложена и исследована новая методика субоптимального сложения разнесенных сигналов.

Практическая значимость результатов работы заключается в следующем:

1. Разработан метод субоптимального сложения сигналов ММО, обеспечивающий выигрыш от 0,2 до 1 дБ по отношению сигнал/шум по сравнению с известными методами.

2. Алгоритм субоптимального сложения сигналов обеспечивает уменьшение вероятности ошибки до 5 дБ при двух каналах разнесения ММО.

3. Для разработчиков линий связи с многолучевыми радиоканалами предложены рекомендации по необходимости добавления запаса по энергетике для противодействия глубоким многопараметрическим интерференционным замираниям.

4. Результаты работы практически использованы при разработке радиорелейных линий связи "Иракской службой по метеорологии и сейсмологии".

Методологические и теоретические основы исследования. Для решения поставленных в диссертационной работе задач использовались методы теории радиосвязи, теории передачи дискретных сообщений, теории вероятностей и математической статистики, интегрального исчисления и эмпирические методы имитационного моделирования. Имитационное моделирование выполнялось как с помощью МАТЛАБ, так и языка программирования C++.

Основные положения, выносимые на защиту.

1. Интерференционные замирания в радиоканалах с ММО бывают более глубокие, чем при описании их релеевским распределением вероятностей, что требует увеличения бюджета энергопотенциала (в зависимости от требований к каналу) при расчетах линий связи, работающих в многолучевых радиоканалах.

2. Предложенный субоптимальный алгоритм сложения сигналов обеспечивает выигрыш до 5 дБ по критерию вероятность ошибки по сравнению с линейными методами сложения и автовыбором.

Степень достоверности и апробация полученных результатов.

Достоверность результатов диссертации подтверждается корректным использованием математического аппарата, результатами имитационного моделирования, публикациями результатов в известных рецензируемых журналах, а также обсуждением их на конференциях и семинарах. Достоверность подтверждается внедрением результатов работы в Ираке и в России, что отражено соответствующими актами.

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих международных и российских конференциях: Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии, Владимир; Systems of signals generating and processing in the field of on board communications, Moscow; Физика, техника и технологии сложных систем, Ярославль; Aerospace-III: Advanced Technolo-

gies in Aerospace, Engineering and Automation, Krasnoyarsk; Interference Compensator for Communication Systems with Space-Time Coding, IEEE № 51389 Moscow; Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем, Серпухов; Перспективные технологии в средствах передачи информации, Владимир.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 18 научных работ, из них: 3 статьи в рецензируемых научных журналах, рекомендованных ВАК Минобрнауки России, 7 статей в изданиях, индексируемых в международных базах данных, 8 в материалах научных конференций, одно свидетельство о регистрации программы ЭВМ.

Соответствие специальности. Содержание диссертации соответствует пунктам 4, 12 и 14 паспорта специальности 2.2.15 - Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

Личный вклад автора. Основные результаты выполненного исследования получены автором самостоятельно. В работах, опубликованных в соавторстве, автор лично ставил и решал задачи, проводил анализ литературы, выполнял имитационное моделирование и обобщал полученные результаты.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав с выводами по каждой главе, заключения, списка литературы и 6 приложений. Общий объем диссертационной работы 153 страницы, из них основного текста 134 страниц, в том числе рисунков 56, таблиц 7.

Глава I. МЕТОДЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

1.1. Аналитический обзор методов разнесенного приема в каналах с помехами

Для борьбы с замираниями сигналов, возникающими из-за многолучевого распространения, используют методы разнесения сигнала. Конкретный метод разнесения при передаче информации выбирают таким образом, чтобы вероятность корреляции замираний в разных лучах разнесения была минимальной. В зависимости от характера замираний сигналов в канале связи могут использоваться следующие методы разнесенного приема:

1. Разнесение в пространстве. При этом требуется несколько антенн на одном или на обоих концах линии связи. Расстояние между антеннами выбирается больше, чем 10λ , чтобы интерференционные замирания сигнала в лучах разнесения были некоррелированные.

2. Разнесение по поляризации. Метод реализуют, передавая информацию с помощью ортогонально-поляризованных радиоволн, либо разнося антенны передатчиков в пространстве, или используя одну антенну передатчика с двумя облучателями разной поляризации.

3. Разнесение во времени. При этом информация многократно передается в разные временные интервалы (как показано на рис.1.1а), превышающие время когерентности замираний. Повтор передачи информации используют не часто и обычно при критической помеховой обстановке в канале связи.

4. Разнесение по частоте. Информация передается на различных частотах (как показано на рис. 1.1б), удаленных друг от друга со сдвигом по частоте, превышающим время когерентности замираний.

5. Комбинированные методы разнесенного приема. В этом случае в разнесенном приеме участвует сразу несколько различных методов разнесения.

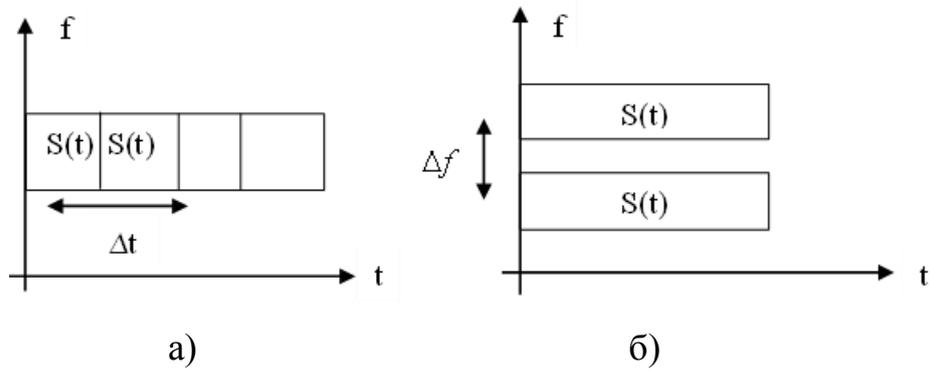


Рисунок 1.1: а) разнесение во времени; б) разнесение по частоте

Разнесение по пространству имеет несколько разновидностей. Различают системы связи с одной передающей антенной и несколькими приёмными антеннами (SIMO) и системы связи с несколькими передающими антеннами при одной приёмной антенне (MISO).

Естественным обобщением систем SIMO и MISO являются системы связи, в которых используется несколько передающих антенн и несколько приёмных антенн [1]. Такие системы известны под названием MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output). На рисунки 1.2, 1.3, схематично и картинке показаны возможные конфигурации много антенных систем.

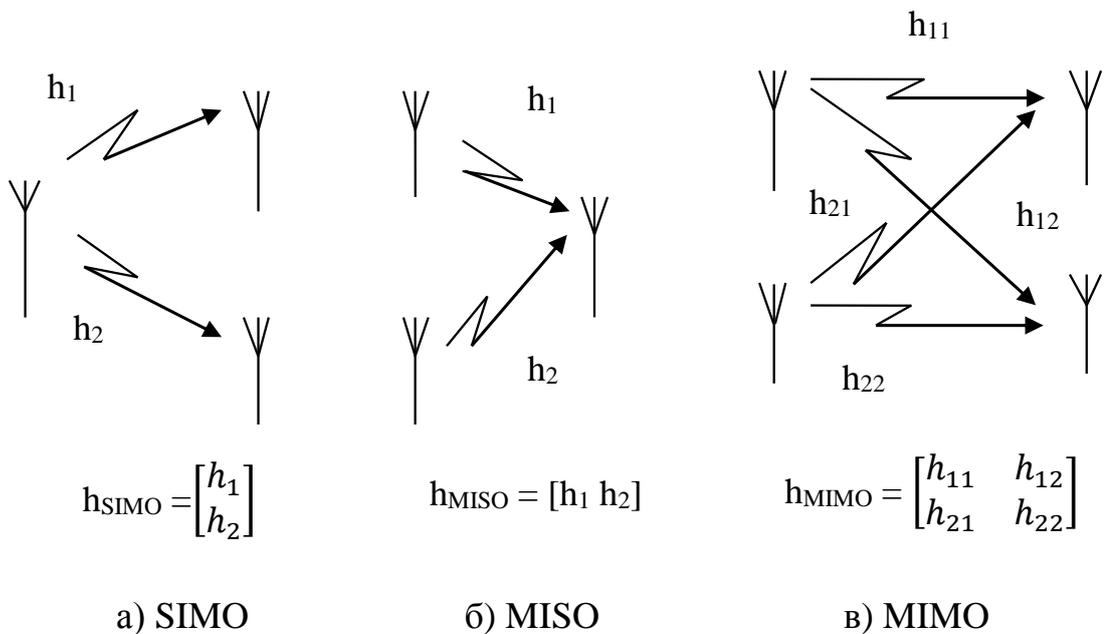


Рисунок 1.2. Примеры различных конфигураций методов разнесенного приема

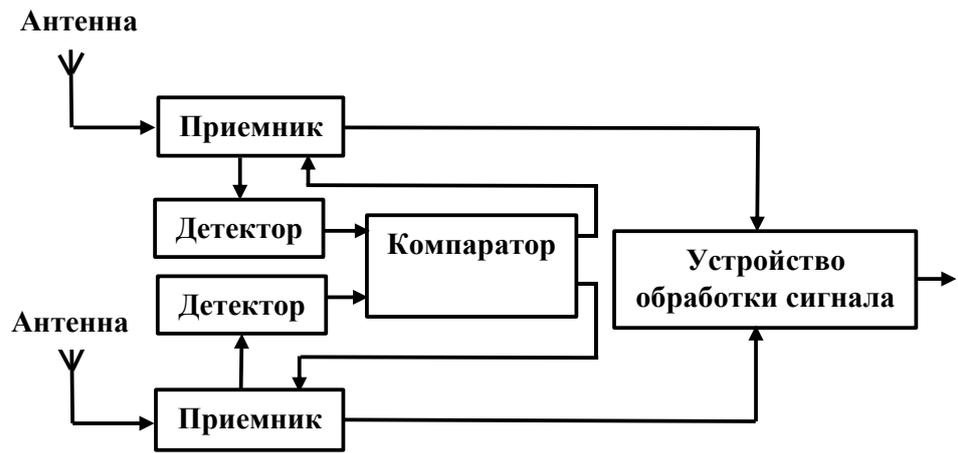


Рисунок 1.3. Радиостанции дальней тропосферной связи Р-410, использующие режим ММО

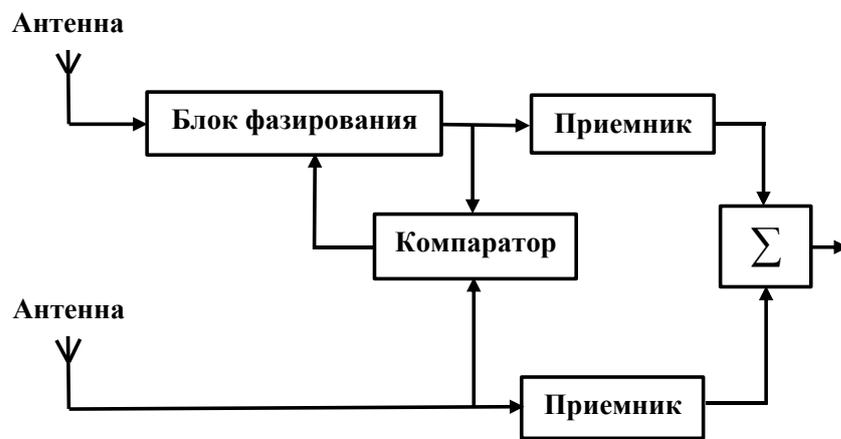
В системах разнесённого приёма применяются разные методы комбинирования некоррелированных сигналов, такие как оптимальное сложение, сложения с равными весами, автовыбор по критерию максимального отношения сигнал/помеха. Структурные схемы, реализующие эти методы, показаны на рисунке 1.4.

При идеальной реализации метод оптимального сложения обеспечивает максимальное улучшение характеристик помехоустойчивости. Однако для него требуются блоки фазирования, весовой обработки и сложения (рис. 1.4а). Структурная схема метода сложения с равными весами отличается отсутствием блоков весовой обработки (рис. 1.4б).

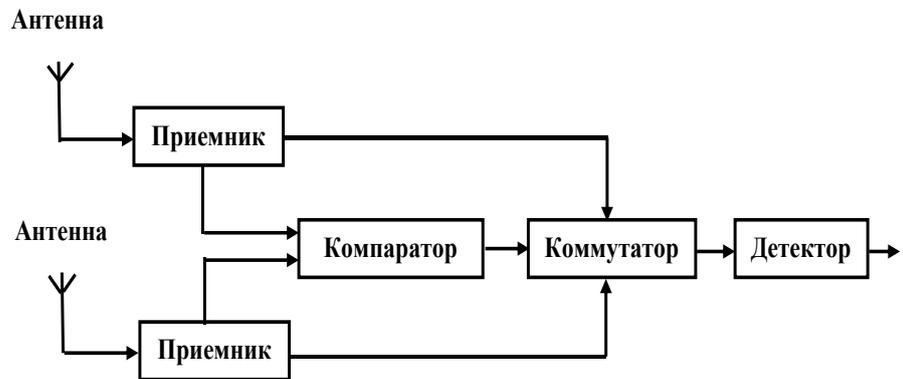
Недостаток метода помехи и шум, содержащиеся в зашумлённых ветвях, могут суммироваться с чистыми сигналами ветвей разнесения, не содержащими помех. Метод автовыбора (рис. 1.4в) предполагает выбор наилучшей ветви разнесения по максимуму принимаемого сигнала (минимуму вероятности ошибки на бит).



а)



б)



в)

Рисунок 1.4. Структурная схема методов комбинирования сигналов при разнесенном приёме: а) оптимальное сложение; б) сложение с равными весами; в) автовыбор

Недостаток метода заключается в том, что при его реализации необходимо иметь блоки фазирования и высокоскоростные ключи в приёмных каналах. Недостатками разнесённого приема является то, что требуется несколько антенн и приемных устройств, а также большая часть вычислительной нагрузки приходится на приемник, что требует дополнительной энергии, а это критично для мобильных абонентов. Для борьбы с этим недостатком используют методы пространственно-временного кодирования (ПВК) на передающей стороне, которые требуют линейную обработку для декодирования на стороне приемника. Для уменьшения вычислительной сложности используют пространственно-временные дифференциальные коды, которые не требуют информации о состоянии канала (CSI-channel state information) приёмной стороне [2,3].

1.2. Технология MIMO и ее применение в системах связи

Высокие требования к беспроводной системе для высоких скоростей передачи данных и повышения качества обслуживания (QoS-Quality of Service) определили активное исследование технологии MIMO [4]. Технологии MIMO могут быть разделены на две категории. Во-первых, несколько антенн могут быть использованы для повышения мощности сигнала в точке приема при максимизации пространственного разнесения. Такие технологии широко используются, например, пространственно-временное кодирование (STC). Второй тип использует многоуровневый пространственно-временной подход для передачи нескольких независимых потоков данных, через антенны для увеличения пропускной способности каналов связи. Такой метод называется пространственным мультиплексированием, а его схема показана на рисунке 1.5.

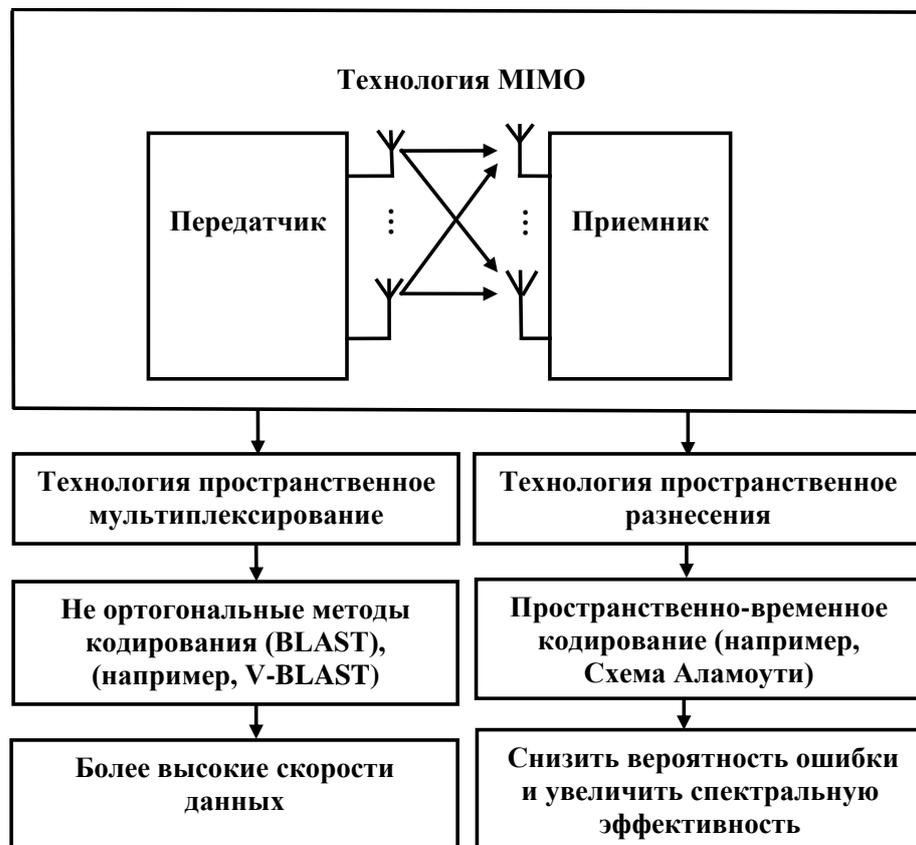


Рисунок 1.5. Преимущества технологии MIMO для беспроводной связи

Наиболее важной проблемой в современной высокоскоростной системе передачи дискретных сообщений является повышение качества обслуживания пользователя при увеличении скорости передачи информации, за счет уменьшения вероятности ошибки передачи данных. Поэтому в технологиях ММО используют пространственно-временное кодирование (ПВК). Использование ММО систем и соответствующих методов пространственно-временной обработки (кодирования и декодирования) сигналов на передающей и на приемной сторонах линии связи дает возможность эффективно бороться с замираниями сигналов и значительно увеличить скорость передачи данных.

В настоящее время развивается и используется направление пространственной обработки сигналов для создания новых технологий в беспроводных системах связи, использующих много антенн. Принцип заключается в том, что передача информации осуществляется одновременно с разнесением по пространству (например, через две разнесённых в пространстве антенны) и по времени (в течение двух тактовых интервалов). Одной из первых и наиболее простых схем пространственной обработки сигналов стала схема, предложенная Аламоути [5, 6].

Схема Аламоути простая, но содержит весьма эффективный комплекс ортогонального пространственно-временного кодирования для двух передающих антенн [5]. Пространственно-временная матрица, соответствующая схеме Аламоути, имеет вид:

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Это означает, что передача информации осуществляется одновременно в пространстве (через две разнесённых в пространстве антенны) и во времени

(в течение двух тактовых интервалов), т. е. мы имеем дело с процессом пространственно-временного кодирования.

Структурная схема пространственно-временного кодера, использующего схему Аламоути, показана на рисунке 1.6. На каждом временном интервале два комплексных информационных символа x_1 , и x_2 одновременно передаются через антенны 1, и 2. На первом временном интервале символ x_1 передается через антенну 1, и одновременно символ x_2 передается через антенну 2. На втором временном интервале символ $-x_2^*$ передается через антенну 1, и одновременно символ x_1^* передается через антенну 2, как показано в таблице 1.1. Далее процесс передачи следующих символов повторяется.

Таблица 1.1

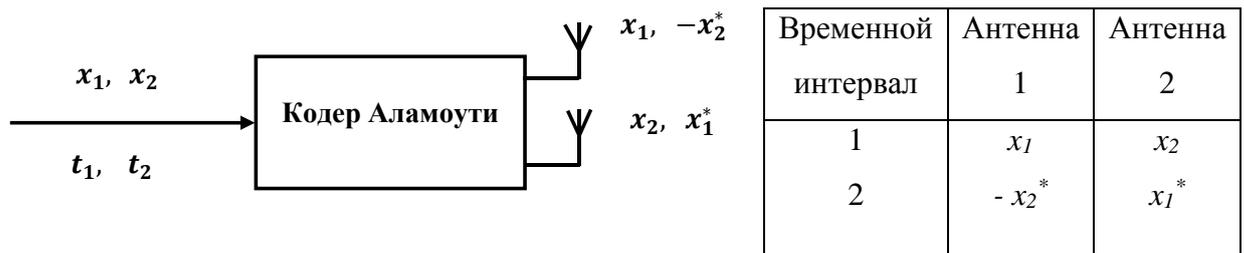


Рисунок 1.6. Кодер

Матрица канала для двух N_t передающих антенн, N_r приемных антенн может быть представлена через соответствующие передаточные характеристики канала следующим образом:

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ \vdots & \vdots \\ h_{Nr1} & h_{Nr2} \end{bmatrix}. \quad (1.2)$$

В области пространственно-временного кодирования для приложений MIMO развиты эффективные методы обработки сигналов:

- пространственно-временные решетчатые коды (STTC - Space-Time Trellis Codes);
- пространственно-временные блочные коды (STBC - Space-Time Block Codes);
- пространственно-временные турбо коды (STTTC - Space-Time Turbo Trellis Codes);
- многоуровневые пространственно-временные коды (LSTC - Layered Space-Time Codes).

При кодировании вводится избыточность, которая позволяет снизить вероятность ошибки и увеличить спектральную эффективность системы связи.

Пространственное мультиплексирование (ПМ) - пространственное мультиплексирование представляет технология передачи в системах MIMO для передачи независимых и отдельно кодированных потоков данных от каждой из передающих антенн N_t . Простым примером пространственного мультиплексирования является случай, когда вход мультиплексируется в N_t отдельных потоков с использованием последовательно-параллельного (P/S) преобразователя, и каждый поток передается от независимой антенны. В таких системах, также известных как архитектура пространственно-временного многоуровневого кодирования Белла (BLAST-Bell Labs layered space-time), которая получила название вертикальной BLAST или V-BLAST [7-9].

Входной поток данных сначала мультиплексируется в N_t параллельных под потоков. Каждый под поток содержит данные для передачи из одной передающей антенны. Данные сначала кодируются канальным кодером, а затем перемежителем в блоке перемежения. Кодирование применяется горизонтально для каждого под потока и BLAST позже был назван горизонтальное пространственно-временное многоуровневое кодирование Белла (H-BLAST). Данные модулируются обычно с использованием модуляции OFDM. Сигналы с выходов модуляторов OFDM передаются одновременно с передающих

антенн N_t , и приходят на приемных антенн N_r . В приемнике на каждой приемной антенне наблюдается суперпозиция передаваемых сигналов. Принятые данные на каждой приемной антенне сначала демодулируют с использованием демодулятора OFDM. После демодуляции каждый подканал OFDM обрабатывается индивидуально. Структура этой системы показана на рисунке 1. 7.

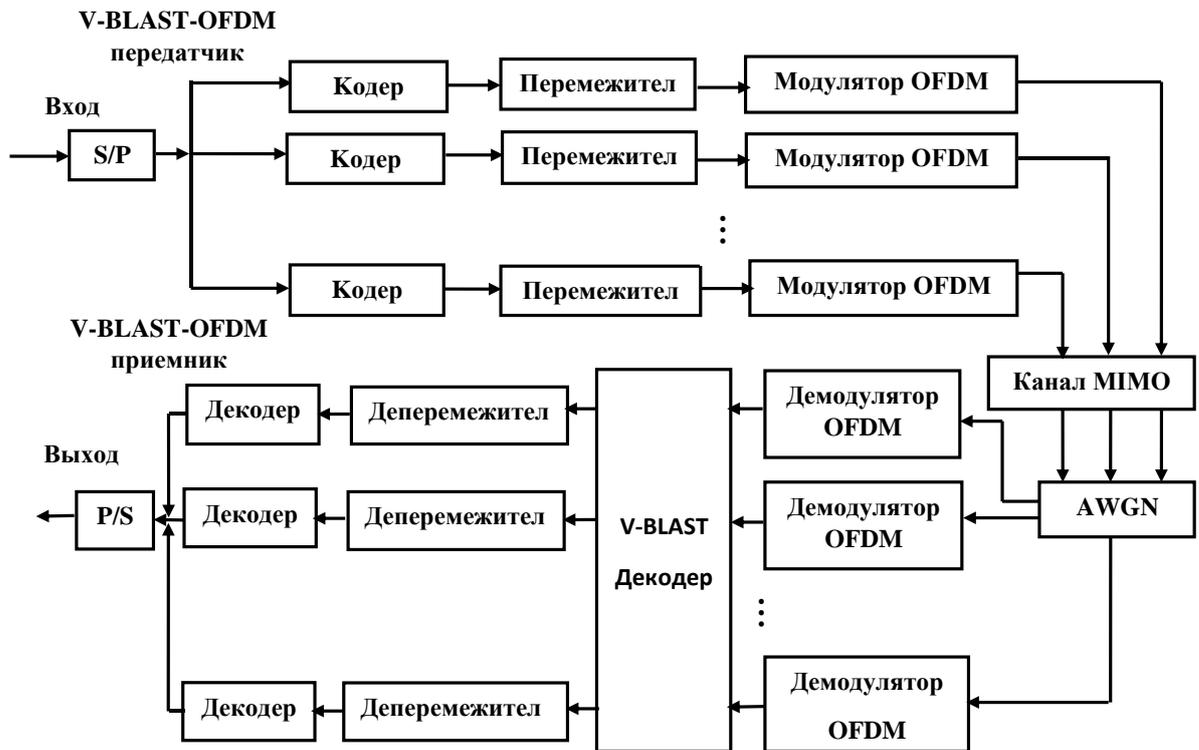


Рисунок 1.7. Структура системы беспроводной связи, использующей архитектуру V-BLAST

Пространственное мультиплексирование достигается с использованием концепции, называемой многоуровневым пространственно-временным кодированием. Типы кодов включают в следующие конкретные схемы:

- Пространственно-временное кодирование (BLAST— Bell Layered Space- Time):
 - а) Вертикальное BLAST (V-BLAST — Vertical Bell Layered Space - Time);

б) Горизонтальное BLAST (H-BLAST — Horizontal Bell Layered Space Time);

с) Диагональное BLAST (D-BLAST— Diagonal Bell Layered Space-Time);

- Мульти-группа пространственно-временное кодирование (MGSTC — Multi-Group Space-Time Coding);

- Резьбовое пространственно-временное кодирование (TSTC— Threaded Space-Time Coding).

Тип используемого алгоритма декодирования является важным фактором для кодирования. В области пространственное мультиплексирование кодирования для приложений MIMO:

- обнуления (ZF – Zero Forcing);

- обнуления с подавлением помех (ZF-IC— Zero Forcing with Interference Cancellation);

- линейная минимума среднеквадратической ошибки (LMMSE — Linear Minimum Mean Square Error estimation);

- LMMSE с подавлением помех (LMMSE-IC—LMMSE with Interference Cancellation).

В системах MIMO может быть реализовано как пространственное разнесение на приёме, так и пространственное разнесение на передаче. Это позволяет увеличить полосу пропускания канала, когда для передачи данных используются две и более антенны и такое же количество антенн для приёма.

Передающие и приёмные антенны разносят настолько, чтобы достичь минимального взаимного влияния друг на друга между соседними антеннами. Фактически MIMO позволяет в одном частотном диапазоне и заданном частотном коридоре передавать больше данных, т.е. увеличить скорость передачи информации, или увеличить качество передачи информации, то есть снизить вероятность ошибки. Совместное использование эффектов простран-

ственного разнесения, пространственного мультиплексирования и формирования луча диаграммы направленности позволяет [10]:

- повысить помехоустойчивость системы (уменьшить вероятность ошибки);
- повысить скорость передачи информации в системе;
- увеличить зону покрытия;
- уменьшить требуемую мощность передатчика.

Основные преимущества систем MIMO позволяют бороться либо с эффектом замирания сигнала, либо используются для повышения пропускной способности. Кроме того, пространственное кодирование MIMO позволяет передать различные информационные потоки по разным передающим антеннам, но на одной несущей частоте. Поэтому MIMO используется, например, для передачи данных мобильным станциям, которые находятся в хороших радио условиях. MISO и SIMO используются для передачи данных радиостанциям, которые находятся в более плохих радио условиях. Для того, чтобы повысить скорость передачи данных в случае с MIMO входной поток данных разбивают на несколько потоков, каждый из которых независимо передается с отдельной антенны [11,12].

Из-за того, что используется общий канал, каждая антенна на приемнике получает сигнал, не только предназначенный для нее (сплошные линии на рисунке 1.8), но и все сигналы, предназначенные другим антеннам (прерывистые линии на рисунке 1.8). Если известна матрица передачи, то влияние сигналов, предназначенных для других антенн, можно вычислить и минимизировать.

Количество независимых потоков данных, которые могут одновременно передаваться, зависит от количества используемых антенн. Если количество передающих и приемных антенн одинаково, то количество независимых потоков данных равно или меньше количества антенн. Например, в случае MIMO 4x4 количество независимых потоков данных может быть 4 или

меньше. Если же количество передающих и приемных антенн не одинаково, то количество независимых потоков данных равно минимальному количеству антенн или меньше. Например, в случае MIMO 4x2 количество независимых потоков данных может быть 2 или меньше. Для вычисления максимальной пропускной способности в случае использования MIMO применяется следующая формула:

$$C = M B \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \right), \quad (1.3)$$

где C – пропускная способность канала; M – количество независимых потоков данных; B – ширина канала; ρ – отношение сигнал/шум (SNR – Signal-to-Noise Ratio).

В зависимости от количества пользователей, которым одновременно осуществляется передача данных, можно выделить следующие варианты:

- Схемы однопользовательского MIMO (SU-MIMO) - когда технология MIMO используется для передачи данных одному пользователю, то есть все потоки данных адресованы одному и тому же пользователю.

- Многопользовательские системы MIMO (MU-MIMO) - когда технология MIMO используется для передачи данных нескольким пользователям одновременно, то есть, когда независимые потоки данных адресованы разным пользователям. Ниже на рисунке 1.8, приводится пример MU-MIMO для случая сигналов на входе K приёмников абонентских станций (каждая абонентская станция имеет одну антенну) [13].

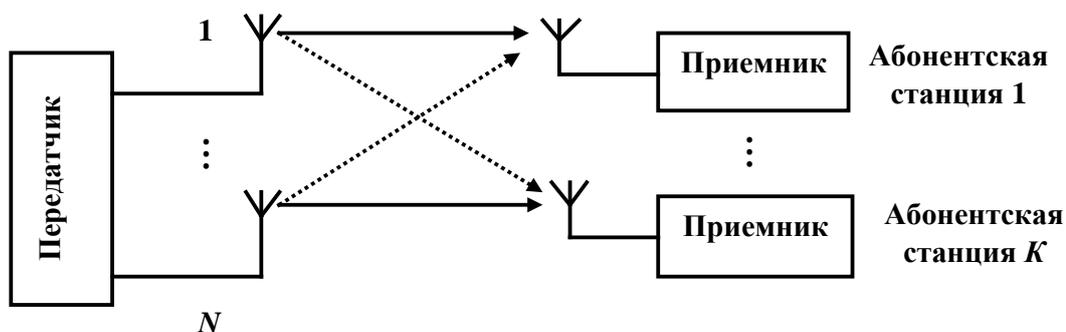


Рисунок 1.8. Многопользовательская система MIMO

Системы MIMO отличаются от традиционных фазированных антенных решеток (ФАР) тем, что каждый элемент антенной решетки (АР) MIMO имеет свою собственную нагрузку, в то время как в обычной ФАР все нагружено на одну общую нагрузку. При этом количество элементов АР на приемной и передающей стороне может отличаться.

Использование технологии MIMO предусматривается во всех современных системах беспроводного широкополосного доступа, включая LTE, UMTS, WiMax и Wi-Fi. Реализация технологии варьируется от стандарта к стандарту, однако терминология в соответствующих спецификациях 3GPP и IEEE различается. MIMO был принят во многих беспроводных стандартах, таких как IEEE 802.11n-это системы типа точка/ многоточка и WiFi при создании локальной вычислительной сетей.

MIMO-OFDM был принят в нескольких беспроводных стандартах (IEEE 802.16), например, для широкополосного мобильного стандарта WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access). Технология MIMO используется для всех 4G-систем мобильной связи. Большие возможности ее использования для будущих беспроводных систем, таких как массивная MIMO (Massive-MIMO) и миллиметровая связь.

Пропускная способность канала и усиление уменьшаются по мере увеличения пространственной корреляции между элементами антенны. Расстояние между антеннами должно быть достаточным, чтобы уменьшить пространственную корреляцию.

1.3. Модель системы MIMO

Схемотехнически система передачи данных на основе системы MIMO представлена на рисунке 1.9, на котором показаны передаточные коэффициенты между парами передающих и приемных антенн. На этом рисунке показаны модель системы MIMO между передающей антенной и приемной антенной [14].

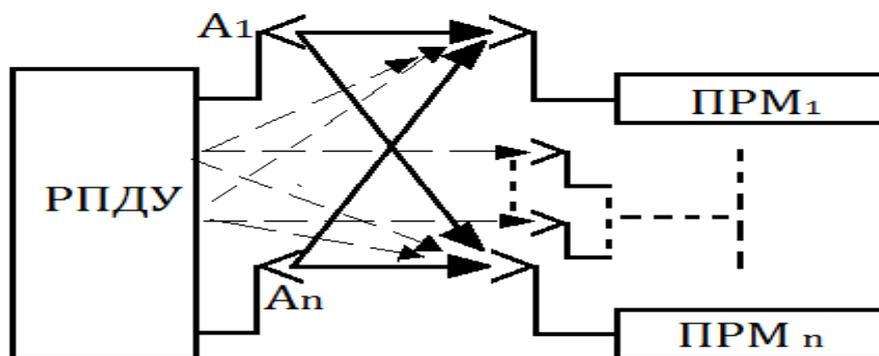


Рисунок 1.9. Структурная схема системы MIMO (РПДУ - радиопередающее устройство, ПРМ - приемные устройства)

Матрица коэффициентов может быть представлена моделью дискретного времени следующим образом [15].

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \dots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

В упрощенном виде выше представленную формулу (1.4) можно записать в виде

$$\mathbf{s} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (1.5)$$

где \mathbf{s} – приемной сигнал; \mathbf{x} – переданный сигнал; \mathbf{n} – вектор шума каналов приемника; \mathbf{H} – комплексные коэффициентов матрицы канала, размерностью $N_r \times N_t$. Компонент h_{ij} этой матрицы есть комплексный множитель канала (комплексный коэффициент передачи канала) между j -й передающей антенной и i -й приёмной антенной. Строки матрицы канала представляют общую модель системы ММО с передающими антеннами N_t , и приемными антеннами N_r .

Также необходимо отметить, что каждый коэффициент, входящий в состав матрицы канала, может состоять из нескольких компонент, количество которых зависит от количества путей, по которым сигнал распространяется от передатчика к приемнику. При этом оценка матрицы канала учитывает не только характеристики самого канала, но и характеристики антенны и приемного тракта. Линейный приемник ММО воспринимает все передаваемые сигналы как источники помех за исключением требуемого потока от интересующей передающей антенны. Стандартные методы линейного обнаружения включают метод форсирования нуля (обнуления, англ. zero forcing, ZF), и метод минимума среднеквадратической ошибки (МСКО).

Метод обнуления (ZF – Zero Forcing) - представляет собой линейный детектор, который восстанавливает передаваемый сигнал путем умножения принятого сигнала s на инверсную матрицу канала \mathbf{H}^{-1} , что приводит к аннулированию помеховой составляющей от других передающих антенн. Несмотря на простоту реализации этого метода, аддитивный шум в канале связи сильно влияет на инверсию матрицы, что может привести к увеличению шумов. Результат ошибки, возникающий при инверсии, приводит к ошибке оценки входных сигналов. Приемник ZF оценивает принятый сигнал, путем минимизации функции $J_{ZF}(X) = \|\mathbf{S} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2$. Дифференцируя данное выражение по \mathbf{X} и приравнивая производную к нулю, получаем оценку передаваемого сигнала [15].

$$\mathbf{X}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{S} + \mathbf{N}_{ZF}, \quad (1.6)$$

$(\cdot)^H$ – операция Эрмитова сопряжения; $(\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^H$ – псевдо обратная матрица; N_{ZF} – шум после декодирования.

Если количество приемных и передающих антенн одинаково, то выражение (1.6) упрощается

$$X_{ZF} = \mathbf{H}^{-1}S + N_{ZF}. \quad (1.7)$$

Метод минимума среднеквадратической ошибки. Приемник, использующий в качестве критерия минимум среднеквадратической ошибки (МСО), минимизирует ошибку передаваемых символов путем обеспечения минимума среднеквадратической ошибки выражения

$$J_{MMSE} = |\hat{X} - X|^2, \quad (1.8)$$

где \hat{X} – оценка передаваемого сигнала. Если представить $\hat{X} = \mathbf{H}^{-1}S$, то выражение (1.8) можно переписать в следующем виде

$$J_{MMSE}(\mathbf{H}) = (\mathbf{H}S - X)(\mathbf{H}S - X)^H. \quad (1.9)$$

Для нахождения минимума значения функции (1.9) найдем производную этого выражения по \mathbf{H} и приравняем ее к нулю [15]. В результате оценка передаваемого сигнала по критерию МСО будет описываться так:

$$\hat{X}_{MMSE} = \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1}S + N_{MMSE}, \quad (1.10)$$

где σ_n – СКО шума.

Пропускная способность системы связи определяет максимальную скорость передачи информации, при которой обеспечивается сколь угодно

малая вероятность ошибки. По сравнению традиционными системами связи с одной антенной, пропускная способность канала с передающими N_t , и приемными N_r антеннами может быть увеличена на коэффициент $\min(N_t, N_r)$ без использования дополнительной мощности передачи или спектральной ширины полосы [16,17].

Из-за высоких скоростей передачи данных такие системы успешно развернуты для сетей широкополосных беспроводного доступа (например, Mobile WiMAX) [18]. Технические несколько антенных систем можно классифицировать как: пространственное разнесение, или пространственное мультиплексирование [19].

Представим сигналы входа и выхода канала случайными переменными \mathbf{x} , \mathbf{s} . По определению пропускная способность канала связи может быть записана в следующей форме [20,21]:

$$C = \max_{f(\mathbf{x})} I(\mathbf{x}; \mathbf{s}), \quad (1.11)$$

где $f(\mathbf{x})$ — является функцией плотности вероятности вектора сигнала передачи \mathbf{x} ; $I(\mathbf{x}; \mathbf{s})$ — взаимная информация случайных векторов \mathbf{x} , \mathbf{s} .

Для каналов связи с замираниями различают понятия средней пропускной способности и гарантированной пропускной способности.

- Средняя пропускная способность канала связи MIMO есть результат усреднения скорости передачи информации по возможным распределениям элементов матрицы канала [20].

- Гарантированная пропускная способность — это пропускная способность, которая имеет место при заданном уровне надежности канала. Более точно, гарантированная пропускная способность уровня $p\%$ — это скорость передачи информации по каналу связи, которая гарантируется для $(100 - p)\%$ реализаций матрицы канала, т.е. $P \{C \leq C_{\text{гарант}}\} = p\%$ [22].

Рассмотрим влияние пространственной корреляции замираний на пропускную способность канала связи ММО, поскольку в реальных системах беспроводной связи, как правило, есть пространственная корреляция замираний между сигналами в различных антеннах. Пространственная корреляция замираний обычно вызывается близким расположением между собой антенн (ближе, чем несколько десятков длин волн). Матрица корреляций беспроводного канала может быть описана выражением [6].

$$\mathbf{H}_{cor}(\tau, t) = \mathbf{R}_{rx}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}(\tau, t) \mathbf{R}_{tx}^{\frac{1}{2}}, \quad (1.12)$$

где $\mathbf{H}(\tau, t)$ – некоррелированная матрица канала; \mathbf{R}_{rx} , \mathbf{R}_{tx} – корреляционные матрицы на передающей и приемной стороне соответственно.

Выражение для спектральной эффективности канала связи ММО с пространственной корреляцией может быть получено путем подстановки (1.12) в (1.13)

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \right\} \text{бит/с/Гц.} \quad (1.13)$$

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{R}_{rx}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H} \mathbf{R}_{tx}^{\frac{1}{2}} \left(\mathbf{R}_{rx}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H} \mathbf{R}_{tx}^{\frac{1}{2}} \right)^H \right) \right] \right\} \text{бит/с/Гц.} \quad (1.14)$$

Предположим, что $N_t = N_r = N$, а матрицы корреляции приема и передачи имеют полный ранг. При высоком соотношении сигнал/шум, пропускная способность канала ММО может быть записана в виде [23].

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\frac{\rho}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] + \log_2 [\det(\mathbf{R}_{rx})] + \log_2 [\det(\mathbf{R}_{tx})] \right\} \text{бит/с/Гц.} \quad (1.15)$$

Из (1.14) видно, что корреляция в передатчике или приемнике оказывает аналогичное влияние на пропускную способность системы ММО.

1.4. Постановка задачи исследования

Повышения эффективности систем радиосвязи с помощью методов разнесения и пространственно-временной обработки сигналов возможно при использовании технологии ММО. В целях повышения помехоустойчивости это требует разработки одних алгоритмов сложения сигналов принимаемых сигналов, а при повышении скорости передачи информации других. И в том и другом случае необходимо распределять информационный поток между антеннами на передающей стороне линии связи и обрабатывать пришедшие на приемные антенны передаваемые сигналы.

Целью диссертационного исследования является исследование и разработка методов и реализующих их алгоритмов обработки многолучевых сигналов для повышения помехоустойчивости систем связи, использующих технологии ММО.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе поочередно решаются следующие задачи:

- Анализ методов пространственно-временной обработки сигналов в радиоканалах с многолучевостью и замираниями.
- Анализ алгоритмов объединения разнесенных сигналов на приемной стороне.
- Разработка методов и реализующих их алгоритмов обработки сигналов на приемной стороне линии связи с технологией ММО.
- Разработка модели обработки сигналов, принимаемых системой радиосвязи с технологией ММО.
- Экспериментальное исследование помехоустойчивости известных и предложенных методов объединения разнесенных сигналов систем связи с технологией ММО

Выводы по главе 1.

1. Проведен краткий обзор методов разнесения сигналов в системах радиосвязи.
2. Рассмотрена технология MIMO и варианты ее практического применения SIMO, MISO, V-BLAST, H-BLAST.
3. Показано, что пространственная корреляция разнесенных сигналов, как на передающей, так и на приемной сторонах линии связи, является одной из причин снижения пропускной способности системы.
4. Поставлена цель исследования, заключающаяся в разработке методов и реализующих их алгоритмов обработки сигналов на приемной стороне линии связи с технологией MIMO.
5. Сформулированы основные задачи для достижения поставленной цели исследования.

Глава II. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА ПРИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОМ КОДИРОВАНИИ СИГНАЛОВ

2.1. Критерии оценки помехоустойчивости приема по радиоканалам ММО

В аналоговых системах связи используют в качестве ключевого показателя эффективности качества передачи информации отношение энергии сигнала к мощности шума (С/Ш). В цифровой связи, для анализа качества передачи информации используют скорость возникновения битовой ошибки (BER— Bit Error Rate). Это основные критерии оценки помехоустойчивости приема, но есть и другие, а именно:

- помехоустойчивость;
- вероятность перерывов (срыва) связи;
- минимум вероятности ошибки (P_b);
- максимум отношения средней мощности сигнала к средней мощности помехи (С/П);
- максимум скорости передачи информации;
- среднюю длительность отключений (перерывов связи).

Рассмотрим эти критерии.

Помехоустойчивость — это один из основных показателей качества современных систем связи. Помехоустойчивостью называется способность системы выполнять свои функции при действии помех. Для повышения помехоустойчивости приема используют различные методы, например, алгоритмы компенсации помех, адаптивную пространственно-временную обработку сигналов в приемнике, методы разнесения и много других методов. Целью этих методов является достижение выигрыша в помехозащищенности.

Минимум P_b — это вероятность появления принятых ошибочно битов потока данных канала связи, которые исказились из-за разных причин,

например, шума в канале передачи, ослабления уровня сигнала из-за замираний при распространении по каналу или из-за проблем синхронизации и интерференции. Причина трудностей в оценке среднего P_b заключается в том, что P_b , как правило, является нелинейной функцией отношения С/Ш, зависящей от схем модуляции и обнаружения, используемых системой. Но это также может быть улучшено, например, за счет исправления ошибок методами помехоустойчивого кодирования [24,25].

В табл. 2.1, приведены выражения для оценки P_b для наиболее известных схем модуляции двоичных сигналов, а функция $Q(x)$, которая называется гауссовым интегралом ошибок, определяется следующим образом:

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx. \quad (2.1)$$

Интеграл ошибок часто применяется для описания вероятности ошибок при гауссовом шуме. Это выражение используют также для анализа каналов с шумом и замираниями [26].

Таблица 2.1 [23].

Модуляция	P_b
PSK (когерентное детектирование)	$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
DPSK (дифференциальное когерентное детектирование)	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$
Ортогональная FSK (когерентное детектирование)	$Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$
Ортогональная FSK (некогерентное детектирование)	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$

В таблице приняты следующие обозначения:

E_b – энергия одного бита цифровой последовательности;

N_0 – спектральная плотность мощности шума;

$Q(\cdot)$ – функция плотности вероятности.

Максимум отношения С/Ш – является широко используемым критерием качества системы связи. Чаще всего это отношение измеряется на выходе приемника и, таким образом, напрямую связано с самим процессом обнаружения данных.

В цифровой связи чаще используется нормированная версия С/Ш, обозначаемая как E_b/N_0 :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{Ш} \left(\frac{W}{R} \right), \quad (2.2)$$

где R – битовая скорость, W – ширина полосы используемых частот.

BER связан с отношением С/Ш обратной пропорцией, то есть высокий BER вызывается низким С/Ш. Высокий BER приводит к увеличению потери информации, увеличению задержки и снижению производительности. Точное соотношение между С/Ш, и BER сложно определить в многоканальной среде ММО.

Максимум скорости передачи информации – является одним из важных показателей эффективности беспроводных систем, а эффективность передачи информации зависит от степени использования пропускной способности канала. Существуют различные методы увеличения скорости передачи информации, такие, например, как многопозиционная квадратурная амплитудная модуляция (М-КАМ), которая позволяет значительно увеличить скорость передачи данных по каналам связи за счет передачи одной посылкой сразу нескольких бит информационного сообщения [27,28].

Средняя длительность перерывов связи — одно из важнейших требований к системам связи, особенно к передающим сигналам управления. К этому критерию добавляются показатели частоты отключений и средней длительности отключений. Часто причинами отключений являются замирания сигналов, которые влияют на правильный выбор скорости передачи символа, глубины перемежения цифровых сигналов, длины информационного пакета или длительности защитного временного интервала между пакетами. В системах связи отключения возникают, когда С/Ш падает ниже порогового предела ρ_m , ($\rho < \rho_m$). Время отключений можно определить как

$$T(\rho_m) = \frac{P_{out}}{N(\rho_m)}, \quad (2.3)$$

где P_{out} — вероятность отключения, $N(\rho_m)$ — частота отключений, ρ_m — пороговое отношение сигнал/шум.

2.2 Алгоритмы обработки разнесенных сигналов

Идея разнесенного приема как меры борьбы с замираниями сигнала заключается в использовании нескольких сигналов, различающихся по какому-либо параметру. Комбинирование разнесенных сигналов один из самых практичных, эффективных и широко используемых методов снижения вероятности ошибки в системах связи, обеспечивающий выигрыш по помехоустойчивости. При этом выигрыш имеет место в двух направлениях: во-первых, в уменьшении влияния замираний сигналов; во-вторых, в увеличении отношения сигнал/шум [23, 27, 29].

Разнесение заключается в создании избыточности при передаче информации, что позволяет создавать на приеме не когерентные копии сигнала, по-разному искаженные после прохождения радиоканала. При таком методе получаются копии сигналов, по-разному зависящие от свойств канала и от характеристик распространения. На практике используют ряд методов разнесения:

- По пространству, с использованием нескольких антенн приемника;
- По частоте, с использованием каналов, различающихся по частоте на величину, превышающую частотную полосу когерентности канала;
- По времени, с использованием для передачи одного и того же сигнала несколько временных интервалов;
- С разделением сигналов по лучам, приходящим с разными задержками при многолучевом распространении;
- По различной поляризации копий передаваемого сигнала.

Путем комбинирования сигналов разных ветвей разнесения достигается повышение помехоустойчивости и снижение вероятности ошибок. Известно несколько методов комбинирования сигналов при разнесенном приеме. Их классификация приведена на рисунке 2.1. Методы обработки сигналов при разнесенном приеме делятся на две группы: додетекторная обработка и

последетекторная. Додетекторная обработка обычно осуществляется на промежуточной частоте системы связи.

Таким образом, при разнесенном приеме на приемной стороне линии связи выполняется алгоритм суммирования сигналов, по-разному искаженных замираниями и помехами, что и дает положительный результат по помехозащищенности [30].

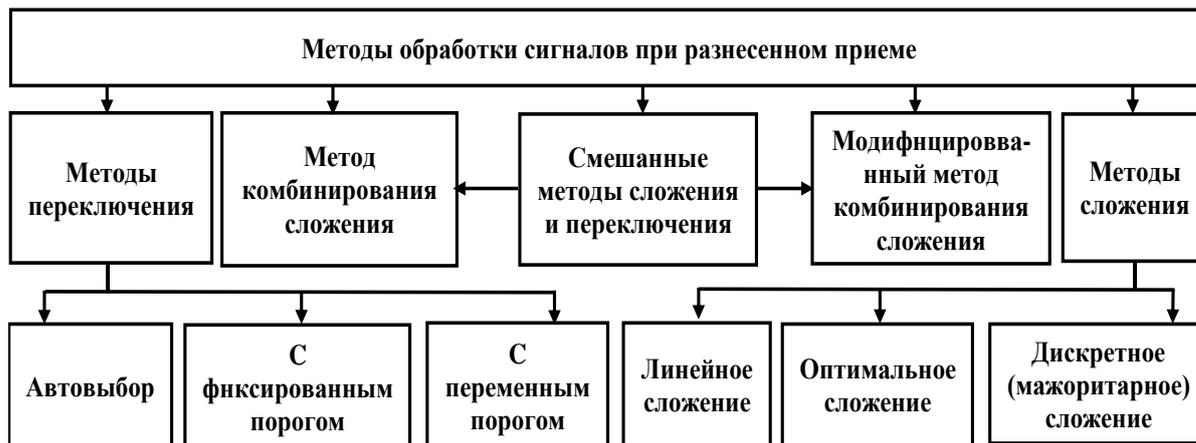


Рисунок 2.1. Классификация методов обработки сигналов при разнесенном приеме

Рассмотрим три основных алгоритма обработки сигналов при разнесенном приеме.

Автовыбор – алгоритм предполагает выбор одного сигнала из совокупности входных разнесенных сигналов и обработки в приемнике сигнала с максимальным отношением сигнал/шум. Рис. 2.2, иллюстрирует принцип комбинирования при автовыборе. Алгоритм требует непрерывного мониторинга всех ветвей разнесения.

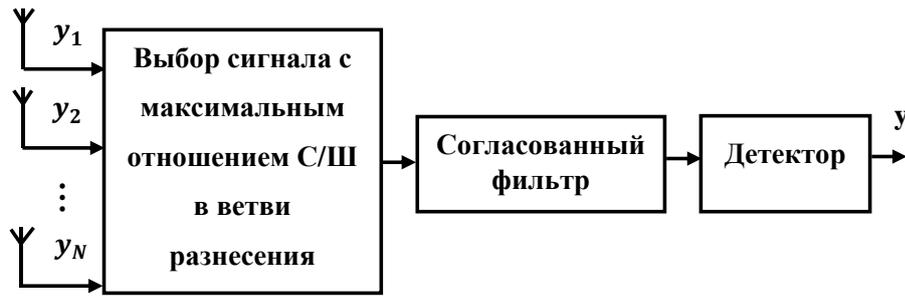


Рисунок 2.2. Структурная схема додетекторного комбинирования методом автовыбора.

Предположим, что сигналы в каждой ветви разнесения некоррелированные и амплитуда сигналов имеет распределение Релея. Функция плотности распределения амплитуды сигнала имеет вид [31]:

$$p(r_i) = \frac{r_i}{E_b} e^{-r_i^2/2E_b}, \quad (2.4)$$

где $r_i \cdot E_b$ – амплитуда сигнала в i -й ветви разнесения и энергия одного бита цифровой последовательности соответственно.

Средняя мощность сигнала в ветви разнесения $E_b = r_i^2/2$. Пусть средняя мощность шумов в i -й ветви разнесения \bar{n}_i^2 равна для всех ветвей разнесения. Обозначая $\bar{n}_i^2 = N_0$, можно записать мгновенное отношение сигнал/шум в i -й ветви разнесения как

$$\rho_i = \frac{r_i^2}{2N_0}, \quad (2.5)$$

где ρ_i – мгновенное отношение сигнал/шум в i -й ветви разнесения. Среднее значение отношения сигнал/шум будет

$$\Gamma = \frac{E_b}{N_0}, \quad (2.6)$$

где Γ – среднее значение отношения сигнал/шум. Мгновенное отношение сигнал/шум в i -й ветви разнесения подчиняется экспоненциальному закону распределения [31]:

$$p(\rho_i) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\rho_i/\Gamma}. \quad (2.7)$$

Вероятность того, что С/Ш в одной ветви меньше или равен некоторому заданному значению ρ_m

$$P(\rho_i \leq \rho_m) = \int_0^{\rho_m} p(\rho_i) d\rho_i = 1 - e^{-\rho_m/\Gamma}, \quad (2.8)$$

где ρ_m – пороговое отношение сигнал/шум приемника. Вероятность того, что ρ_i во всех N ветвях одновременно меньше, чем ρ_m .

$$\begin{aligned} P(\rho_m) &= P[\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_N \leq \rho_m] \\ &= \prod_{i=1}^N p(\rho_i < \rho_m) = (1 - e^{-\rho_m/\Gamma})^N, \end{aligned} \quad (2.9)$$

где N – число ветвей разнесения сигналов. Можно определить математическое ожидание отношение сигнал/шум на выходе автовыбора

$$M(\rho_m) = \int_0^{\infty} \rho_m p(\rho_m) d\rho_m. \quad (2.10)$$

Дифференцируя (2.9), получим

$$p(\rho_m) = \frac{d}{d\rho_m} P(\rho_m) = \frac{N}{\Gamma} (1 - e^{-\rho_m/\Gamma})^{N-1} e^{-\rho_m/\Gamma} . \quad (2.11)$$

Подставив (2.11) в (2.10) и проинтегрировав, получим следующее выражение:

$$M(\rho_m) = \Gamma \sum_{i=1}^N \frac{1}{i} . \quad (2.12)$$

Оценку вероятности ошибки в системе связи при разнесенном приеме в случае медленных замираний можно определить усреднением вероятности ошибки $P_0(\rho_m)$ в выражении (2.11). Для систем с активной паузой при некогерентном приеме

$$P_0(\rho_m) = \frac{1}{2} e^{-\rho_m/2} . \quad (2.13)$$

Тогда, согласно (2.11) и (2.13), усредненная вероятность ошибки при разнесенном приеме определится как

$$\bar{P}_{0N} = \int_0^{\infty} P_0(\rho_m) p(\rho_m) d\rho_m; \quad (2.14)$$

$$\bar{P}_{0N} = \frac{1}{2} \frac{N!}{\left(1 + \frac{\Gamma}{2}\right) \left(2 + \frac{\Gamma}{2}\right) \cdots \left(N + \frac{\Gamma}{2}\right)} . \quad (2.15)$$

Оптимальное сложение – оптимальное сложение разнесенных сигналов подразумевает суммирование сигналов, принимаемых разными приемниками и до множителей на взвешивающие коэффициенты. В схеме оптималь-

ного сложения по критерию максимума отношение сигнал/шум, сигнал с каждой ветви разнесения умножается на комплексный коэффициент $c_i = a_i e^{-j\theta_i}$, где θ_i – фаза входящего сигнала в i -й ветви разнесения.

Часто вместо взвешивающих коэффициентов выбирают коэффициент, равный амплитуде приходящего сигнала, обеспечивая после суммирования на выходе отношение сигнал/шум, равное сумме отдельных отношение сигнал/шум. На рис.2.3 поясняется принцип этого метода.

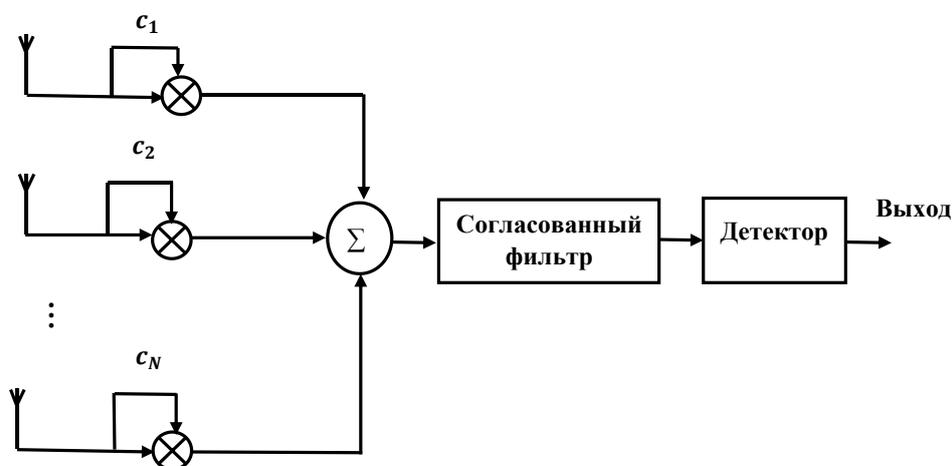


Рисунок 2.3. Структурная схема додетекторного комбинирования методом оптимальным сложения.

Тогда, сигналы на выходе схемы комбинирования суммируются.

$$r = \sum_{i=1}^N a_i r_i \quad (2.16)$$

Общая спектральная плотность мощности шума на выходе схемы комбинирования.

$$N_T = \sum_{i=1}^N a_i^2 N_0 \quad (2.17)$$

Можно определить отношение сигнал/шум при оптимальном сложении следующим выражением:

$$\rho_o = \frac{r^2}{N_T} \cdot \quad (2.18)$$

На выходе отношение сигнал/шум ρ_o при оптимальном сложении определяется соотношением

$$\rho_o = \frac{r^2}{N_T} = \frac{1}{N_0} \frac{(\sum_{i=1}^N a_i r_i)^2}{\sum_{i=1}^N a_i^2} = \sum_{i=1}^N \rho_i \cdot \quad (2.19)$$

Из выражений (2.19) следует, что отношение сигнал/шум при оптимальном сложении равно сумме соответствующих отношений в ветвях разнесения, и среднее отношение сигнал/шум изменяется линейно с ростом числа ветвей разнесения. Функция плотности вероятности отношения сигнал/шум ρ_o на выходе схемы максимизации отношение сигнал/шум определяется соотношением

$$p(\rho_o) = \frac{\Gamma}{(N-1)!} \left(\frac{\rho_o}{\Gamma}\right)^{N-1} e^{-\rho_o/\Gamma}. \quad (2.20)$$

Для оценки вероятности ошибки на выходе схемы комбинирования по критерию максимизации отношение сигнал/шум определяется соотношением [31].

$$P_{0N} = p^N \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1+k}{k} (1-p)^k, \quad (2.21)$$

где

$$p = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\Gamma}\right)^{-1/2}. \quad (2.22)$$

Недостатком метода является его аппаратная сложность из-за необходимости измерения амплитуд сигналов, приходящих от ветвей разнесения и фазировании разнесенных сигналов.

Линейное сложение – это более простая по сравнению с оптимальным сложением реализация, потому что все взвешивающие коэффициенты равны единице. $c_i = e^{-\theta_i}$, но фазирование все равно необходимо. На выходе схемы комбинирования сигналы после фазирования суммируются и определяются формулой (2.16).

$$r = \sum_{i=1}^N r_i. \quad (2.23)$$

На выходе отношение сигнал/шум $\rho_{\text{л}}$ при линейном сложении определяется соотношением

$$\rho_{\text{л}} = \frac{r^2}{N_0 N} = \frac{1}{N_0 N} \left(\sum_{i=1}^N r_i \right)^2, \quad (2.24)$$

где N_0 – средняя мощность шума. Для двух ветвей разнесения $N=2$, вероятность ошибки при линейном сложении определится как [31, 32].

$$P_{0_2} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{\Gamma(\Gamma + 2)}}{\Gamma + 1} \right). \quad (2.25)$$

Разнесение сигналов является одним из основных методов обеспечения качественной и надежной связи при изменениях параметров радиоканала в условиях воздействия шума и помех. Исследования показали, что требования максимальной скорости передачи данных до 20 Гбит/с и времени отклика от 1мс в системах пятого поколения подвижной связи (5G) могут быть успешно реализованы, например, в диапазоне миллиметровых волн (ММВ), но только с применением систем разнесения сигналов и последующей обработкой по принципам MIMO [33-38].

Экспериментальные исследования показали, что Релеевская модель замираний на входах приемников наблюдается примерно в 60% времени сеансов связи. Поэтому в дальнейшем будем использовать более универсальную для многолучевых радиоканалов модель с описанием замираний четырехпараметрическим законом распределения вероятностей. Аналитические выкладки с четырехпараметрическим распределением сложны, но зато этот закон включает в себя как частные случаи ряд встречающихся на практике распределений вероятностей замираний, в том числе и Релеевско и достаточно просто моделируется.

Алгоритм, моделирующий разнесенный прием, заключается в использовании функция распределения четырехпараметрического закона быстрых замираний более общего для моделирования каналов связи. Такой алгоритм представлен на рис. 2.4.

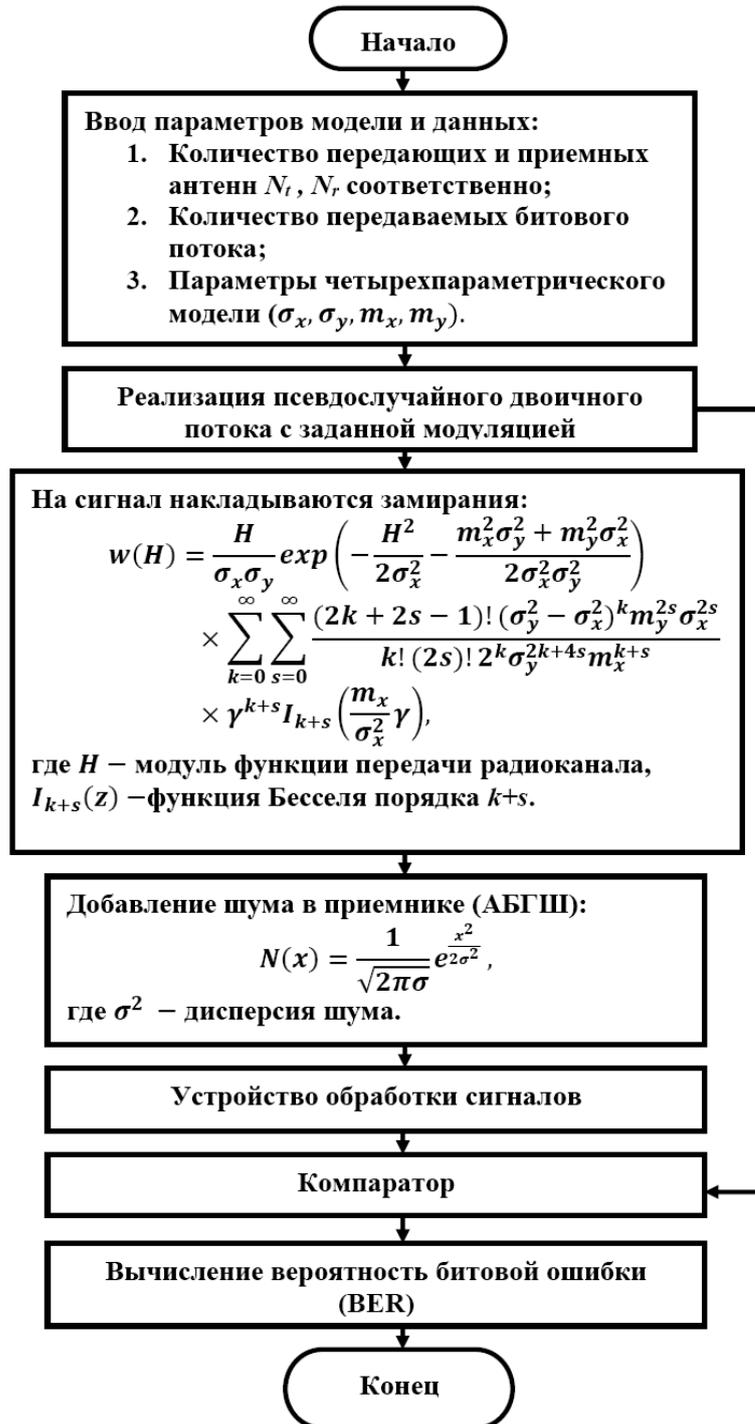


Рисунок 2.4. Процедура моделирования влияния шума и замираний на вероятность ошибки

2.3. Анализ алгоритмов разнесенного приема в системах с ММО

Для получения простой и гибкой динамической системы приемника ММО, необходимо чтобы система включила в себя наиболее важных метода сложения сигналов, а именно: оптимальное сложение, линейное сложение и автовыбор. Идея основана на способности каждого метода восстановить передаваемое сообщение системы ММО с различным уровнем отношения сигнал/шум. Рассмотрим эти методы для оценки помехоустойчивости передачи информации в каналах с замираниями подробно [39,40].

Автовыбор. Алгоритм автовыбора заключается в простом выборе одного из принятых разнесенных сигналов по критерию максимума отношения сигнал/шум. Это приводит к повышению надежности беспроводной связи и минимизации флуктуаций в канале связи из-за замираний. Это наиболее простой в реализации алгоритм, но производительность его ниже по сравнению с другими методами, поскольку из всех разнесенных сигналов используется только один сигнал, а сигналы других ветвей разнесения не используются. Но при достаточно распространенных условиях помеховой обстановки автовыбор менее критичен к воздействию внешних помех, чем прочие методы [41,42].

Поэтому автовыбор можно рекомендовать для систем, работающих в сложной помеховой обстановке.

В настоящее время алгоритм автовыбора широко используется в системах связи с многолучевыми радиоканалами, в которых обеспечивается высокая эффективность выбора сигнала с наибольшим отношением сигнал/шум и снижается сложность систем ММО по сравнению с другими известными методами разнесения, так как не требуется фазирования разнесенных сигналов и сложных измерений.

Линейное сложение. При этом методе принимаемые сигналы фазируются и суммируются при взвешивающих коэффициентах равных единице.

Метод не требует информации об амплитудах разнесенных сигналов и о замираниях, но производительность линейного сложения невелика. Например, при релейских замираниях в лучах разнесения она составляет около 1дБ [43,44]. Кроме того, при линейном сложении рост количества разнесенных сигналов не приводит к ощутимому снижению вероятности битовой ошибки. В настоящее время линейное сложение используют в системах ММО для повышения производительности в частотных диапазонах, где проще реализовать фазирование разнесенных сигналов.

Оптимальное сложение. Этот метод сложения обеспечивает более высокую производительность по сравнению с другими методами комбинирования. Сигналы ветвей разнесения при таком методе после фазирования складываются с весовыми коэффициентами $k > 1$. Схема оптимального сложения является наилучшей, но только при отсутствии помех в системах ММО использующих одну и ту же частоту в каналах разнесения.

Основным недостатком метода является высокая сложность реализации из-за необходимости точного фазирования сигналов всех ветвей разнесения и получения информации об амплитудах разнесенных сигналов для формирования взвешивающих коэффициентов k .

Эффективность оптимального и линейного сложений разнесенных сигналов основана на предположении, что сигналы в лучах разнесения коррелированы, а шумы не коррелированы. Однако при ограниченном расстоянии между антеннами и при плохих условиях рассеяния в канале из-за ограниченного количества рассеивателей, пространственная корреляция разнесенных сигналов может возникнуть. Поэтому эффект пространственной корреляции является одной из основных причин для более реалистичной оценки производительности схем оптимального сложения в системах ММО.

Метод оптимального сложения является наилучшим методом комбинирования, используемый для повышения С/Ш получаемого сигнала путем суммирования сигналов, получаемых всеми антеннами. Однако при исполь-

зовании оптимального сложения основная сложность системы находится в приемнике [45,46].

Для того чтобы уменьшить сложность приемника с точки зрения количества радиочастотных цепей, на практике чаще используется самая простая схема комбинирования, называемая автовыбор, в которой для демодуляции выбирается сигнал только с одной антенны, принявшей сигнал с наибольшим С/Ш [4]. Схема автовыбора расширена для использования в случаях, когда происходит суммирование многих сигналов. С другой стороны, метод линейного сложения аналогичен методу оптимального сложения за исключением того, что все взвешивающие коэффициенты равны единице и он не требует измерения амплитуд разнесенных сигналов. При использовании метода линейного сложения значение весов не зависит от состояния канала. По сравнению с методом оптимального сложения, при линейном сложении сигналы от каждой приемной антенны умножаются на один и тот же вес. Однако, эффективность метода линейного сложения ниже, чем у метода оптимального сложения [46].

Исходя из вышеизложенного, можно сказать, что метод оптимального сложения, как наиболее результативный, используется при высоком уровне шума для повышения уровня сигнала. Метод автовыбора является простым при реализации, но не суммирует все одновременно принимаемые сигналы. Соответственно, метод автовыбора используется при низком уровне шума и высоком отношении С/Ш, где происходит простой выбор сигнала с наибольшим С/Ш. Метод линейного сложения используется при средних состояниях между методами оптимального сложения и автовыбора, и при среднем уровне С/Ш. В таблице 2.2, приведены уровни сигнала для применения каждого метода комбинирования [39].

Таблица 2.2. Уровни сигнала при методах комбинирования

№	Сравнение уровня сигнал/шум	Выбора метода комбинирования сигнала
1-	$C_1 \geq \Pi$	Автовывбор
2-	$C_2 \leq \Pi$	Оптимального сложения
3-	Средний уровень сигнал/шум между методами оптимального сложения и автовывбора	Линейного сложения

В таблице приняты следующие обозначения:

C_1 – уровень сигнал/шум по методу автовывбора;

C_2 – уровень сигнал/шум по методу оптимальное сложения;

Π – пороговое уровень сигнала приемника.

Рассмотрим в представленном на рисунке 2.5 алгоритме, как можно использовать системы при различных методах комбинирования для повышения надежности беспроводной связи, которая подвергается воздействию изменяющегося во времени канала из-за проблем быстрых замираний, искажений и высокого уровня шума.

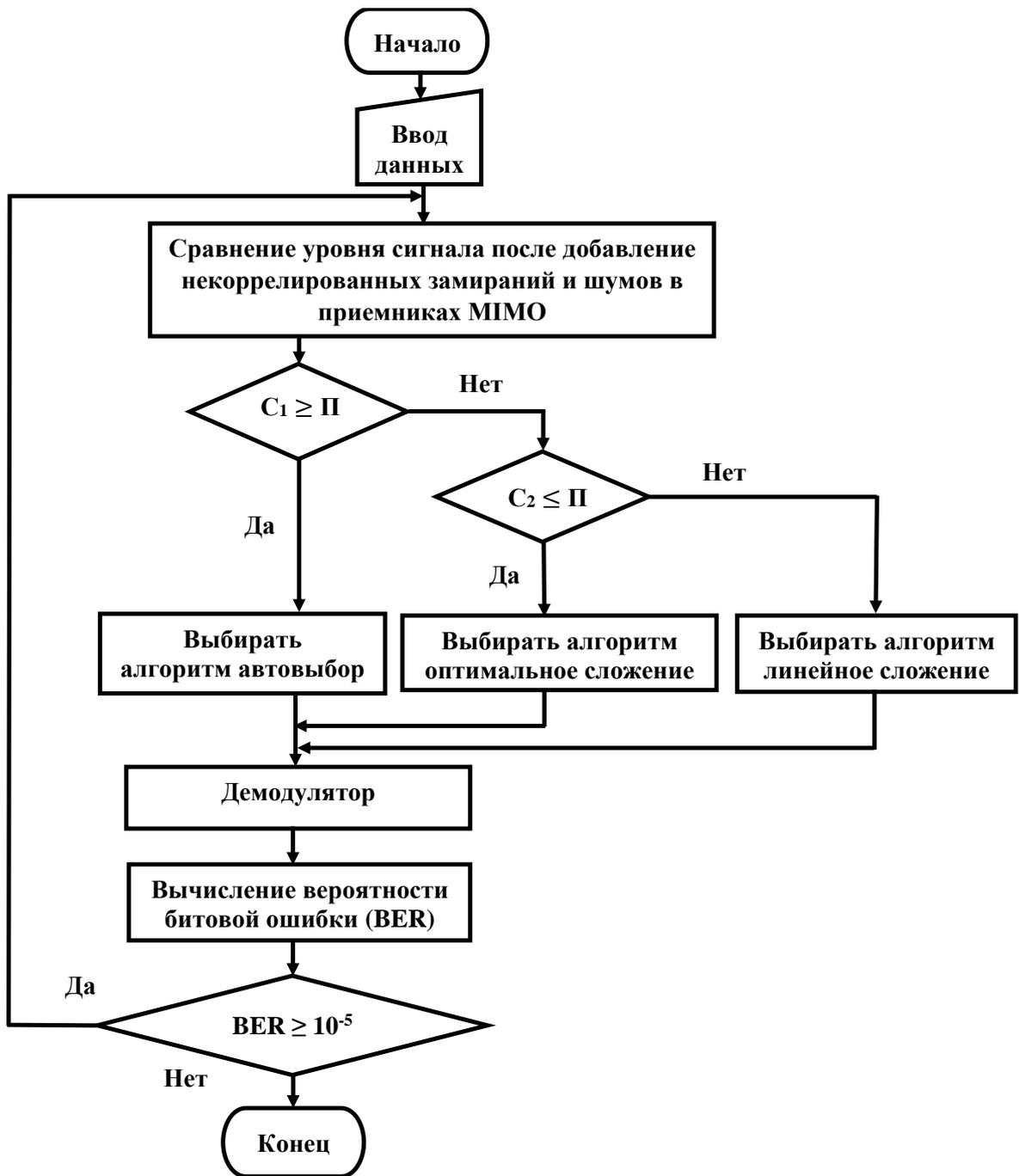


Рисунок 2.5. Алгоритм выбора метода комбинирования разнесенных сигналов

2.4. Применение алгоритмов разнесенного приема в системах с ММО

Одними из основных причин снижения надежности связи является уменьшение отношения сигнал/шум на входе приемного устройства и искажения сигнала из-за многолучевого распространения, приводящего к замираниям сигнала и межсимвольной интерференции. Для снижения вероятности ошибки с 10^{-2} до 10^{-3} в каналах без замираний требуется на 1-3 дБ повысить отношение сигнал/шум, но в многолучевых радиоканалах для достижения того же требуется более 10дБ.

В настоящее время все больше интерес проявляется к технологии ММО с устройствами обработки сигналов по различным алгоритмам для повышения помехоустойчивости. Обобщая, можно представить классификацию технологии ММО в зависимости от характера замираний сигналов в канале, в виде представленной на рисунке 2.6 [47].

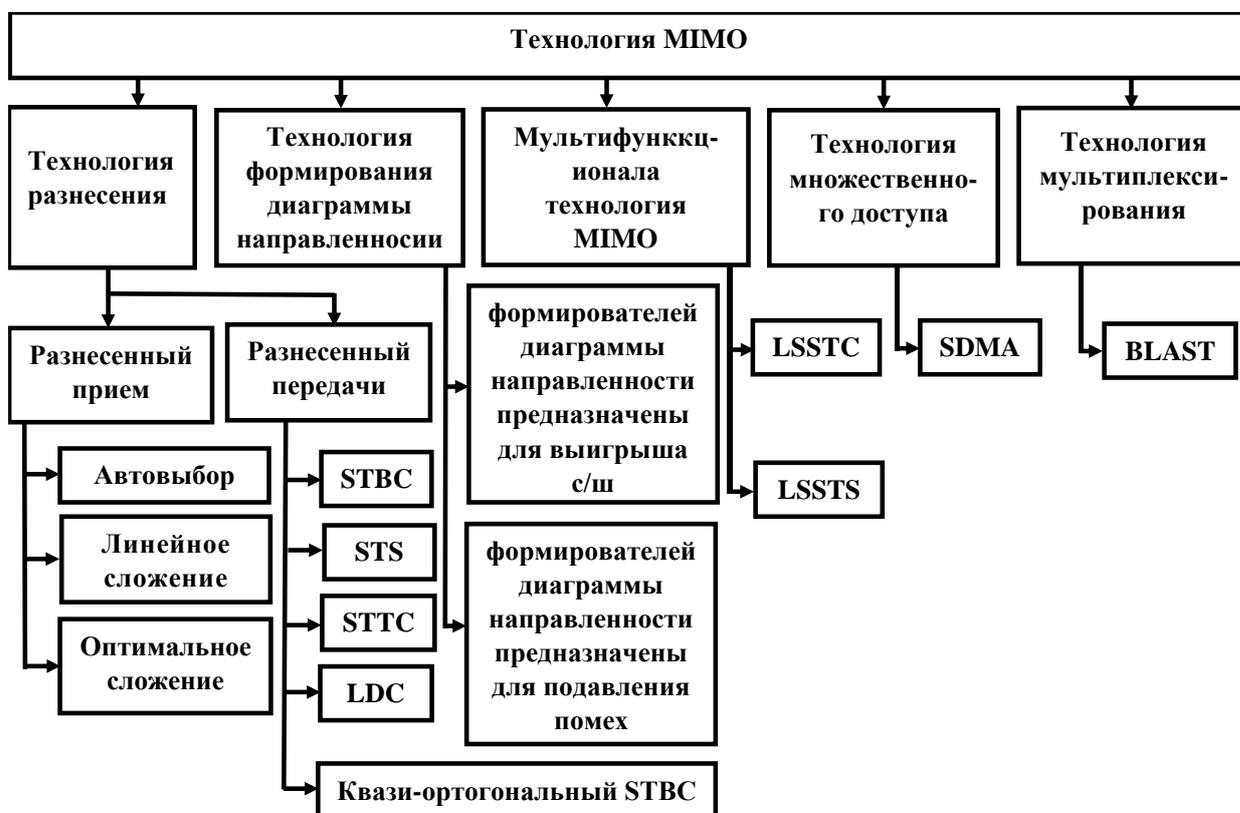


Рисунок 2.6. Классификация технологии ММО

На рисунке 2.6 приняты следующие обозначения:

STBC— Space Time Block Code / Пространственно-временное блочное кодирование;

STS — Space Time Spreading / Пространство- временное распространяется;

STTC— Space-Time Trellis Codes / Пространственно-временные решетчатые кодирование;

LDC—Linear Dispersion Codes / Линейные дисперсионные коды;

BLAST — Bell Labs Layered Space Time / Пространственно- временная архитектура лаборатории Белла;

SDMA — Spatial Division Multiplexing Access / Пространственное мультиплексирование доступа;

LSSTC — Layered Steered Space-Time Code / Многослойный управляемый пространственно-временной кодирование;

LSSTS— Layered Steered Space-Time Spreading / Многослойный управляемый пространственно-временного распространяется.

Один из основных показателей качества в системах связи для передачи данных по многолучевым радиоканалам является помехоустойчивость. Поэтому методы комбинирования сигналов одни из основных методов повышения помехоустойчивости систем с многолучевыми каналами приема, которые должны обеспечить снижение вероятности ошибки на стороне приемника и повысить характеристики обнаружения сигналов путем суммирования нескольких принятых сигналов в один улучшенный сигнал. Производительность таких методов зависит от качества обработки информации в реальном масштабе времени. Кроме того, основной характеристикой для всех методов разнесения являются улучшение BER за счет уменьшения вероятности глубоких замираний. В целом производительность системы связи при использовании методов разнесения, зависит от того, как различные принятые копии сигнала комбинируются в приемнике и максимизируют отношение сигнал/шум.

Методы комбинирования при разнесенном приеме можно разбить на две группы: чистый и гибридный метод комбинирования. В случае чистого комбинирования используется только один метод комбинирования из известных видов: оптимальное сложение, линейное сложение, автовыбор. Целевой функцией этих методов является минимизация количества ошибок после обработки принимаемых разнесенных сигналов. Эти три метода были рассмотрены выше. В дополнение к обычным алгоритмам сложения сигналов с целью повышения помехозащищенности беспроводной системы, рассмотрим другие методы, применяемые в устройствах комбинирования:

Гибридные методы комбинирования. Такими методами можно улучшить качество обработки сигналов, путем сложения сигналов пар ветвей разнесения по одним алгоритмам и последующего сложения полученных сигналов по другим алгоритмам. Эффективность комбинированных методов сложения сигналов при ММО связана с тем, что в каналах связи много помех, а разные методы разнесения по-разному влияют на затухание сигналов и рассеяние. Для решения этих проблем можно использовать гибридные методы разнесения, такие как оптимальное сложение/автовыбор, оптимальное сложение/линейное сложение или любая комбинация из двух или более методов разнесения.

Идея заключается в том, чтобы использовать сильные стороны каждого из методов разнесения. Например, в радиоканалах с помехами можно к парам сигналов применить метод автовыбора, а результирующие сигналы сложить оптимальным методом. Так мы сможем избавиться от низкого качества оптимального сложения при сложной помеховой обстановке. Гибридные методы комбинирования возможны в различных вариантах, рассмотрим два таких метода комбинирования.

Гибридный метод: оптимальное сложение/линейное сложение- как показано на рисунке 2.7. Для анализа производительности используем вероятность срыва связи и средний BER: Вероятность срыва связи определяется

как вероятность того, что выходное отношение С/Ш упадет ниже определенного заданного порога.

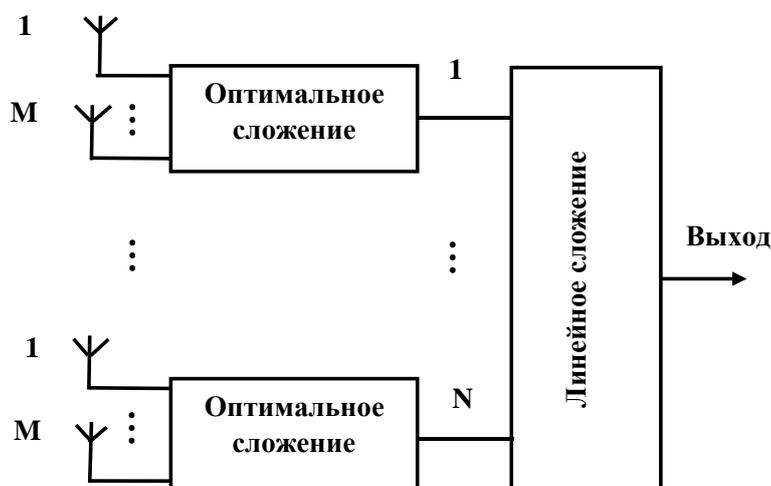


Рисунок 2.7. Структурная схема комбинирования оптимального и линейного сложения

Вероятность срыва связи для оптимального и линейного сложения можно получить выражением [48-50]:

$$P_{out}(\rho_m) = \int_0^{\rho_m} f_\rho(\rho) d\rho, \quad (2.26)$$

где $f_\rho(\rho)$ – плотность вероятности отношения С/Ш на выходе схем оптимального и линейного сложения; ρ_m – пороговое С/Ш приемника. Кроме того, средний BER может быть получен следующим выражением [49].

$$P_e(\rho) = \int_0^\infty p_e(\varepsilon/\rho) f_\rho(\rho) d\rho, \quad (2.27)$$

где, $p_e(\varepsilon/\rho)$ – условная вероятность битовой ошибки; ρ – среднее значение отношения С/Ш.

Уравнения (2.26) и (2.27) удобны для определения производительности линии связи и BER.

Оптимальное сложение/автовыбор - такое комбинирование можно применять из-за различных причин, таких как меньшее количество элементов, меньшее энергопотребление и большой выигрыш от разнесения. Гибридное сложение методов оптимального сложения и автовыбора является наиболее простым методом гибридного комбинирования разнесенных сигналов.

Пусть ветви приема разъединяют на группы, из M ветвей разнесения каждая, с использованием оптимального сложения. В гибридной схеме оптимальное сложение/автовыбор каждый из принятых сигналов взвешиваются и объединяется с $M-1$ сигналов по алгоритму оптимального сложения для получения максимального отношение сигнал/шум. Результирующие сигналы от этих групп обрабатываются по максимальному отношению сигнал/шум при использовании автовыбора, имеющего уже N ветвей. Модель такой системы представлена на рис. 2.8.

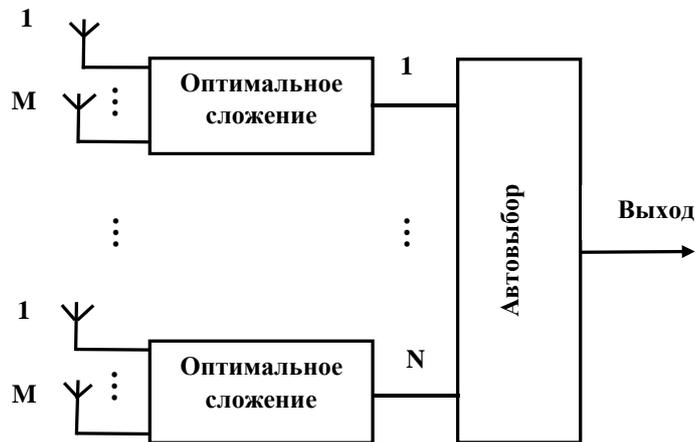


Рисунок 2.8. Структурная схема комбинирования оптимального и автовыбор.

Производительность системы связи определяется с помощью тех же критериев, которые использовались ранее: вероятность срыва связи и средний BER. Вероятность срыва связи P_{out} является стандартной величиной для

измерения производительности в системах связи с разнесенным приемом, работающих в многолучевых радиоканалах с шумами и помехами.

В силу особенностей гибридных методов комбинирования основными требованиями к ним являются обеспечение компромиссных решений для снижения проблемы между производительностью приемника и сложностью реализации устройств комбинирования разнесенных сигналов. Этим достигается минимальная вероятность ошибки в приемнике по сравнению с классическим приемником, например, RAKE-приемником.

Производительность комбинированных методов зависит от количества ветвей разнесения сигналов. И важной задачей является разработка алгоритмов обработки сигналов при гибридных методах обработки сигналов для обеспечения высокой эффективности.

Вероятность срыва связи для комбинированного метода оптимальное сложение/ автовыбор можно получить, подставляя $\rho = \rho_m$, (где, ρ – мгновенное значение отношения С/Ш в схемах оптимального сложения и автовыбора, ρ_m – пороговое значение отношения С/Ш). Для релейских замираний в соответствии с выражением для P_{out} получим [49-51].

$$P_{out}(\rho_m) = \left[\frac{1}{\Gamma(M)} g \left(M, \frac{\rho_m}{\rho} \right) \right]^N, \quad (2.28)$$

где, P_{out} – вероятность срыва связи для схем оптимального сложения и автовыбора ρ – среднее значение отношения С/Ш; M, N - ветви разнесения, $\Gamma(M)$ – гамма-функция.

Следует отметить, что в некоторых случаях в зависимости от состояния радиоканала, можно заменить схему, используемую в таком гибриде, например, поставить линейное сложение на первом этапе, а оптимальное сложение на втором и так далее, применяя другие методы. Поэтому структура гибридных методов комбинирования, предложенная на рисунках 2.7 и 2.8, обладает высокой помехоустойчивостью в различных вариантах исполнения.

Выводы по главе 2.

1. Определены основные критерии оценки помехоустойчивости приема по радиоканалам ММО.
2. Разработан алгоритм моделирования влияния шума и замираний на вероятность ошибки.
3. Проведен анализ алгоритмов разнесенного приема в системах с ММО.
4. Предложен алгоритм для оценки производительности системы связи с ММО и выбора наилучшего метода сложения зависящего от пороговых свойств приемника.
5. Рассмотрено применение разнесенного приема для системы связи на основе ММО в различных вариантах использования гибридных методов комбинирования, для обеспечения более высокой помехоустойчивости.

ГЛАВА III. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБЪЕДИНЕНИЯ СИГНАЛОВ MIMO

3.1. Разработка и исследование алгоритма моделирования радиосигнала на входе приемника системы MIMO

В настоящее время в системах радиосвязи одним из основных методов обеспечения надежного качества связи является использование алгоритмов разнесенного приема с пространственным разнесением антенн передающих и приемных систем (MIMO - Multiple Input Multiple Output) и применение устройств комбинирования принимаемых сигналов [52-55], как было установлено ранее в второй главе. На выходе каждой антенны приемника MIMO возникают интерференционные замирания сигнала, которые приводят к ухудшению качества связи. Поэтому требуется создать математические описания интерференционных замираний в многолучевых радиоканалах на входе приемника системы MIMO. В многолучевых радиоканалах систем передачи информации, использующих технологию пространственно-временного кодирования (технология MIMO), успешно удается бороться с интерференционными замираниями принимаемых сигналов. Но в различных лучах разнесения помеховые сигналы имеют сильную взаимосвязь. Коэффициент корреляции помеховых сигналов в разных лучах разнесения близок к единице. Поэтому известные алгоритмы обработки сигналов, принимаемых системой MIMO, не всегда справляются с помехами.

Для систем передачи информации особенно опасны не стационарные помехи. Параметры таких помех меняются во времени. Неопределенность помеховой обстановки не позволяет подавить их обычными методами фильтрации или режекции. В таких случаях становятся востребованными методы компенсации помех. Эти методы получили активное развитие при решении задач по электромагнитной совместимости систем связи [55-57].

На основании моделей таких методов можно будет разработать алгоритмы обработки сигналов ММО, как на приемной, так и на передающей сторонах линии связи. Рассмотрим известный подход, использованный при построении специализированных устройств, имитирующих свойства радиоканала. Имитаторы обеспечивают в масштабе реального времени искажения сигналов адекватно их искажениям при прохождении сигналов через трассу радиосвязи [58,59].

В работах [59,60] показано, что наиболее точным описанием интерференционных замираний сигнала является распределение вероятностей, называемое четырехпараметрическим законом распределения замираний. Этот закон обеспечивает различные процессы замираний сигнала, наблюдаемые на реальных линиях радиосвязи [60]. Четырехпараметрическое распределение вероятностей при различных сочетаниях параметров распределения позволяет реализовать различные такие распределения, как релеевское, обобщенно-релеевское, усеченно нормальное, бимодальное и другие.

Четырехпараметрический закон распределения вероятностей сравнительно просто можно моделировать, так как в его основе два независимых нормальных процесса, сдвинутых по фазе относительно друг друга на 90° . Аналитически четырехпараметрическое распределение вероятностей можно записать в виде следующего выражения [58-60].

$$\begin{aligned}
 w(\gamma) = & \frac{\gamma}{\sigma_X \sigma_Y} \exp\left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma_X^2} - \frac{m_X^2 \sigma_Y^2 + m_Y^2 \sigma_X^2}{2\sigma_X^2 \sigma_Y^2}\right) \times \\
 & \times \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{(2k + 2s - 1)! (\sigma_Y^2 - \sigma_X^2)^k m_Y^{2s} \sigma_X^{2s}}{k! (2s)! 2^k \sigma_Y^{2k+4s} m_X^{k+s}} \times \\
 & \times \gamma^{k+s} I_{k+s}\left(\frac{m_X}{\sigma_X^2} \gamma\right), \tag{3.1}
 \end{aligned}$$

где γ - модуль коэффициента передачи радиоканала; m_x, σ_x^2 - математическое ожидание и дисперсия квадратурной компоненты X; m_y, σ_y^2 - математическое ожидание и дисперсия квадратурной компоненты Y; $I_{k+s}(z)$ - модифицированная функция Бесселя порядка $k+s$; k и s - число неоднородностей в радиоканале по координатам x и y соответственно.

Фаза принимаемых в многолучевом радиоканале сигналов также флуктуирует по четырехпараметрическому закону, зависящему от параметров $\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ [58-61].

$$\omega(\phi) = \left[\sigma_x \sigma_y \exp\left(\frac{m_x^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_y^2}{2\sigma_y^2}\right) / 2\pi(\sigma_y^2 \cos^2 \phi + \sigma_x^2 \sin^2 \phi) \right] \left\{ 1 + K\sqrt{\pi} \exp(K^2) [1 + \Phi(\sqrt{2} K)] \right\}, \quad (3.2)$$

где $\Phi(\cdot)$ – интеграл вероятности;

$$K = \frac{m_x \sigma_y^2 \cos \phi + m_y \sigma_x^2 \sin \phi}{\sigma_x \sigma_y \sqrt{\sigma_y^2 \cos^2 \phi + \sigma_x^2 \sin^2 \phi}}.$$

На рисунке 3.1, представлена структурная схема имитирующего замирования генератора, обеспечивающая моделирование интерференционных замираний радиосигналов в соответствии с выражениями (3.1) и (3.2).

Так в лаборатории “Поликом - 101” при кафедре радиотехники и радиосистем Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых [52], с помощью этой схемы было построено несколько типов имитаторов многолучевых радиоканалов, моделирующих радиоканалы дальней коротковолновой, тропосферной и спутниковой радиосвязи [59,60]. Эти имитаторы нашли применение как для отработки схемных решений при проектировании оборудования

систем связи, так и для обучения связистов для работы в условиях сложной помеховой обстановки.

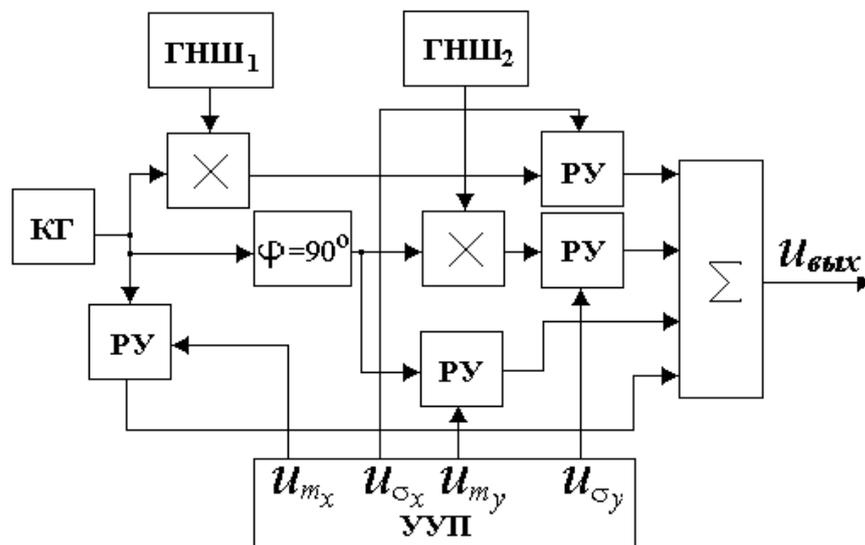


Рисунок 3.1. Генератор интерференционных замираний сигналов в многолучевых радиоканалах

Генератор интерференционных замираний сигналов состоит из отдельных блоков:

- Двух независимых генераторов шума с нормальными законами распределения вероятностей (ГНШ-1 и ГНШ-2);
- Блока опорного кварцевого генератора (КГ), для моделирования исходного входного сигнала;

Блока регулируемых усилителей (ПУ), представляющих собой усилительный каскад на транзисторе, усиление которого меняется в зависимости от изменения напряжения смещения, то есть от изменения управляющих напряжений;

- Блока сумматора (Σ), на выходе которого формируется сигнал с четырехпараметрическим распределением вероятностей;

– Блока перемножителей квадратурных составляющих сигнала на некоррелированные шумы с нормальными законами распределения вероятностей;

– Блока устройства управления параметрами (УУП), включающего в себя датчик управляющих напряжений для управления параметрами $\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ четырехпараметрического закона распределения вероятностей.

При различных управляющих напряжениях $u_{m_x}, u_{\sigma_x}, u_{m_y}, u_{\sigma_y}$ на выходе схемы можно получить различные случайные законы: Релея, Райса, нормальный, усеченно-нормальный и другие, встречающиеся на реальных линиях связи с многолучевым распространением радиоволн.

При имитации радиоканала вместо сигнала кварцевого генератора на схему подают ослабленный аттенуатором сигнал передатчика и тогда на выходе устройства получим сигнал, искаженный быстрыми интерференционными замираниями, плотность вероятности которых меняется по различным случайным законам [58,59], в зависимости от подаваемых напряжений $u_{m_x}, u_{\sigma_x}, u_{m_y}, u_{\sigma_y}$ с устройства управления параметрами (УУП).

Модель, составленная по схеме, предложенной на рис.3.1, создает флуктуации амплитуды и фазы, так как содержит случайные шумовые процессы, которые являются нестационарными случайными процессами с меняющимися во времени параметрами. Поэтому, меняя параметры распределения вероятностей, появляется возможность моделирования различных многолучевых радиоканалов связи.

Рассмотрим алгоритм моделирования замираний радиосигнала на входе приемника системы ММО на примере передачи информационного сигнала с модуляцией BPSK. Предлагаемый алгоритм описывает структуру генератора быстрых интерференционных замираний, показанную на рисунке 3.2. Такой алгоритм позволяет моделировать с помощью ЭВМ воздействия

интерференционных замираний на сигналы систем связи и определять необходимый предельный энергетический запас на их преодоление.

Следует отметить, что генератор интерференционных замираний, показанный на рисунке 3.1, дает возможность также проводить настройку аппаратуры систем связи при ее изготовлении и осуществлять верификацию аппаратуры. Меняя управляющие коэффициенты $u_{m_x}, u_{\sigma_x}, u_{m_y}, u_{\sigma_y}$ можно моделировать поведение систем связи в разных климатических и географических условиях, что сокращает расходы на многочисленные полевые испытания разрабатываемых систем радиосвязи [59].

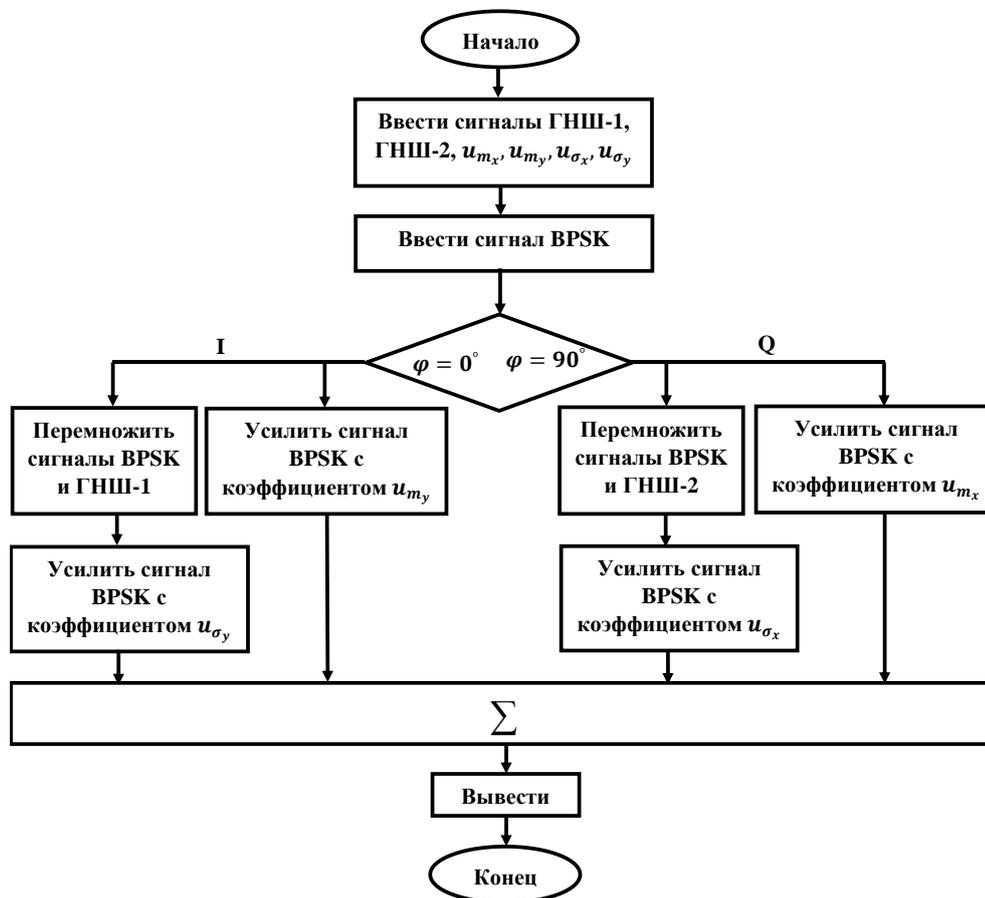


Рисунок 3.2. Алгоритм работы имитатора быстрых замираний системы связи с BPSK

Наиболее часто аналитических выкладок используют релейскую модель распределения вероятностей замираний, как наиболее простую и удобную для математических операций. Но релейское замирания сигналов, вызванные многолучевостью, на практике встречаются не чаще чем в 60% времени сеансов связи [62]. В остальное время сеансов связи наблюдаются другие распределения вероятностей флуктуаций амплитуды и фазы сигналов, передаваемых по радиоканалам сигналов [63-66]. При этом они могут иметь более глубокие замирания, приводящие к ошибкам и сбоям при передаче информации через многолучевые каналы. Например, наблюдаемые в многолучевых радиоканалах замирания с усеченно-нормальным распределением имеют глубину замираний на 4-10 дБ превышающую замирания, описываемые релейским распределением.

Сначала рассмотрим работу системы ММО в радиоканалах с релейскими замираниями. Передаточную функцию радиоканала можно представить суммой двух квадратурных компонент из комплексных гауссовских процессов с нулевым средним $X(t)$ и $Y(t)$. Так как замирания зависят от множества внешних и независимых факторов, то в соответствии с центральной предельной теоремой квадратурные компоненты имеют нормальное распределение вероятностей.

В этом случае, передаточную функцию многолучевого радиоканала γ можно записать в виде

$$\gamma(A) = X + jY, \quad (3.3)$$

Модуль и аргумент передаточной функции распределены по случайным законам.

$$\gamma = \sqrt{X^2 + Y^2}, \quad \varphi = \arctg\left(\frac{Y}{X}\right). \quad (3.4)$$

Функция распределения амплитуды по Релею определяется выражением

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma^2} \exp\left[\frac{-\gamma^2}{2\sigma^2}\right]. \quad (3.5)$$

Модель, представленная выражениями (3.1) - (3.4), соответствует теории рассеяния радиоволн на точечных неоднородностях и универсальна, так как при разных значениях параметров, приводит к различным законам распределения замираний. Такая модель может моделировать канал с многолучевым замиранием, в котором импульсная характеристика может следовать закону Релея, Райса, усеченно-нормальному, подрелеевскому распределению и другим [58].

Для моделирования многопутного распространения сигналов были предложены различные методы. Для моделирования алгоритма ММО при релеевских замираниях сигнала с использованием модуляции ВРСК используем модель Кларка. Предложенный алгоритм состоит из следующих шагов [67,68]:

НАЧАТЬ:

1. Установка параметров инициализации канала замирания:
2. $N \leftarrow$ (Количество передаваемых битов)
3. $M \leftarrow$ (Размер модуляции (2-BPSK; 4-QAM; 16-QAM ...))
4. $k \leftarrow$ (Количество бит на символ в случае другого типа модуляции)
5. $BW \leftarrow$ (Канала BW)
6. $T_s \leftarrow$ (Время выборки)
7. $f_d \leftarrow$ (Доплеровская частота в Гц.)
8. $M_u \leftarrow$ (Количество многолучевых каналов с замираниями)
9. Создание канала с релеевским многолучевым замиранием для всех

передатчиков:

```

10. h [1...Tx] ← Rayleigh Fading (Mu, N/2, fd, Ts)
11. Tx ← Количество передатчиков
12. FOR In ← 0 TO SNR DO
13. Генерирование случайный поток двоичных данных:
14. data Mod ← (M-QAM модуляция 0 --> -1, 1 --> +1)
15. Tx1 ← Передача1 (data Mod) % Отправлено от Tx1 в момент времени
t
16. Tx2 ← Передача1 (data Mod) % Отправлено от Tx2 в момент времени
t
17. faded_signal ← [Tx1, Tx2]
18. Прием сигнала с разными уровнями АБГШ:
19. Rx_signal ← channel_out (SNR[In])
20. END FOR
21. КОНЕЦ

```

Рисунок 3.3, показывает структуру разработанной программы для моделирования.

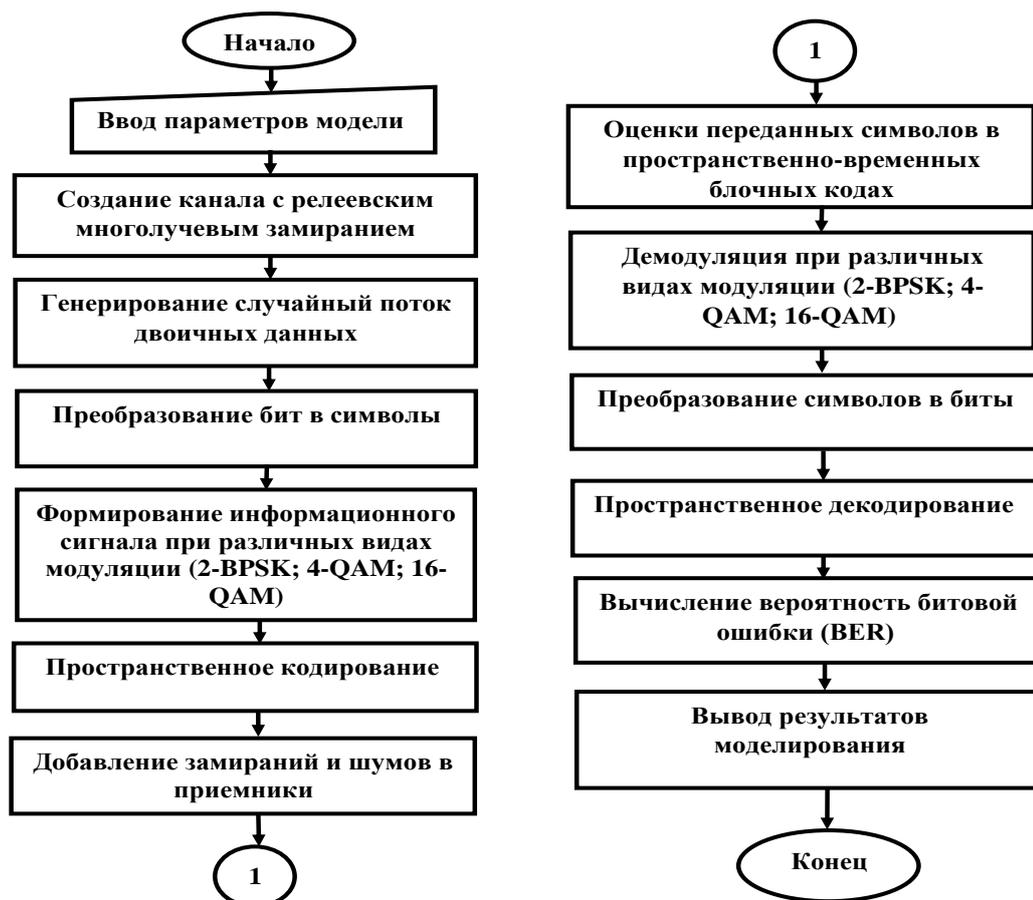
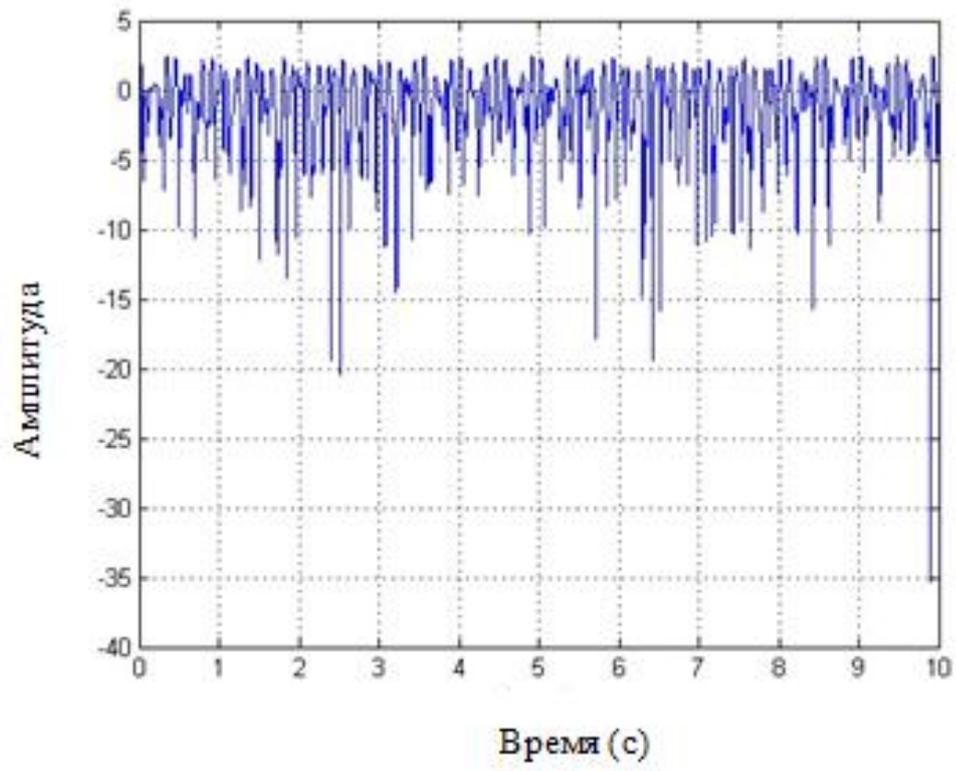


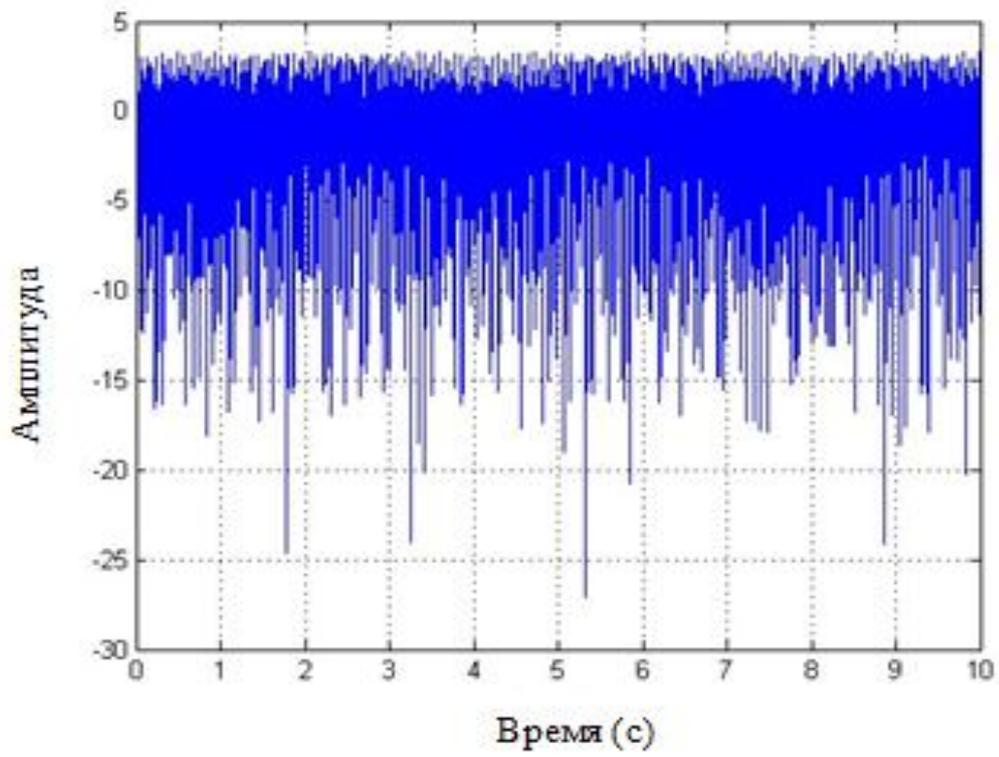
Рисунок 3.3. Структура программы моделирования

В каналах подвижной радиосвязи с многолучевостью, кроме интерференционных замираний на входе приемника системы ММО, наблюдается также расширение спектра, вызываемое доплеровскими изменениями частоты при движении абонентов относительно друг со друга с определенной скоростью.

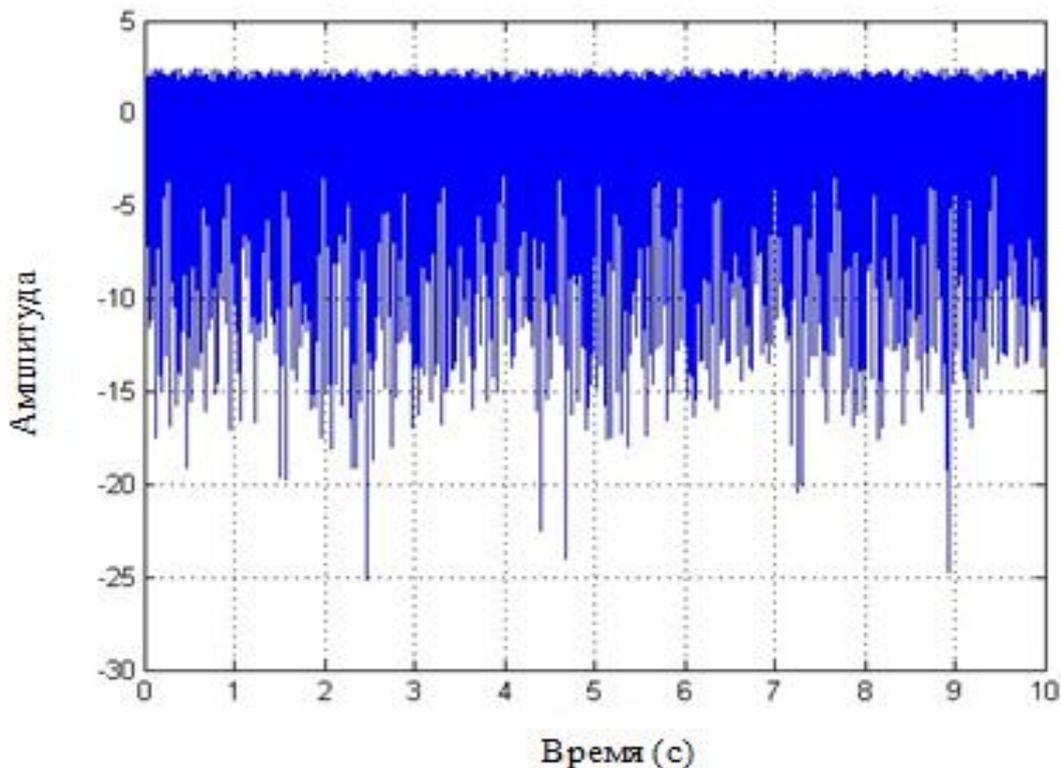
Моделирование доплеровского расширения при максимальных доплеровских сдвигах 10 Гц, 100 Гц и 200 Гц показывает, что амплитуда замираний канала увеличивается с доплеровскими изменениями частоты. На рисунке 3.4. представлены результаты моделирования



а)



б)



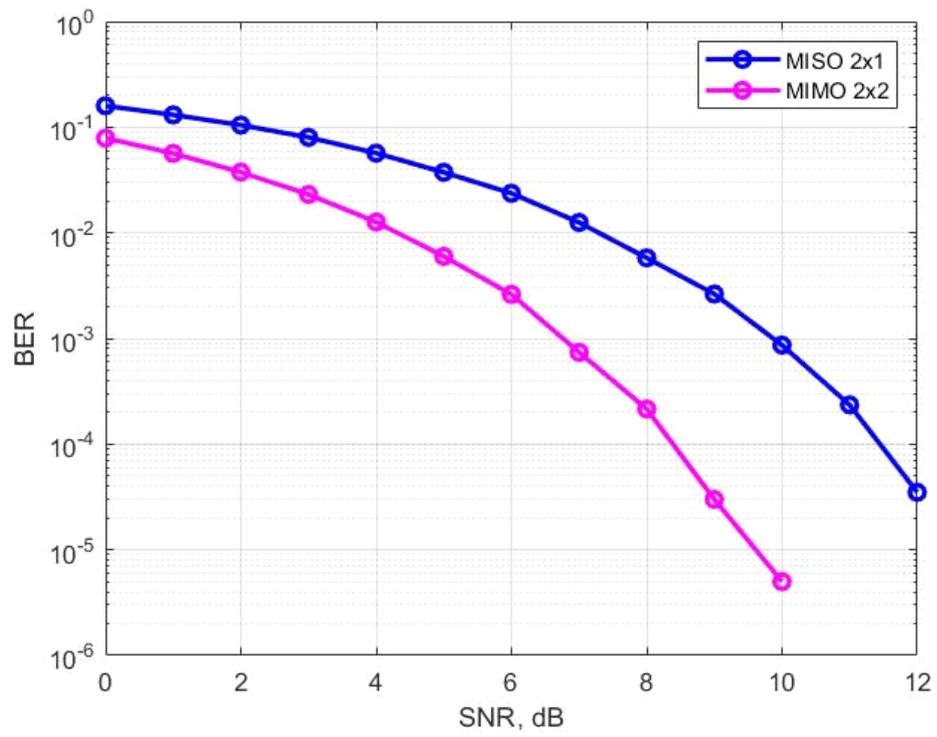
в)

Рисунок 3.4. Моделирования огибающей с релейским замиранием при трех разных путях распространения с максимальной доплеровской частотой:

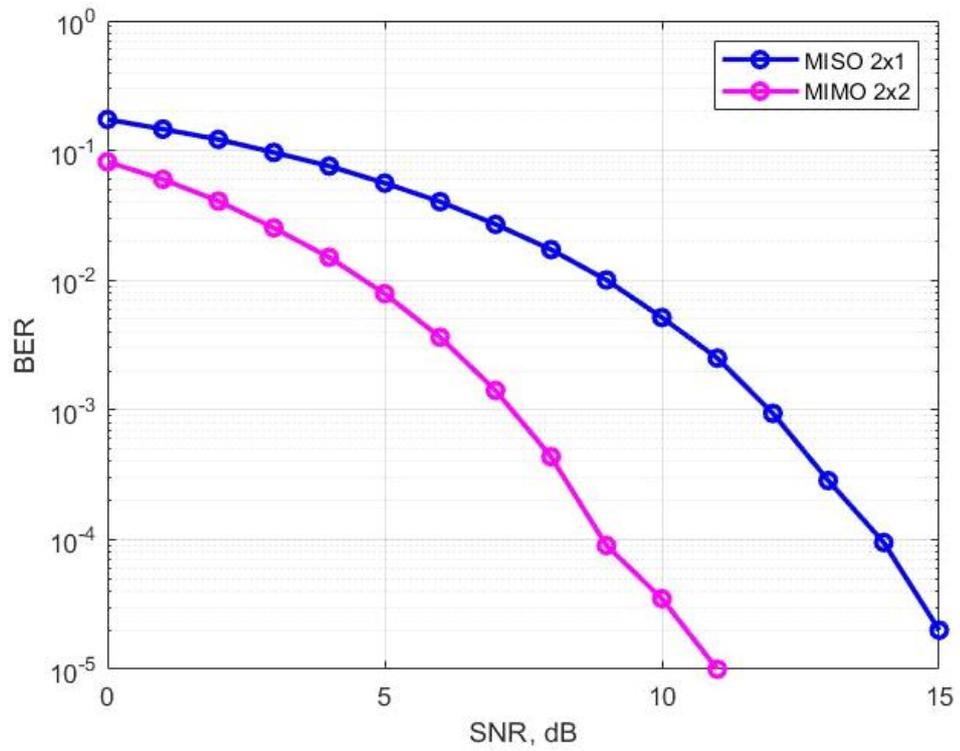
а) 10 Гц; б) 100 Гц; в) 200 Гц, соответственно

На рисунке 3.5 представлены графики помехоустойчивости систем MISO и MIMO, рассчитанные в предложенной программе в условиях величины доплеровских частот 10 Гц, 100 Гц и 200 Гц при трех разных путях распространения сигнала.

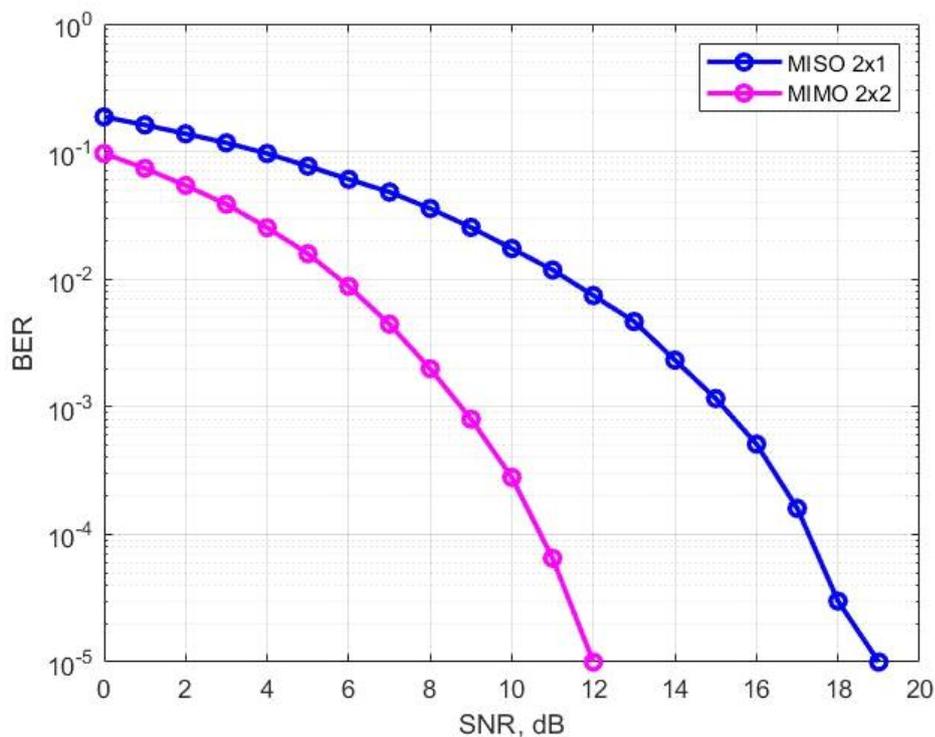
Из рисунка (3.5а) видно, при вероятности битовой ошибки (BER – Bit Error Rate) $p_{\text{ош}} = 10^{-4}$ энергетический проигрыш MISO составляет 11.8дБ, проигрыш MIMO составляет 8.2дБ при 10Гц. Из рисунка (3.5б) видно, что при $p_{\text{ош}} = 10^{-4}$ энергетический проигрыш MISO составляет 14дБ, проигрыш MIMO составляет 9дБ при 100 Гц. Из рисунка (3.5в) видно, что при $p_{\text{ош}} = 10^{-4}$ энергетический проигрыш MISO составляет 17дБ, проигрыш MIMO составляет 11дБ при 200 Гц.



a)



б)



в)

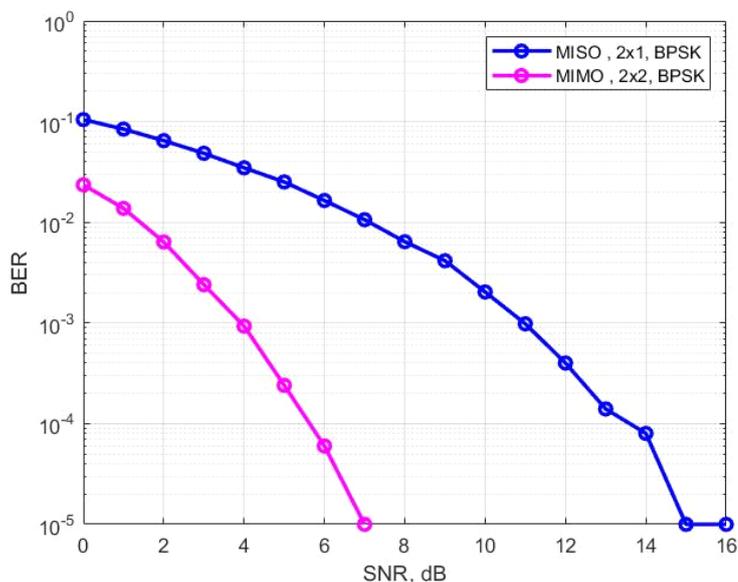
Рисунок 3.5. Зависимость вероятности ошибки от соотношения С/Ш для MISO и MIMO систем с максимальной доплеровской частотой: а) 10 Гц; б) 100 Гц; в) 200 Гц, соответственно

Оценим, как влияет на вероятность битовой ошибки позиционность цифровых видов модуляции, применяемых в системах связи с MISO и MIMO. На вход поступают комплексные отсчеты после цифрового модулятора, с выбранным видом модуляции 2-BPSK, 4-QAM и 16-QAM. Количество антенн MIMO как на приемной, так и на передающей стороне равно 2.

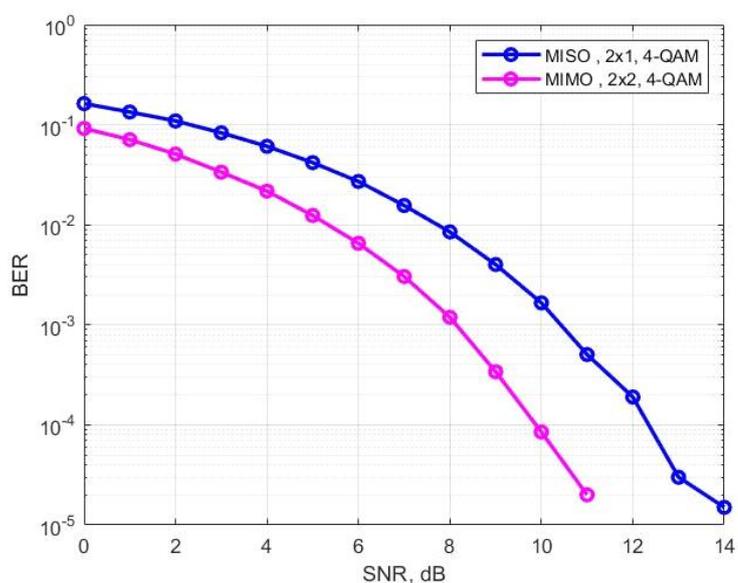
Вероятность ошибки в системе MIMO зависит от применяемых видов модуляции несущих, что отражено на рисунке 3.6. Видно, что помехоустойчивость системы падает при увеличении позиционности применяемых видов цифровой модуляции, однако не так существенно, как это было для MISO. Для систем MIMO на вероятность ошибки влияет не только применяемый вид модуляции, но и количество независимо передаваемых информационных потоков, так как увеличение количества пространственных потоков, создаю-

щих взаимные помехи, будет отрицательным образом сказываться на вероятности ошибки.

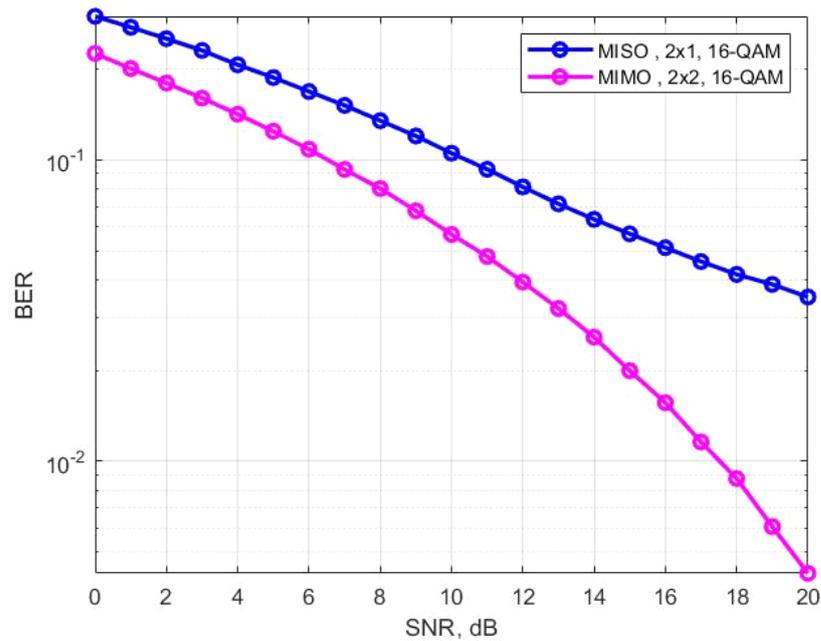
Рассмотрим зависимость помехоустойчивости от количества приемных и передающих антенн ММО для разных видов модуляции и построим зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при различных видах модуляции для системы МISO и ММО. Результаты моделирования представлены на рисунке 3.6.



а)



б)



в)

Рисунок 3.6. Вероятность битовой ошибки системы MISO и MIMO при различных видах модуляции

Анализ результатов расчетов, приведенных на рисунке 3.6, позволяет сделать вывод, что в системах беспроводной связи с блочным пространственно-временным кодированием (STBC) изменение типа модуляции в системах с MISO не слишком сильно сказывается на помехоустойчивости. В таблице 3.1 представлены значения вероятности ошибки для системы MISO при трех видах модуляции при SNR 6 и 10 дБ.

Таблица 3.1. Вероятность ошибки системы MISO для разных видов модуляции при SNR 6 и 10 дБ

Мод.	SNR, дБ	BER	SNR, дБ	BER
BPSK	6	$0,5 \cdot 10^{-2}$	10	$1 \cdot 10^{-3}$
4-QAM	6	$2 \cdot 10^{-2}$	10	$1 \cdot 10^{-3}$
16-QAM	6	$5 \cdot 10^{-1}$	10	10^{-1}

В таблице 3.2 показаны вероятности битовой ошибки для системы MIMO при отношении сигнал/шум 6 дБ и 10 дБ. Моделирование показывает,

что в системах с MIMO вероятность ошибки сильно зависит от вида модуляции.

Таблица 3.2. Вероятность ошибки системы MIMO для рассматриваемых видов модуляции при SNR 6 и 10 дБ

Мод.	SNR, дБ	BER	SNR, дБ	BER
BPSK	6	$5 \cdot 10^{-5}$	10	0
4-QAM	6	$5 \cdot 10^{-3}$	10	$7 \cdot 10^{-5}$
16-QAM	6	10^{-1}	10	$5 \cdot 10^{-2}$

Результаты моделирования позволяют сделать вывод о том, что как система MISO, так и система MIMO чувствительны к выбранному закону модуляции поднесущих и увеличение скорости передачи за счет применения многосекционных видов модуляции приводит к существенному росту битовой ошибки.

3.2. Разработка и исследование алгоритма сложения сигналов MIMO по методу автовыбора

Автовыбор сигнала, наименее пораженного замираниями, можно осуществлять по двум критериям:

1. Автовыбор по максимальному уровню сигнала из всех принятых приемниками системы MIMO.
2. Автовыбор по максимальному значению отношения сигнал/шум в ветвях разнесения.

Первый критерий может дать много ошибок, так как большой уровень сигнала может маскировать большие шумы, глубокие замирания и помехи. Для оценки помехоустойчивости связи определяется вероятностью падения уровня сигнала относительно порогового уровня, зависящего от пороговых свойств приемников в системе MIMO. При четырехпараметрической модели быстрых замираний эту вероятность можно определить как [69,70].

$$\begin{aligned} P_{Na} &= P\{\rho_N < \rho_m\} = \prod_{i=1}^N P\{r_i < \rho_m\} = \\ &= \rho_m^{2N} \prod_{i=1}^N \frac{\sigma_{\phi i}^2}{\sigma_{xi} \sigma_{yi}} \exp\left(-\frac{m_{xi}^2}{2\sigma_{xi}^2} - \frac{m_{yi}^2}{2\sigma_{yi}^2}\right), \end{aligned} \quad (3.6)$$

где N - кратность разнесения в системе MIMO, ρ_N - отношение сигнал/шум на выходе устройства комбинирования N ветвей; ρ_m - пороговое отношение сигнал/шум приемника; r_i - отношение сигнал/шум; R_i - амплитуда сигнала; $\sigma_{\phi i}$ - средняя мощность аддитивных шумов i -й ветви соответственно, причем

$$r_i = R_i / \sqrt{2\sigma_{\phi i}}. \quad (3.7)$$

Для определения вероятности срыва связи при выборе по максимальной амплитуде сигнала обозначим

$$K_i = \frac{1}{\sigma_{xi} \sigma_{yi}} \exp\left(-\frac{m_{xi}^2}{2\sigma_{xi}^2} - \frac{m_{yi}^2}{2\sigma_{yi}^2}\right), \quad (3.8)$$

$$F_i(R_i) = P\{R_i < R_m\} = \int_0^{R_m} \omega_i(R_i) dR_i = \frac{K_i R_m^2}{2}, \quad (3.9)$$

$$R_{im} = \sqrt{2} \sigma_{\phi i} \rho_m. \quad (3.10)$$

Сигнал на выходе каждой антенны системы ММО можно представить в виде совместного распределения плотности вероятности величин R_1, R_2, \dots, R_N

$$W(R_1, \dots, R_N) = \prod_{i=1}^N \omega_i(R_i) = \prod_{i=1}^N K_i R_i, \quad (3.11)$$

поскольку R_1, \dots, R_N полагаются некоррелированными. Вероятность срыва связи при автовыборе по максимальной амплитуде сигнала будет

$$P\{\rho < \rho_m\} = \sum_{i=1}^N P_i, \quad (3.12)$$

где

$$\begin{aligned} P_i &= \int_0^{R_{im}} \left[\int_0^{R_i} \dots \int_0^{R_i} W(R_1, \dots, R_N) dR_1 \dots dR_{i-1} \cdot dR_{i+1} \dots dR_N \right] dR_i = \\ &= K_i \int_0^{R_{im}} R_i \left[\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N K_j \int_0^{R_i} R_j dR_j \right] dR_i = \frac{R_{im}^{2N} \prod_{j=1}^N K_j}{N \cdot 2^N} \end{aligned}$$

Отсюда с учетом (3.9) и (3.10)

$$P_{Na} = \frac{\rho_m^{2N}}{N} \sum_{i=1}^N \sigma_{\phi i}^{2N} \prod_{j=1}^N \frac{1}{\sigma_{xj} \sigma_{yj}} \exp\left(-\frac{m_{xj}^2}{2\sigma_{xj}^2} - \frac{m_{yj}^2}{2\sigma_{yj}^2}\right). \quad (3.13)$$

В качестве критерия эффективности объединения разнесенных сигналов при ММО можно использовать отношение сигнал/шум. Такой подход даст возможность сравнить различные методы комбинирования сигналов и демонстрирует качество обработки разнесенных сигналов лучшим образом.

На вход каждой антенны приемника ММО приходит смесь сигналов, пришедших по различным путям, с быстрыми замираниями и шумами в тракте приемника. Принятый сигнал $Y(t)$ можно записать в виде суммы полезного сигнала и помехи [71].

$$Y(t) = S(t) + N(t). \quad (3.14)$$

Алгоритм комбинации сигналов по методу автовыбора может состоять из следующих шагов:

1. Ввод исходных данных. Ими являются количество приемопередающих антенн для систем ММО и различные параметры четырехпараметрического закона распределения замираний $\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$;

2. Изменение параметров четырехпараметрического закона распределения замираний для обеспечения в 60% времени релеевских замираний, а в 40% времени других законов распределения замираний, в том числе более глубоких по сравнению с релеевскими [52].

Четырехпараметрическое распределение при смене параметров приводит к различным законам распределения замираний, таким как:

- Релея при $m_x = m_y = 0, \sigma_x = \sigma_y = \sigma$

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma^2} \exp \left[\frac{-\gamma^2}{2\sigma^2} \right]; \quad (3.15)$$

- Райса при $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$, $m_x = 0$, $m_y \neq 0$

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma^2} \exp \left[\frac{-(\gamma^2 + m_x^2)}{2\sigma^2} \right] I_0 \left[\frac{m_x \gamma}{\sigma^2} \right], \quad (3.16)$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;

- усеченно-нормальному распределению при $m_x = m_y = 0$, σ_x или $\sigma_y = 0$

$$w(\gamma) = \left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_{x,y}\sqrt{\pi}} \right) \exp \left[\frac{-\gamma^2}{2\sigma_{x,y}^2} \right], \gamma > 0; \quad (3.17)$$

- подрелеевскому распределению при $\sigma_x \neq \sigma_y$; $m_x = m_y = 0$

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma_x \sigma_y} \exp \left[\frac{-\gamma^2}{4} \left(\frac{1}{\sigma_x^2} + \frac{1}{\sigma_y^2} \right) \right] I_0 \left[\frac{\gamma^2}{4} \left(\frac{1}{\sigma_x^2} - \frac{1}{\sigma_y^2} \right) \right]. \quad (3.18)$$

Наиболее глубокие замирания наблюдаются при усеченно-нормальном законе распределения вероятностей [69-71].

3. Формирование информационного сигнала с требуемым видом модуляции;

4. Добавлением независимых быстрых замираний и шумов в каждый луч разнесения;

5. Вычисление вероятности битовой ошибки (BER) при выборе по максимальной амплитуде сигнала на приемной стороне в каждом луче разнесения, в соответствии с выражением (3.13);

6. Переключение на выход схемы луча с минимальным отношением сигнал/шум;

7. Повтор выполнения пунктов 4-6 алгоритма через временной интервал t , равный интервалу локальной стационарности быстрых замираний ($t \sim 2-3$ мин.);

8. Оценка эффективности метода автовыбора путем сравнения отношения сигнал/шум с пороговым значением приемника;

На рисунке 3.7, показана структура разработанного алгоритма сложения сигналов ММО по методу автовыбора. На рисунке 3.7 приняты следующие обозначения: C – выход сложения сигналов уровень по методу автовыбора; Π – пороговое уровень сигнала приемника.

Ошибки возникают в тех случаях, когда уровень сигнала ρ становится меньше некоторого порогового уровня отношения сигнал/шум приемника, зависящего от пороговых свойств приемника. Вероятность ошибки при этом

$$P[\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_N < \rho_m] = \prod_{i=1}^N P(\rho_N < \rho_m) = [1 - e^{-\rho_m/\Gamma}]^N, \quad (3.19)$$

где Γ - среднее отношение сигнал/шум для каждого входа ММО. Поскольку замирания на каждом элементе ММО является независимыми, то замирания сигнала по каждому входу полагаются некоррелированными. А так как замирания не коррелированы, вероятность ошибки уменьшается с увеличением кратности разнесения.

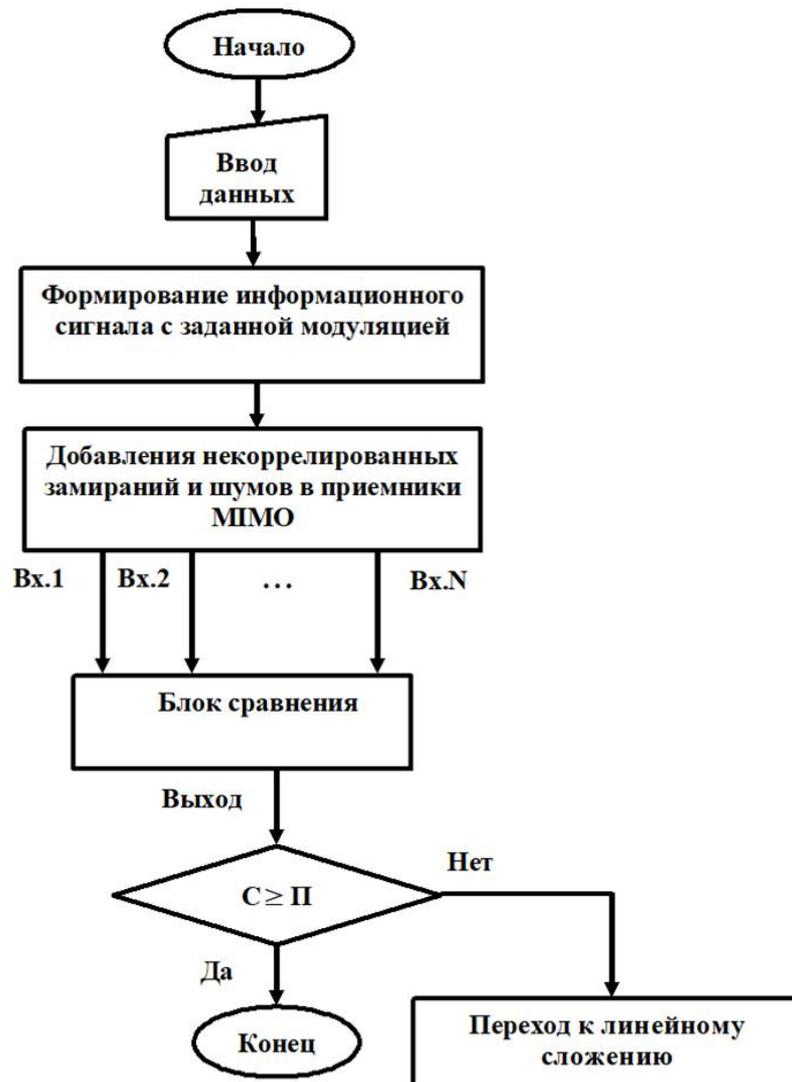


Рисунок 3.7. Структурная схема алгоритма сложения разнесенных сигналов по методу автовыбора

На рисунке 3.8 представлены графики зависимости вероятности падения уровня сигнала ниже порогового уровня при автовыборе от роста кратности разнесения N в системе ММО. Эта вероятность коррелирована с вероятностью ошибки при приеме информации.

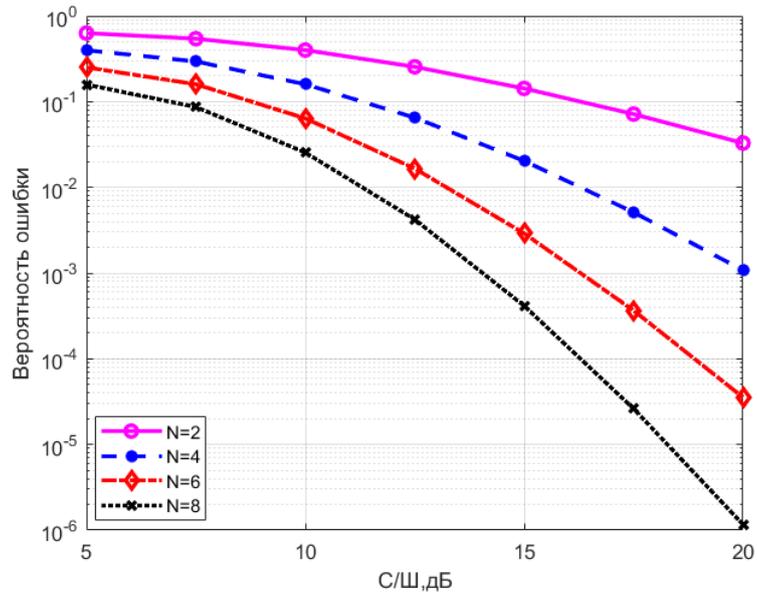


Рисунок 3.8. Зависимость вероятности ошибки от N -кратном разнесения при релейских замираниях

Из рисунка 3.8 видно, что эта вероятность улучшается при переходе от $N=2$ до $N=4$. В результате вероятность ошибки, например 10^{-4} , при автовыборе с ростом N достигается при меньшем соотношения сигнал/шум.

На рисунке 3.9, показано сравнение помехоустойчивости по методу автовыбора с оптимальным сложением для случая двухкратного разнесения сигналов. Отсюда следует, что оптимальное сложение в ветвях разнесения более помехоустойчиво по сравнению с автовыбором, причем разница увеличивается с ростом кратности разнесения.

На рисунке 3.10 для четырехкратного разнесения сигналов при вероятности ошибки 10^{-4} оптимальное сложение на 3, 6 дБ лучше, чем сложение по методу автовыбора. Но метод автовыбора не требует фазирования сигналов и является более простым в реализации по сравнению с оптимальным сложением, поэтому широко применяется в устройствах комбинирования систем ММО. Оптимальное сложение разнесенных сигналов требует точного измерения амплитуды и фазы, поэтому на практике используется реже.

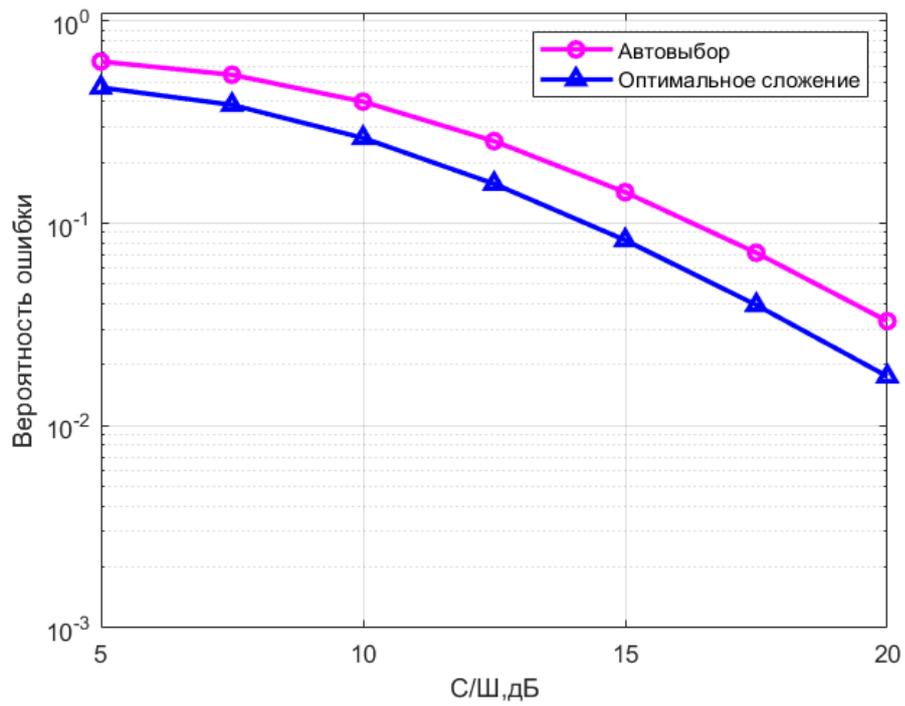


Рисунок 3.9. Сравнение автовыбора с оптимальным сложением для случая двухкратного разнесения сигналов

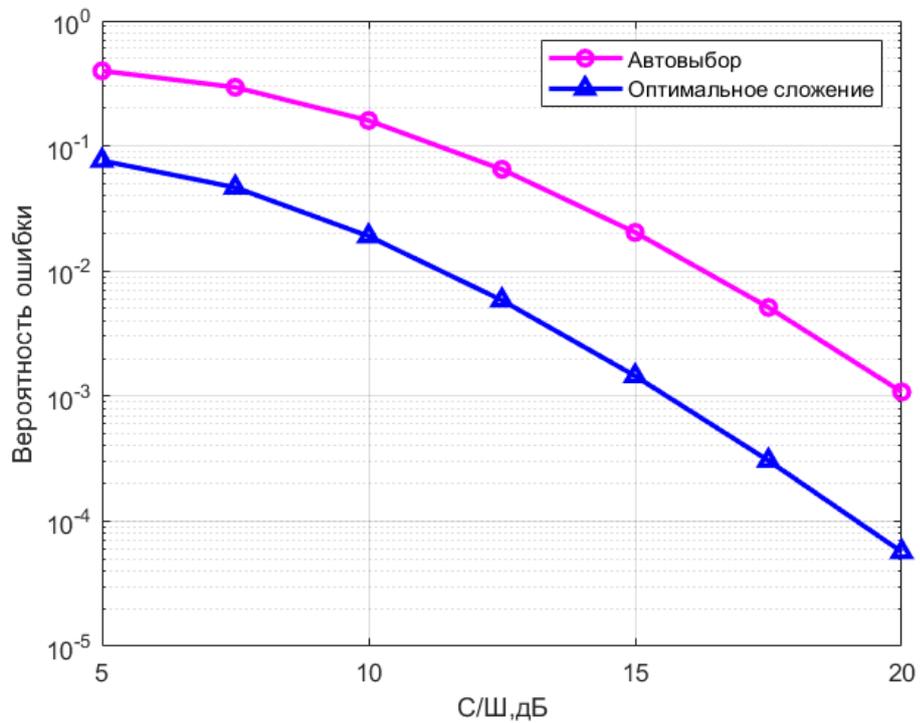


Рисунок 3.10. Сравнение автовыбора с оптимальным сложением для случая четырехкратного разнесения сигналов

3.3. Разработка и исследование алгоритма сложения сигналов

ММО по методу линейного сложения

Одним из методов объединения (сложения) сигналов из разнесенных каналов с замираниями является линейное сложение. Критерием качества сигналов может быть уровень сигнала. Такой подход позволит наиболее полно отразить качество обработки принимаемых разнесенных сигналов системы ММО [72-77]. Сначала получим формулу для двухкратного разнесения $N=2$.

$$S_2 = R_1 + R_2 , \quad (3.20)$$

где R_1 и R_2 - сигналы приходящие на первую и вторую антенны системы ММО.

Для большего числа разнесения в ММО аналогично ($S_N = \sum_{i=1}^N R_i$), где S_N - суммарный сигнал при N -кратном разнесении. Вероятность ошибки при двукратном разнесении можно определить как

$$P\{S_2 < R_m\} = \int_0^{R_m} \int_0^{S_2} \omega_1(R_1)\omega_2(S_2 - R_1)dR_1dS_2 = \frac{k_1k_2R_m^4}{24} = qR_m^4, \quad (3.21)$$

где ω_1, ω_2 – распределение плотности вероятности величин R_1, R_2, R_m – пороговое значение уровня принимаемого сигнала. Пусть помехоустойчивость устройства линейного сложения ветвей разнесения

$$P\{S_N < R_m\} = qR_m^{2N} ,$$
$$\frac{dP\{S_N < R_m\}}{dS_N} = 2qNS_N^{2N-1}. \quad (3.22)$$

Учитывая, что $S_{N+1}=S_N+R_{N+1}$, получаем, что помехоустойчивость линейного сложения $N+1$ разнесенных сигналов определится как

$$\begin{aligned}
 P\{S_{N+1} < R_m\} &= \int_0^{R_m} \int_0^{S_{N+1}} \omega_{N+1}(S_{N+1} - S_N) \times \frac{dP\{S_N < R_m\}}{dS_N} dS_N dS_{N+1} \\
 &= \frac{qk_{N+1}R_m^{2N+2}}{2(N+1)(2N+1)} .
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Таким образом, рекуррентная формула

$$P\{S_{N+1} < R_m\} = \frac{k_{N+1}R_m^2}{2(N+1)(2N+1)} P\{S_N < R_m\} . \tag{3.24}$$

Отсюда

$$P\{S_N < R_m\} = R_m^{2N} \prod_{i=1}^N \frac{k_i}{2i(2i-1)} . \tag{3.25}$$

Для кратности разнесения N пороговое соотношение сигнал/шум на выходе устройства линейного сложения

$$\rho_m = \frac{R_m}{\sqrt{2 \sum_{i=1}^N \sigma_{\varphi i}^2}} . \tag{3.26}$$

Для оценки помехоустойчивости связи при линейном сложении разнесенных сигналов определяется вероятностью падения уровня сигнала относительно пороговых свойств приемников в системе ММО. Быстрые замирания сигнала будем считать подчиняющихся четырехпараметрическому закону распределения вероятностей, как более универсальному закону по сравнению с релеевским распределением, часто применяющемся для расчетов помехоустойчивости систем связи [78, 79]. При этом с учетом выраже-

ний (3.9) и (3.25) получаем формулу помехоустойчивости устройства для N -кратного линейного сложения разнесённых сигналов.

$$P_{Ne} = P\{\rho_N < \rho_m\} = \rho_m^{2N} \left(\sum_{i=1}^N \sigma_{\phi i}^2 \right)^N \times \frac{1}{N!} \prod_{i=1}^N \frac{1}{(2i-1)\sigma_{x_i}\sigma_{y_i}} \exp\left(-\frac{m_{x_i}^2}{2\sigma_{x_i}^2} - \frac{m_{y_i}^2}{2\sigma_{y_i}^2}\right). \quad (3.27)$$

На рисунке 3.11, показана структура разработанного алгоритма сложения сигналов ММО по методу линейного сложение. На рисунке 3.11 приняты следующие обозначения: C – выходной сигнал после линейного сложения; Π – пороговый уровень сигнала приемника.



Рисунок 3.11. Структурная схема алгоритма сложения разнесенных сигналов по методу линейного сложение

3.4. Разработка и исследование алгоритма сложения сигналов MIMO по методу оптимального сложения

Одним из лучшим методом объединения сигналов MIMO из разнесенных каналов связи с замираниями является оптимальное сложение. При таком методе суммируются принимаемые разными приемниками сигналы с переменными весами, обеспечивая выигрыш по помехоустойчивости.

Для оценки помехоустойчивости связи определяется отношение сигнал/шум относительно порогового уровня, зависящего от пороговых свойств приемников в системе MIMO. Отношению сигнал/шум при оптимальном сложении l сигналов [72].

$$\rho_l = \sqrt{\sum_{i=1}^l \frac{R_i^2}{2\sigma_{\theta_i}^2}}, \quad (3.28)$$

где R_i^2 - мощность сигнала i -ой ветви MIMO; $\sigma_{\theta_i}^2$ - мощность шума в i -ой ветви MIMO. Для $l=2$ вероятность срыва связи (вероятность падения уровня сигнала ниже порогового уровня детектора приемника) определится как

$$P\{\rho_{l+1} < \rho_m\} = k_1 k_2 \sigma_{\theta_1}^2 \sigma_{\theta_2}^2 \rho_m^4, \quad (3.29)$$

где ρ_m - пороговое отношение сигнал/шум приемника; σ_i - средняя мощность шумов i -ой ветви MIMO;

$k_i = \frac{1}{\sigma_{x_i} \sigma_{y_i}} \exp\left(-\frac{m_{x_i}^2}{2\sigma_{x_i}^2} - \frac{m_{y_i}^2}{2\sigma_{y_i}^2}\right)$ при четырехпараметрическом законе распределения замираний в лучах разнесения.

Рекуррентная формула имеет вид:

$$P\{\rho_{l+1} < \rho_m\} = \frac{k_{l+1} \rho_m^2 \sigma_{\emptyset, l+1}^2}{l+1} P\{\rho_l < \rho_m\}. \quad (3.30)$$

Тогда вероятность срыва связи, то есть помехоустойчивость метода оптимального сложения разнесенных сигналов при большом числе ветвей разнесения в ММО определится по формуле

$$P_{N_0} = \frac{\rho_m^{2N}}{N!} \prod_{i=1}^N \frac{\sigma_{\emptyset i}^2}{\sigma_{x_i} \sigma_{y_i}} \exp\left(-\frac{m_{x_i}^2}{2\sigma_{x_i}^2} - \frac{m_{y_i}^2}{2\sigma_{y_i}^2}\right). \quad (3.31)$$

В результате получена удобная формула вероятности срыва связи при оптимальном сложении для произвольной кратности разнесения в рамках четырехпараметрической модели замираний амплитуды сигнала в системе ММО.

Общая структура системы, реализующей оптимальное сложение методы, представлена на рис. 3.12. На рисунке 3.12, приняты следующие обозначения: С – выход сложения сигналов уровень по методу оптимальное сложение; П – пороговое уровень сигнала приемника.

В блоке фазирования производится фазирование входных сигналов таким образом, чтобы на его выходах составляющие сигналов были между собой синфазны.

В блоке измерений производится измерение уровней сигнала и шума. Оптимальное сложение требует выполнения быстрых и сложных измерений. В связи с этим, из-за трудности практической реализации оптимального сложения, практически используют различные квазиоптимальные методы.

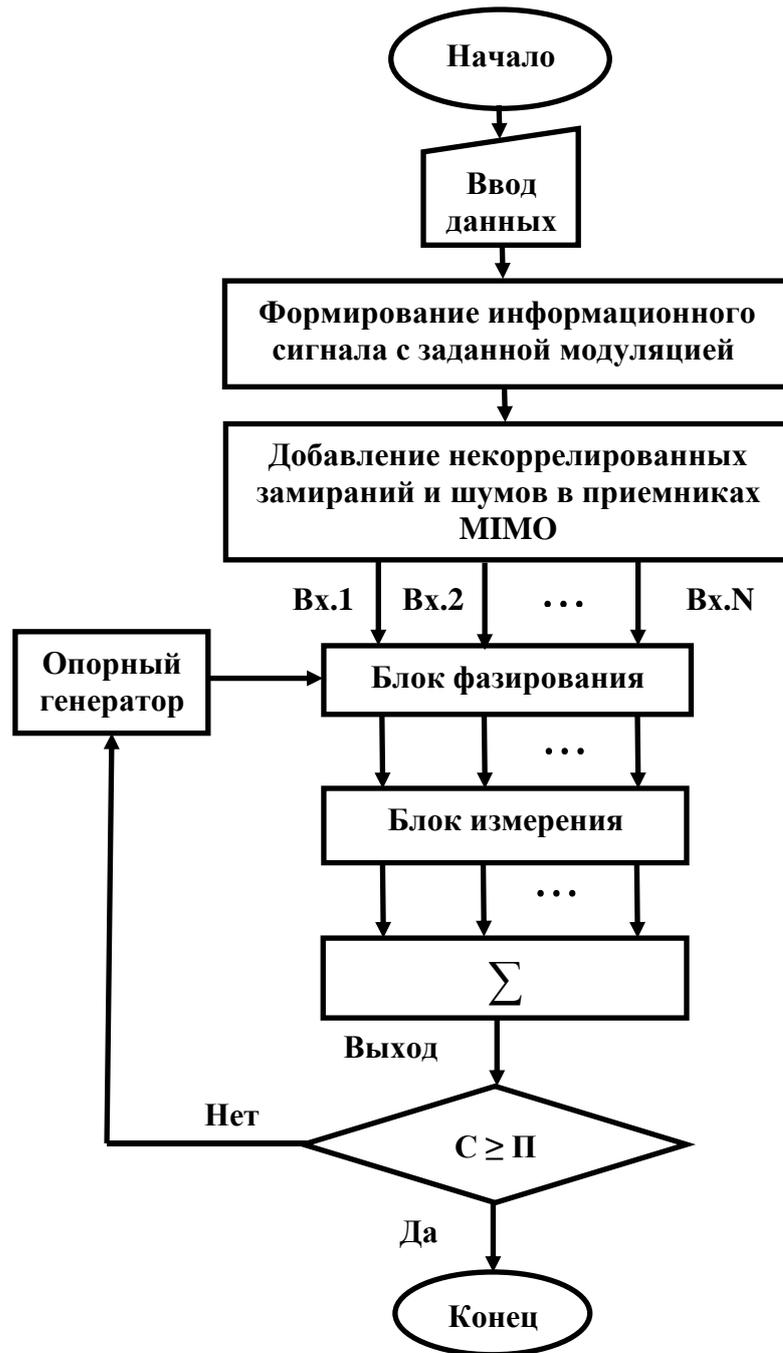


Рисунок 3.12. Структурная схема алгоритма сложения разнесенных сигналов по методу оптимального сложения

3.5. Разработка и исследование адаптивного алгоритма сложения сигналов ММО

В результате многолучевости возникает интерференция и искажения принимаемых сигналов по амплитуде и по фазе. Замирания сигналов имеют случайный характер и удобно их описывать четырехпараметрическим распределением вероятностей, как наиболее универсальным законом, частные случаи которого неоднократно наблюдались на трассах связи. Замирания сигналов в приемниках ММО приводят к ухудшению качества связи. Поэтому возникает потребность в разработке алгоритмов, которые позволят системе ММО адаптироваться к конкретным условиям работы. Одним из путей адаптивной работы системы ММО может выступать динамическое изменение методов обработки сигналов.

Алгоритм сложения разнесенных сигналов по методам автовыбора и линейного сложения, наряду с простотой реализации, имеют и другое достоинство. Это достоинство реализуется в том, что при их использовании не требуется измерять и учитывать уровень шумов в ветвях разнесения. Адаптивное объединение этих методов позволяет достигать эффективных результатов, близких к результатам более сложного в реализации оптимального сложения.

Возможная структурная схема для этого случая приведена на рис. 3.13, на котором показан разработанный адаптивный алгоритм сложения разнесенных сигналов по методу автовыбора и линейного сложения, обеспечивающий максимальный уровень выходного информационного сигнала.

Операция выбора наилучшего сигнала по методам автовыбора и линейного сложения производится не из набора N входных разнесенных сигналов ММО, а из расширенного набора. Расширенный набор включает кроме N входных сигналов от разнесенных антенн ММО еще один сигнал, предварительно полученный сложением этих же N сигналов. Сигналы при этом предполагаются предварительно сфазированными [80-83].

Фазирование разнесенных сигналов удобно получать с помощью опорного генератора (ОГ), синхронизируемого в свою очередь выходным сигналом устройства адаптивного сложения. В этом случае не требуется усиливать выходной сигнал и компенсировать вносимые при усилении фазовые сдвиги. Разработанный алгоритм адаптивного сложения выходных сигналов ММО приведен на рисунке 3.13.

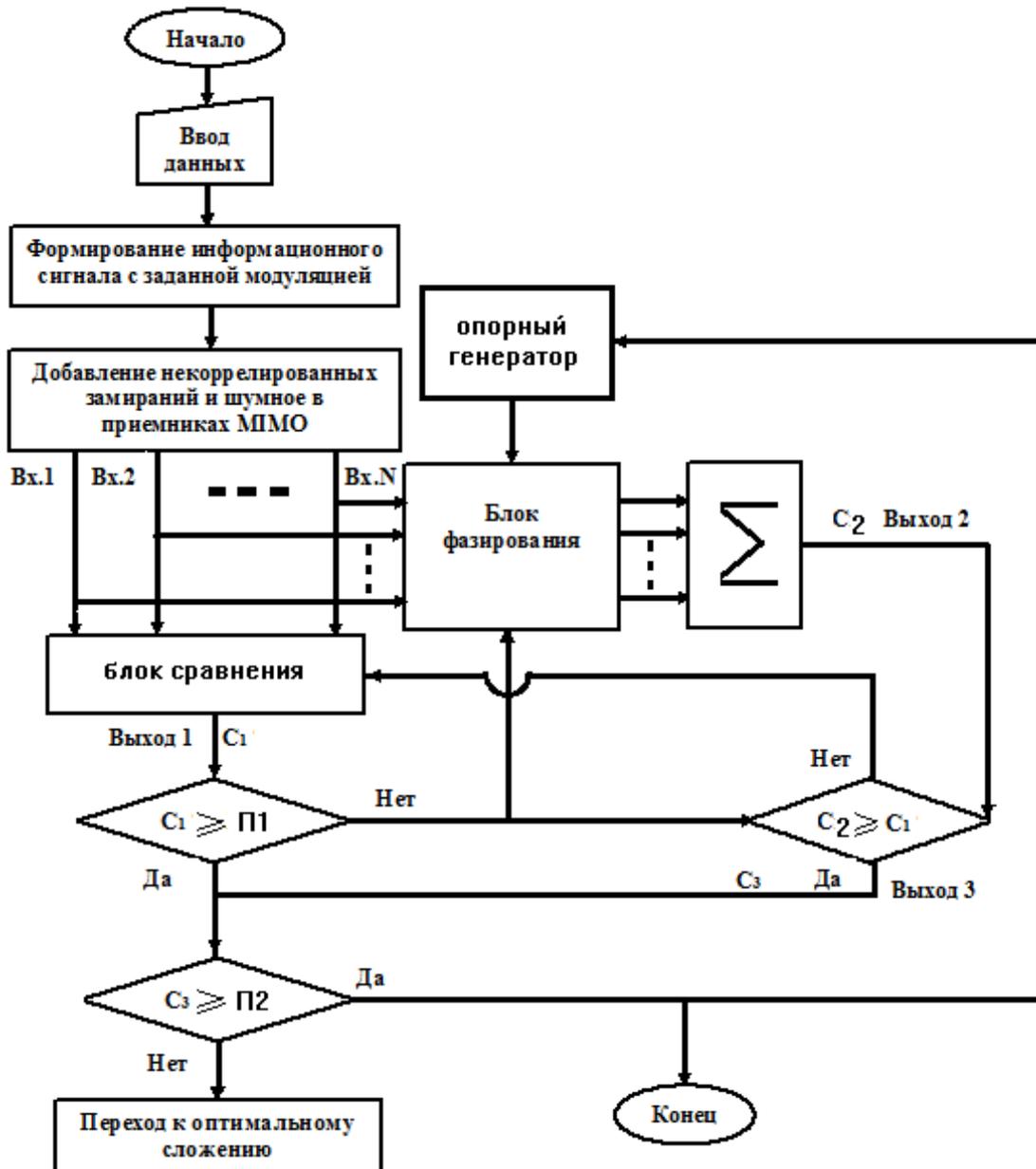


Рисунок 3.13. Структурная схема алгоритма сложения разнесенных сигналов по комбинированному методу (автовыбор + линейное сложение)

На рисунке 3.13 приняты следующие обозначения:

C_1 – выходной сигнал после сложения по методу автовыбора;

C_2 – выходной сигнал после линейного сложения сигналов;

C_3 – выходной сигнал устройства адаптивного сложения сигналов с автоматический выбором наилучшего качества от сложения либо по методу линейного сложения, либо по методу автовыбора.

В разработанном алгоритме, приведенном на рис. 3.13, использованы следующие пороговые уровни сигналов: Π_1 – максимальный пороговый уровень приемников ММО; Π_2 – пороговое уровень по которому выбирается наилучший из двух выходных сигналов от линейного сложения или от автовыбора.

3.6. Разработка методики оценки вероятности срывов связи в радиоканале ММО

Рассмотрим методику оценки вероятности срывов связи у приемника системы ММО. Представим принимаемый одной антенной из системы ММО сигнал вектором R . Известно, что длина вектора R флуктуирует и распределена по четырехпараметрическому закону, если ортогональные компоненты вектора не коррелированы и распределены по нормальному закону распределения вероятностей [84]. Срывы связи наступают в тех случаях, когда уровень сигнала R становится меньше некоторого уровня R_{min} , определяемого пороговыми свойствами используемого приемника. Тогда вероятность срыва связи P_{dc} будет равна вероятности попадания конца вектора R внутрь круга радиусом R_{min} .

$$P_{dc} = P\{R < R_{min}\}. \quad (3.32)$$

Эта вероятность описывается выражением (3.1) но оно сложное для вычислений. С небольшим приближением можно упростить рассмотрение. Для этого будем использовать два квадрата - вписанный $Sq1$ и описанный $Sq2$ вокруг окружности радиусом R , как показано на рис. 3.14.

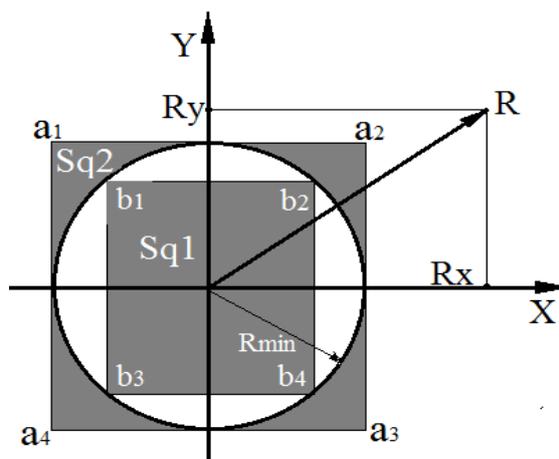


Рисунок 3.14. Геометрическая интерпретация приема сигнала R

Из рисунка 3.14, следует что вероятность срыва связи определится неравенством

$$P\{R \in Sq1\} < P_{dc} = P\{R < R_{min}\} < P\{R \in Sq2\}. \quad (3.33)$$

Поскольку известно, что законы распределения ортогональных компонент сигнала R подчинены нормальному закону распределения вероятностей [84], то это позволяет найти вероятности попадания конца вектора R внутрь квадратов $Sq1$ и $Sq2$

$$\begin{aligned} P\{R \in Sq1\} &= P\{|R_X|\} < b_1 b_2\} \cdot P\{|R_Y|\} < b_2 b_3 \\ &= \left[F\left(\frac{\left(\frac{R_{min}}{\sqrt{2}}\right) - m_X}{\sigma_X}\right) - F\left(\frac{\left(\frac{-R_{min}}{\sqrt{2}}\right) - m_X}{\sigma_X}\right) \right] \\ &\cdot \left[F\left(\frac{\left(\frac{R_{min}}{\sqrt{2}}\right) - m_Y}{\sigma_Y}\right) - F\left(\frac{\left(\frac{-R_{min}}{\sqrt{2}}\right) - m_Y}{\sigma_Y}\right) \right], \end{aligned} \quad (3.34)$$

где $F(Z)$ - интеграл вероятности.

$$\begin{aligned} P\{R \in Sq2\} &= P\{|R_X|\} < a_1 a_2\} \cdot P\{|R_Y|\} < a_2 a_3 \\ &= \left[F\left(\frac{(R_{min} - m_X)}{\sigma_X}\right) - F\left(\frac{(-R_{min} - m_X)}{\sigma_X}\right) \right] \\ &\cdot \left[F\left(\frac{(R_{min} - m_Y)}{\sigma_Y}\right) - F\left(\frac{(-R_{min} - m_Y)}{\sigma_Y}\right) \right]. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Используя (3.34) и (3.35), можно получить выражение, определяющее помехоустойчивость радиосвязи при быстрых замираниях, возникающих из-за интерференции сигналов на входе каждого приемника системы MIMO в виде следующего неравенства.

$$\begin{aligned}
& \left[F \left(\frac{\left(\frac{R_{min}}{\sqrt{2}} \right) - m_X}{\sigma_X} \right) - F \left(\frac{\left(\frac{-R_{min}}{\sqrt{2}} \right) - m_X}{\sigma_X} \right) \right] \\
& \cdot \left[F \left(\frac{\left(\frac{R_{min}}{\sqrt{2}} \right) - m_Y}{\sigma_Y} \right) - F \left(\frac{\left(\frac{-R_{min}}{\sqrt{2}} \right) - m_Y}{\sigma_Y} \right) \right] < P_{dc} \\
& < \left[F \left(\frac{R_{min} - m_X}{\sigma_X} \right) - F \left(\frac{-R_{min} - m_X}{\sigma_X} \right) \right] \\
& \cdot \left[F \left(\frac{R_{min} - m_Y}{\sigma_Y} \right) - F \left(\frac{-R_{min} - m_Y}{\sigma_Y} \right) \right]. \tag{3.36}
\end{aligned}$$

Выражение (3.36) позволяет приближенно оценить помехоустойчивость радиоканала на выходе одного приемного устройства ММО при достаточно общей модели замираний, описываемой четырехпараметрическим законом распределения вероятностей. В реальных системах радиосвязи R_{min} мало по сравнению со среднеквадратическим уровнем сигнала [85-88].

В работе [60] показано, что среднеквадратический уровень сигнала аналитически связан с параметрами четырехпараметрического закона распределения вероятностей следующим выражением

$$\bar{R}^2 = m_X^2 + m_Y^2 + \sigma_X^2 + \sigma_Y^2. \tag{3.37}$$

При выполнении условий

$$R_{min} \ll \sigma_X \text{ и } R_{min} \ll \sigma_Y, \tag{3.38}$$

внутри квадрата $Sq2$ можно пренебречь изменением величины

$$F \left(\frac{Z - m_{X,Y}}{\sigma_{X,Y}} \right) - F \left(\frac{-Z - m_{X,Y}}{\sigma_{X,Y}} \right).$$

Тогда неравенство (3.36) преобразуется к виду

$$\frac{S_{Sq2}}{\pi\sigma_X\sigma_Y} \exp\left(-\frac{m_X^2}{2\sigma_X^2} - \frac{m_Y^2}{2\sigma_Y^2}\right) < P_{dc} < \frac{S_{Sq1}}{\pi\sigma_X\sigma_Y} \exp\left(-\frac{m_X^2}{2\sigma_X^2} - \frac{m_Y^2}{2\sigma_Y^2}\right), \quad (3.39)$$

где S_{Sq1}, S_{Sq2} площади квадратов Sq1 и Sq2 соответственно для условий (3.38) неравенство (3.39) можно заменить приближенным равенством

$$\begin{aligned} P_{dc} = P\{R < R_{min}\} &\approx \frac{S_{0Rmin}}{2\pi\sigma_X\sigma_Y} \exp\left(-\frac{m_X^2}{2\sigma_X^2} - \frac{m_Y^2}{2\sigma_Y^2}\right) \\ &= \frac{R_{min}^2}{2\sigma_X\sigma_Y} \exp\left(-\frac{m_X^2}{2\sigma_X^2} - \frac{m_Y^2}{2\sigma_Y^2}\right), \end{aligned} \quad (3.40)$$

где $S_{0Rmin} = \pi R_{min}^2$ площадь круга радиусом R_{min} .

Известно, что четырехпараметрический закон распределения вероятностей соответствует теории рассеяния радиоволн на точечных неоднородностях [89], и является универсальным, поскольку для различных значений параметров приводит к различным законам распределения замираний [90], таким как:

- Распределение Релея с $\sigma_X = \sigma_Y = \sigma$; $m_X = m_Y = 0$;
- Распределение Райса с $\sigma_X = \sigma_Y = \sigma$; $m_X = 0, m_Y \neq 0$;
- Усеченно-нормальное распределение с $m_X = m_Y = 0$; σ_X или $\sigma_Y = 0$;
- Подрелеевское распределение с $\sigma_X \neq \sigma_Y$; $m_X = m_Y = 0$;

Известно также, что максимальная глубина замираний наблюдается при усеченно-нормальном законе распределения вероятностей замираний [91]. Именно при таких замираниях обнаруживается самая плохая помехоустойчивость систем передачи информации [92]. При этом вероятность срыва связи определяется попаданием вектора R на ось OY или на ось OX и вероятность срыва связи

$$P_{dc} = F\left(\frac{R_{min}}{\sigma_X}\right) - F\left(\frac{-R_{min}}{\sigma_X}\right). \quad (3.41)$$

При соблюдении неравенства $R_{min} \ll \sigma_X$, выражение (3.41) упрощается к виду

$$P_{dc} \approx \frac{R_{min}}{\sigma_X} \sqrt{\frac{2}{\pi}}. \quad (3.42)$$

В работах [60] приведены сведения об экспериментах на линии дальней тропосферной радиосвязи по измерению замираний радиосигнала и определению их параметров. Измерения проводились непрерывно в продолжении 19 суток. Условия проведения экспериментов были следующие: одноинтервальная сухопутная линия связи, протяженность 450 км, дециметровый диапазон частот, частотная манипуляция, летние условия в умеренно-континентальном климате.

При экспериментах наблюдались замирания, соответствующие четырехпараметрическому закону распределения вероятностей. За интервал локальной стационарности при обработке интерференционных замираний принимались трехминутные интервалы времени. При этом около 60% времени измерений наблюдались замирания подчиненные Релеевскому закону распределения вероятностей, а в 40% времени измерений наблюдались другие законы распределения вероятностей. Проверка соответствия законов производилась по критериям согласия Колмогорова - Смирнова, χ^2 , Крамера-фон Мизеса [93]. Отклонений от четырехпараметрического закона распределения вероятностей за все время экспериментов не наблюдалось.

На основании экспериментальных данных [69, 74,75] были проведены расчеты вероятности срывов связи для различных законов распределения вероятностей замираний. В зависимости от отношения порогового уровня приемника и средней амплитуды принимаемого сигнала определены проценты времени срывов связи в отдельных каналах ММО до обработки сигналов.

На основании формул (3.36), (3.40) - (3.42) построены графики зависимости вероятности срыва связи от соотношения между средней мощностью принимаемого сигнала и пороговым уровнем приемника. При этом под срывом связи понималось пропадание приема информации на время более десяти непрерывных информационных бит. Графики построены для разных сочетаний параметров канала связи.

На рисунке 3.15, приведены графики зависимости вероятности срыва связи от соотношения между средней мощностью принимаемого сигнала и пороговым уровнем приемника. Закрашенные участки на рисунках показывают области, где не выполняются условия (3.38) и при определении вероятности срыва связи необходимо использовать выражения (3.36) и (3.41).

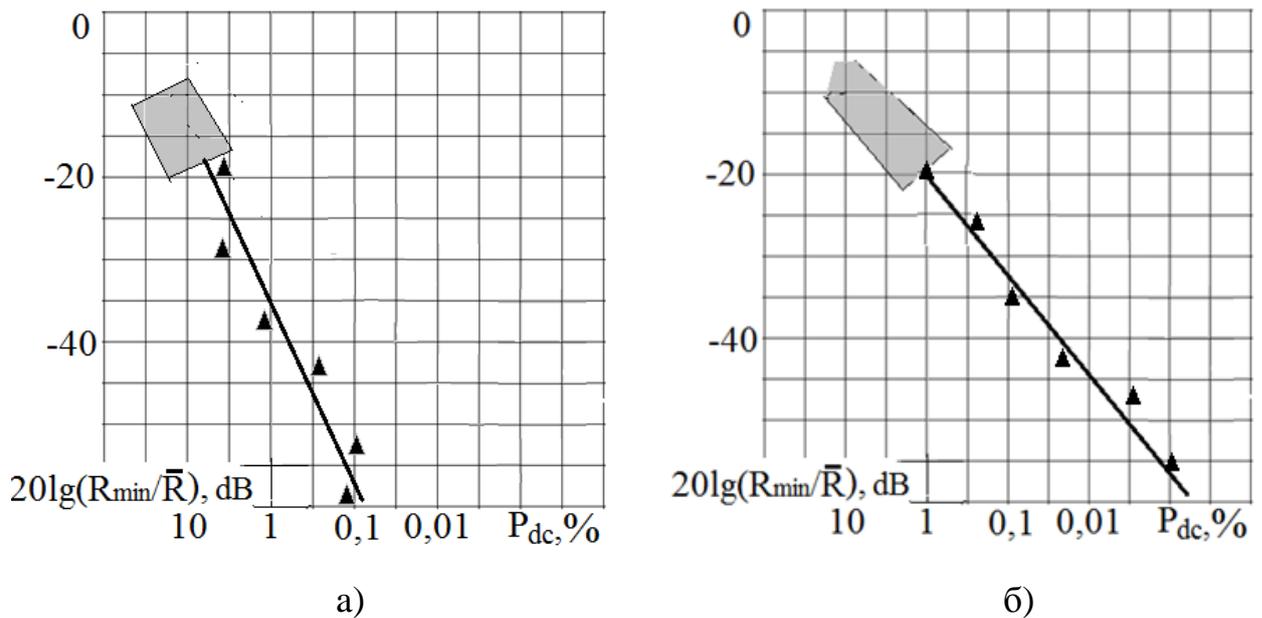


Рисунок 3.15. Зависимости вероятности срывов связи от отношения среднего уровня сигнала и уровня порога приемника: а) для четырехпараметрического распределения вероятностей, б) для усеченно-нормального распределения

Длительность проведенных экспериментальных исследований позволила выявить замирания сигналов с разными законами распределения вероятностей. Чаще других наблюдалось релеевское распределение замираний,

затем обобщенно-релеевское и бимодальное распределения вероятностей. Реже наблюдались замирания, подчиненные усеченно-нормальному закону. Однако все наблюдавшиеся распределения вероятностей оказались частными случаями четырехпараметрического закона. Проверка гипотез производилась по трем различным критериям согласия и отклонений гипотез не наблюдалось.

Расчеты по выведенным выражениям показали, что наиболее глубокие замирания встречались при усеченно-нормальном законе распределения замираний, что подтверждено экспериментально. Из рисунка 3.15 следует, что при срывах связи менее одного процента времени трехминутных сеансов связи взаимосвязь времени срывов связи и среднего уровня принимаемого сигнала достаточно точно определяется полученными выражениями (3.40), (3.42). При срывах связи более одного процента времени от времени сеанса связи не выполняются условия (3.38) и необходимо пользоваться формулами (3.37), (3.41), а вероятность ошибки находится в некоторой области, заштрихованной на рисунках 3.15.

Выводы по главе 3.

1. Предложена общая структура генератора быстрых интерференционных замираний, позволяющая моделировать с помощью ЭВМ воздействия интерференционных замираний на сигналы систем связи для определения необходимого энергетического запаса на их преодоление в системах ММО.

2. Для достаточно общей четырехпараметрической модели замираний в многолучевых радиоканалах получены формулы для оценки помехоустойчивости в отдельных каналах связи

3. Предложен комбинированный алгоритм сложения разнесенных сигналов в приемниках системы ММО.

4. Предложен метод адаптивного сложения разнесенных сигналов ММО с автоматический выбором наилучшего качества от сложения либо по методу линейного сложения, либо по методу автовыбора.

5. Разработана методика оценки вероятности срывов связи в радиоканале одного приемного устройства ММО при достаточно общей модели замираний.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ММО

4.1. Разработка модели на ЭВМ для оценки эффективности обра- ботки сигналов в системах ММО

Для оценки эффективности обработки сигналов в системах ММО была разработана программа сложения пространственно разнесенных сигналов и проведены экспериментальные исследования с помощью имитационного моделирования. На программу моделирования получено свидетельство о государственной регистрации программы [94]. Моделирование выполнялось на ЭВМ в среде МАТЛАБ и на языке программирования С++. Моделировались методы линейного сложения и автовыбора разнесенных сигналов при различных некоррелированных отношениях сигнал/шум в двух разнесенных каналах передачи информации. При этом рассчитывалось отношение сигнал/шум для разных алгоритмов обработки и для наглядности выводилось графическое изображение шумов в каналах разнесения.

Отражения и рассеяние радиоволн на неоднородностях, встречающихся на линии радиосвязи, приводят к многолучевости и к интерференционным замираниям принимаемых радиосигналов. Наиболее общим их описанием является распределение вероятностей, называемое четырехпараметрическим законом распределения вероятностей передаточной функции многолучевого радиоканала. Описание этого закона приведено в выражении (3.1). Так как четырехпараметрический закон распределения базируется на двух законах с нормальным распределением вероятностей, то для моделирования на ЭВМ необходимо получить нормальный закон распределения [95]. Однако, практически во всех вычислительных системах функция распределения генериру-

емых случайных чисел имеет равномерное распределение. Переход от равномерного к нормальному распределению вероятностей можно осуществить с помощью метода Бокса-Мюллера-Марсальи по следующему правилу, описанному и доказанному в работах [96 – 100].

$$S = x^2 + y^2 \quad \text{для } 0 < S \leq 1$$

$$u = x \sqrt{\frac{-2 \ln(S)}{S}}, \quad v = y \sqrt{\frac{-2 \ln(S)}{S}}, \quad (4.1)$$

где x, y – равномерно распределенные случайные величины, u, v – нормально распределенные случайные величины.

Из-за многолучевого распространения на выходе каждой антенны приемника ММО возникают интерференционные замирания сигнала, которые вызывают изменения значений мощности шума по фазе и по амплитуде, что приводит к ухудшению качества связи. Рассмотрим глазковую диаграмму сигнала с квадратурной фазовой модуляцией QPSK, показанную на рисунке 4.1, при релеевском законе распределения вероятностей замираний с различной глубиной замираний (σ).

Если амплитуду сигнала принять за единицу, то при отсутствии замираний и шумов глазковая диаграмма сигнала QPSK представляет собой четыре точки с координатами $(+0,707; +0,707)$; $(-0,707; +0,707)$; $(-0,707; -0,707)$; $(+0,707; -0,707)$, соответственно. При наличии шумов и замираний точки глазковой диаграммы удаляются от этих координат и при больших значениях глубины замираний могут отклониться настолько, что уйдут в другой квадрант сигнального созвездия. Это и будет ошибкой приема информационной посылки при QPSK.

На рис. 4.1 приведены глазковые диаграммы сигнала QPSK при различных глубинах замираний в двух каналах приема системы связи с ММО. При моделировании, с целью сокращения времени обработки моделировался

цифровой информационный поток QPSK из 10000 посылок. Модель показывает, что при малой глубине замираний (рис.4.1 а) ошибки практически отсутствуют. С увеличением глубины замираний растет и величина BER (рис.4.1. б и с).

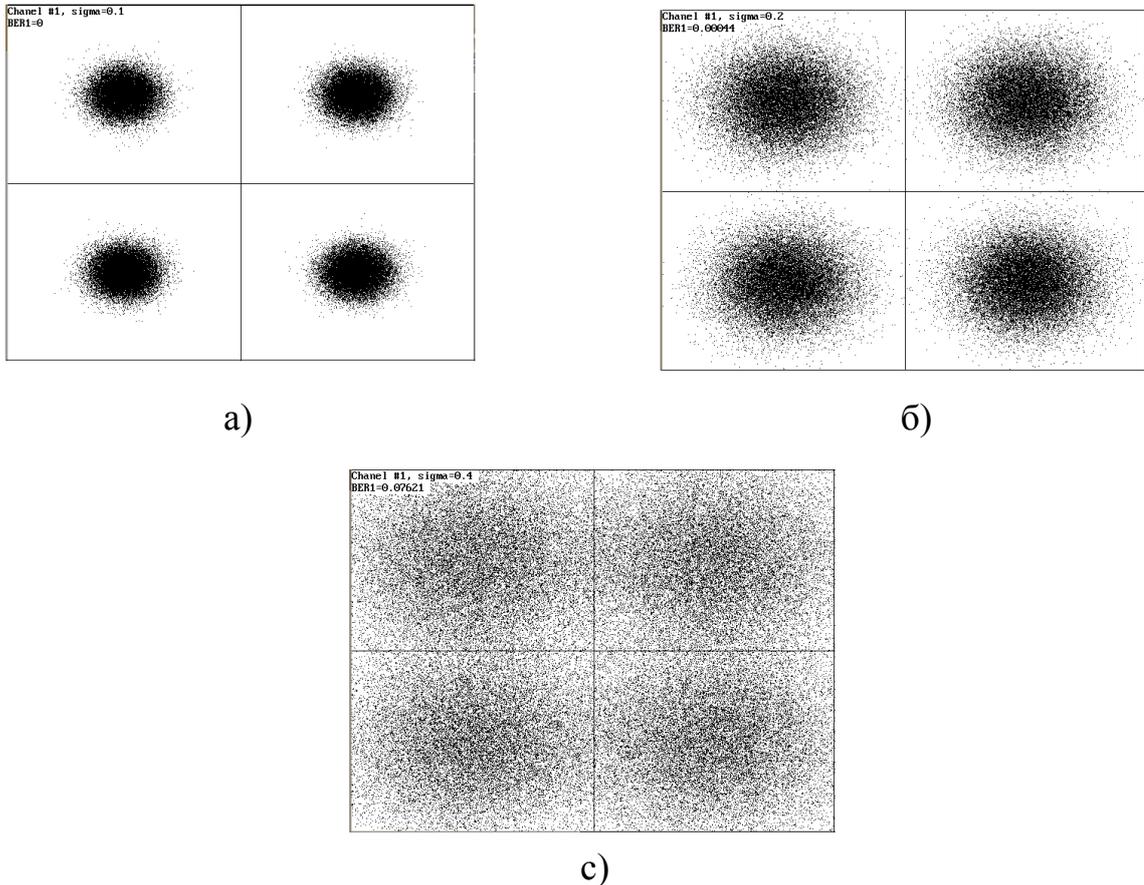


Рис. 4.1. Глазковая диаграмма при релейевском распределении замираний при модуляции QPSK

Изменение глубины замираний, что эквивалентно изменению мощности шума, приводит к искажениям положения точки принимаемого сигнала на глазковой диаграмме сигнала. Неискаженные сигналы QPSK занимают центры квадрантов на глазковой диаграмме. При росте шума точки, занимаемые сигналом удаляются от центра квадрантов, а переходя в другой квадрант приводят к ошибкам в приеме информации. Из рис.4.1 видно, что увеличение мощности шума (или глубины замираний) приводит к трудности правильно-

го распознавания символа на созвездии и к росту возможных значений вероятности ошибки. Мощность шума в такой модели можно вычислять как среднее значение квадрата расстояния от точки сигнала до центра квадрантов.

Для обработки сигналов в радиоканалах с многолучевостью и замираниями широко используются несколько алгоритмов сложения разнесенных сигналов. Это алгоритмы автовыбора, линейного и оптимального сложения. Названные алгоритмы базируются на определении отношения сигнал/шум в каждом канале связи и комбинации принятых в разных каналах значений символов. Отношение сигнал/шум можно определить как величину, обратную квадрату расстояния принятого значения символа до точки, соответствующей истинному значению передаваемого символа, то есть до центра квадранта. Так, для модуляции QPSK истинное значение сигнала находится в центре каждого квадранта с координатами $(\pm 0,707; \pm 0,707)$.

Однако, следует учитывать, что под воздействием не только замираний, а и из-за помеховых сигналов, принятый символ может попасть не в свой квадрант. В этом случае определение отношения сигнал/шум описанным методом окажется неверным. Чтобы избежать подобных ошибок, можно использовать интегрирующий метод определения отношения сигнал/шум по следующей формуле.

$$S_{n_{ji}} = CS_n + (1 - C)S_{n_{ji-1}}, \quad (4.2)$$

где C – коэффициент интегрирования; S_n – текущее значение отношения сигнал/шум в j -м канале; $S_{n_{ji-1}}$ – значение сигнал/шум в j -м канале на прошлом шаге.

Рассмотрим разные алгоритмы обработки разнесенных сигналов с модуляцией QPSK. Алгоритм автовыбора определяет значение отношения сигнал/шум в каждом канале связи и за истинный символ принимается символ

того канала, где отношение сигнал/шум выше. По знакам координат принятого символа можно определить его квадрант и таким образом установить значение принятой информации (дибита при QPSK).

Алгоритм линейного сложения не основан на определении отношений сигнал/шум, а заключается в усреднении (сложении) всех принятых значений символов и вычислении нужного квадранта в соответствии с выражением.

$$\vec{R} = \sum_{j=1}^N \vec{R}_j, \quad (4.3)$$

где \vec{R} – координаты вычисленного значения принятого символа, \vec{R}_j – координаты значений в j -м канале, N – число каналов разнесения.

Предлагаемый субоптимальный метод обработки разнесенных сигналов состоит в определении отношений сигнал/шум в каждом канале связи и усреднении принятых значений отношений сигнал/шум во всех каналах разнесения. Основной особенностью субоптимального метода является алгоритм определения коэффициентов суммирования при усреднении. Вычисления коэффициентов суммирования выполняются по следующему выражению.

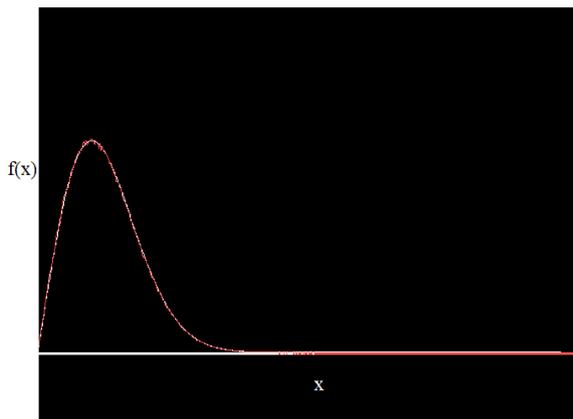
$$K_j = S_{n_j} / S_n, \quad (4.4)$$

где K_j – коэффициент суммирования для j -того канала разнесения; S_{n_j} – отношение сигнал/шум для j -того канала; S_n – суммарное отношение сигнал/шум для всех каналов разнесения.

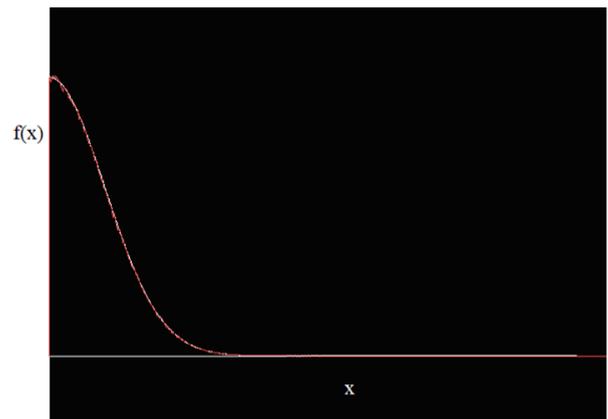
Выше было отмечено, что наиболее корректно описывать замирания четырехпараметрическим законом распределения вероятностей, что неоднократно подтверждалось на практике. Четырехпараметрическое распределение плотности вероятностей как частные случаи содержит ряд других распреде-

лений, например, Райса, Релея, усеченно-нормальное, подрелеевское и другие [70]. Изменяя величины четырехпараметров легко получаются распределения плотности вероятностей с необходимыми характеристиками.

Известно, что наиболее глубокие замирания возникают при усеченно-нормальном законе распределения замираний [74]. Поэтому в дальнейшем будем сравнивать на модели методы сложения сигналов ММО при двух различных распределениях вероятностей замираний - релеевском и усеченно-нормальном распределениях. Релеевское распределение замираний встречается в 60% времени сеансов связи [69] и с ним удобно оперировать математически. Поэтому именно это распределение вероятностей замираний в многолучевых радиоканалах и рекомендуется применять Международным союзом электросвязи при разработке новых линий связи и расчете их энергопотенциала. Однако при усеченно-нормальном распределении глубина замираний больше и хотя встречается такое распределение не чаще 12% времени сеансов связи [42], именно при нем наблюдается наибольшая вероятность ошибок на линиях дальней многолучевой радиосвязи [61], зачастую приводящая к срыву связи. Плотности распределения вероятностей этих законов приведены на рис. 4.2.



а)



б)

Рис. 4.2. Некоторые законы распределения вероятностей, являющиеся частными случаями четырехпараметрического закона. а) Релеевское распределение вероятностей, б) Усеченно-нормальное распределение вероятностей.

При проверке соответствия экспериментальных и теоретических законов распределения этих замеров на рисунках наблюдается небольшая изрезанность. Ее величина определяется шагом гистограммы и количеством опытов. На рисунке 4.2 белым цветом представлен теоретический процесс, а красным цветом модель случайного процесса.

4.2. Модель сигнала в канале разнесения, пораженного замираниями и шумом

В данном параграфе ограничим круг рассматриваемых задач моделированием сигнала с быстрыми интерференционными замираниями в канале разнесения. Для моделирования замираний используем четырехпараметрический закон распределения, при котором квадратурные составляющие сигнала искажаются некоррелированными шумами с нормальным распределением и нулевым математическим ожиданием. Нормальный закон распределения в предложенной модели получен методом Бокса-Мюллера-Марсалы по формуле (4.1).

Для моделирования Релеевского распределения используем одинаковые дисперсии квадратурных составляющих шумовых компонент, а для моделирования усеченного нормального распределения, одна из квадратурных составляющих шумовой компоненты равняется нулю.

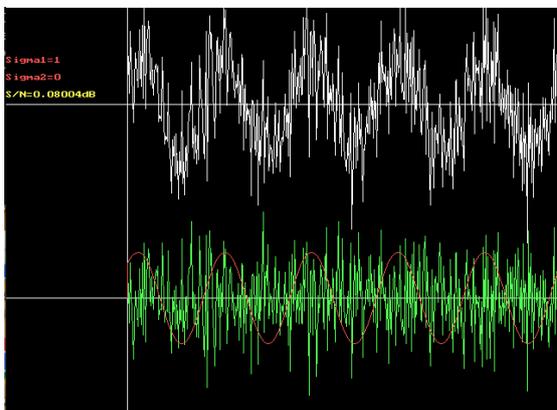


Рис. 4.3.

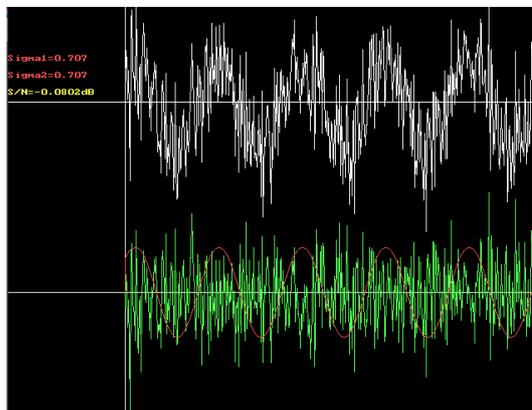


Рис. 4.4.

На рис.4.3 и рис.4.4 приведены модели сигнала в канале разнесения при воздействии замираний с усеченным нормальным законом распределения (рис. 4.3) и распределением Релея (рис.4.4). Красным цветом показан сигнал

без шумов, зеленым цветом показана шумовая компонента, а белым цветом сигнал в канале разнесения с замираниями.

4.3. Сложение сигналов MIMO по методу линейного сложения

В предложенной модели линейного сложения обрабатывалось N каналов разнесения с некоррелированными шумами в каждом канале. Алгоритм моделирования приведен на рис. 4.5.

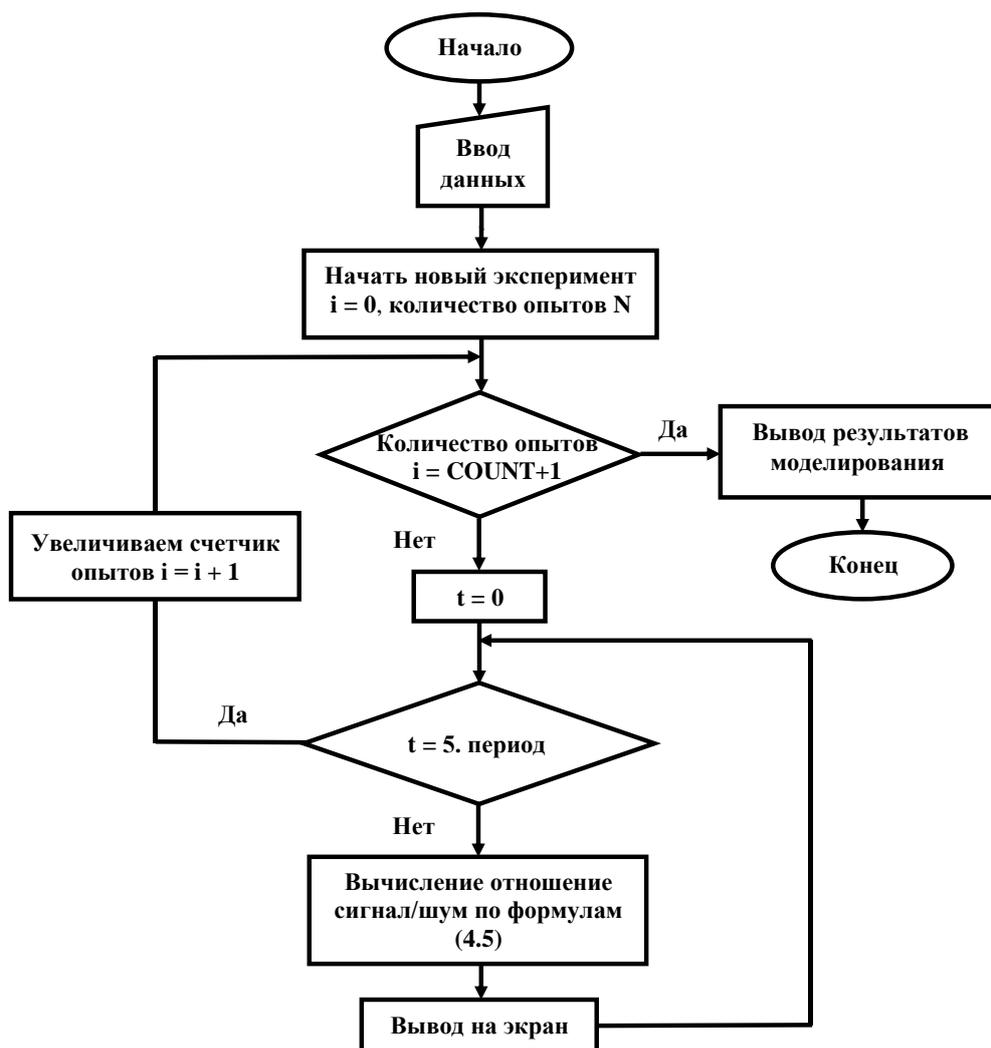


Рисунок 4.5. Алгоритм моделирования метода линейного сложения разнесенных сигналов

План модельных экспериментов заключался в моделировании различного числа каналов разнесения с примерно одинаковым соотношением сиг-

нал/шум. Для ускорения вычислений была предложена модель аддитивных фазовых шумов:

$$U(t) = U_{max} \sin(\omega t + f(t)), \quad (4.5)$$

где $f(t)$ – шумовая компонента с нормальным законом распределения.

Результаты модельных экспериментов приведены на рис. 4.6. – 4.9.

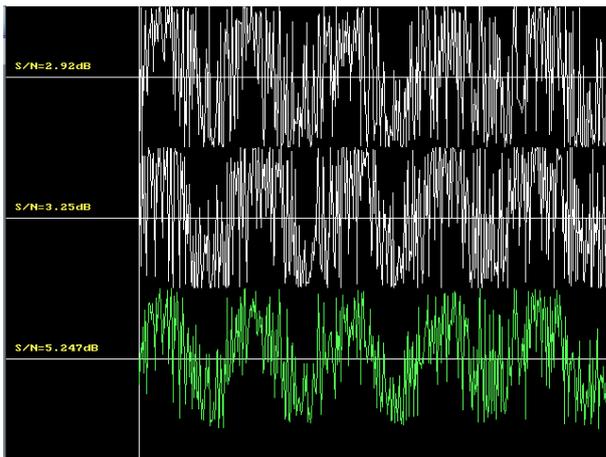


Рис.4.6.

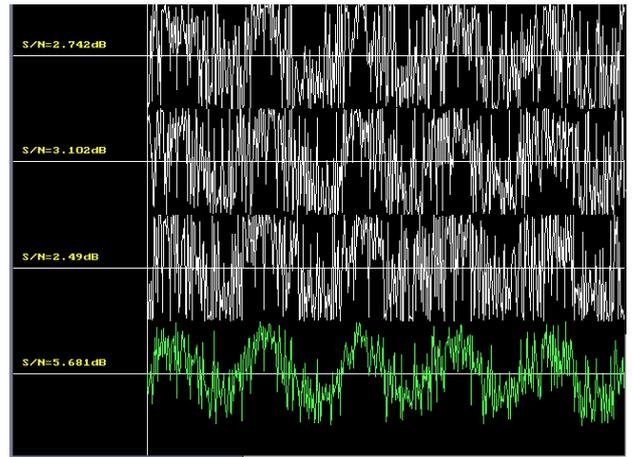


Рис.4.7.

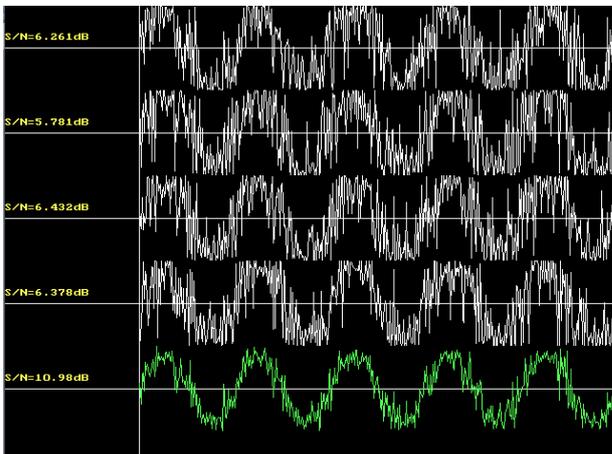


Рис.4.8.

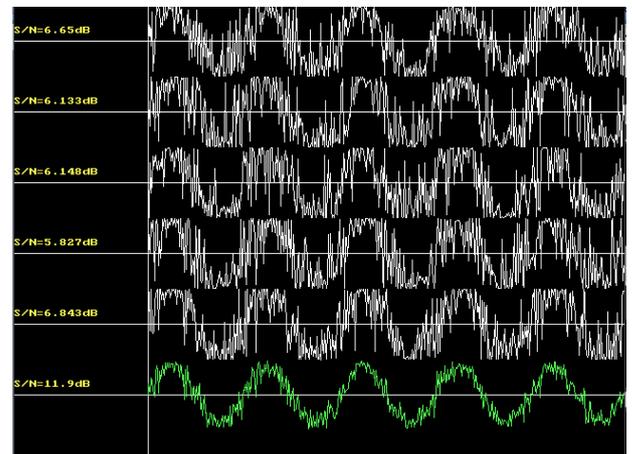


Рис.4.9.

Анализ полученных результатов показывает, что при увеличении количества каналов разнесения выигрыш по соотношению сигнал/шум составляет

от 0,5 до 1 дБ на каждый дополнительный канал разнесения при соотношениях сигнал/шум в каналах от 3 до 6 дБ.

Еще одна серия модельных экспериментов была проведена для двух каналов разнесения с быстрыми замираниями для усеченного нормального и Релеевского распределений. Результаты показаны на рис. 4.10 – 4.13.

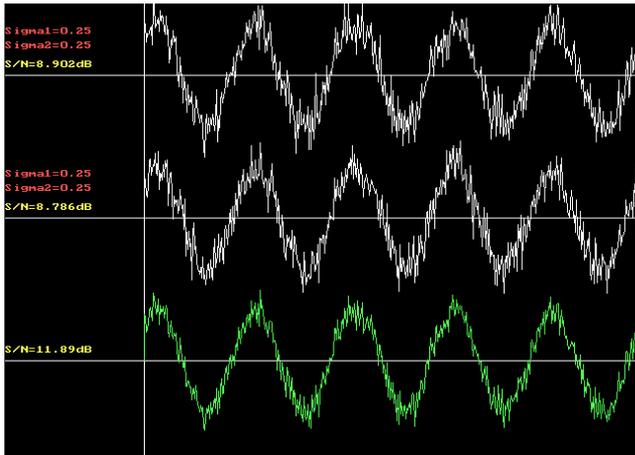


Рисунок 4.10.

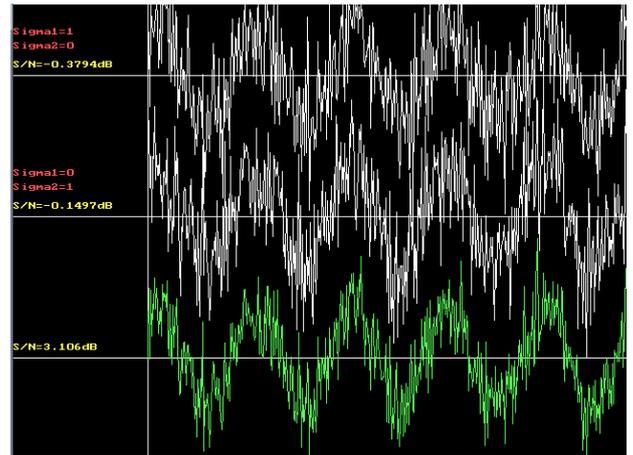


Рисунок 4.11.

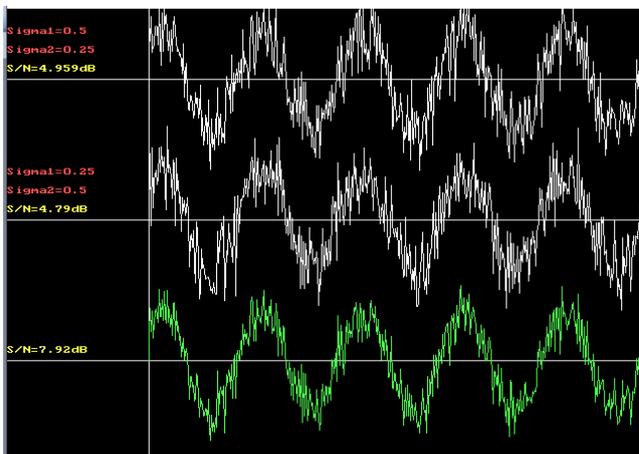


Рисунок 4.12.

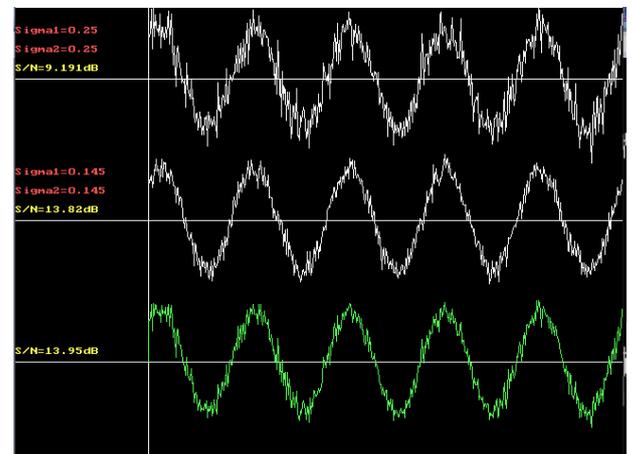


Рисунок 4.13.

Результаты модельных экспериментов сведены в таблицу 4.1

Таблица 4.1.

Отношение сигнал/шум, дБ в двух каналах		Выигрыш в отношении сигнал/шум, дБ
S/N1	S/N2	S/N
8.902	8.786	11.89
-0.3794	-0.1497	3.106
4.959	4.79	7.92
9.191	13.82	13.95

Анализ полученных результатов показывает, что при двухканальном MIMO максимальный выигрыш при методе линейного сложения по отношению сигнал/шум доходит до 3дБ. Но следует отметить, что выигрыш при методе линейного сложения максимален при примерно одинаковых соотношениях сигнал/шум в каналах разнесения. При значительной разнице соотношений сигнал/шум в каналах, выигрыш от метода линейного сложения пропадает, как показано в последней строке таблицы 4.1, что требует разработки новых алгоритмов обработки разнесенных сигналов в системах MIMO.

Поэтому в следующем параграфе будет рассмотрено сравнение различных методов обработки разнесенных сигналов MIMO и предложен новый субоптимальный алгоритм обработки разнесенных сигналов для повышения достоверности передачи информации.

4.4. Разработка субоптимального метода сложения сигналов

Для сравнения эффективности методов обработки разнесенных сигналов ММО разработана программа моделирования, алгоритм которой приведен на рис. 4.14. В модели используется квадратурная фазовая модуляция QPSK. Быстрые интерференционные замирания моделируются Релеевским и усеченно-нормальным законами распределения [101–104]. Моделирование заключается в анализе двух каналов разнесения и расчете соотношения сигнал/шум при обработке разнесенных сигналов разными методами: автовыбора, линейного сложения и предлагаемого метода субоптимального сложения.

Субоптимальный метод основывается на анализе соотношений сигнал/шум в каналах разнесения и вычислении коэффициентов суммирования соответствующих сигналов для каждого из N каналов разнесения. При двух каналах разнесения сигналов ММО, субоптимальный метод можно описать следующим образом:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = S_1(t) * K + S_2(t) * (1 - K), \quad (4.6)$$

где $S_1(t)$, $S_2(t)$ – сигналы первого и второго канала системы ММО соответственно, K – коэффициент отношения уровней принятых сигналов, изменяющийся от 0 до 1 и зависящий от разницы отношений сигнала/шум в каналах.

Коэффициент K , можно вычислить следующим образом:

$$\begin{aligned} K &= 1.0 - 0.5 * S_{n1}/S_{n2}, & \text{если } S_{n1} \leq S_{n2} \\ K &= 0.5 * S_{n2}/S_{n1}, & \text{если } S_{n2} < S_{n1} \end{aligned} \quad (4.7)$$

где S_{n1} , S_{n2} – это длины векторов между и значениями на глазковой диаграмме и серединой квадранта.

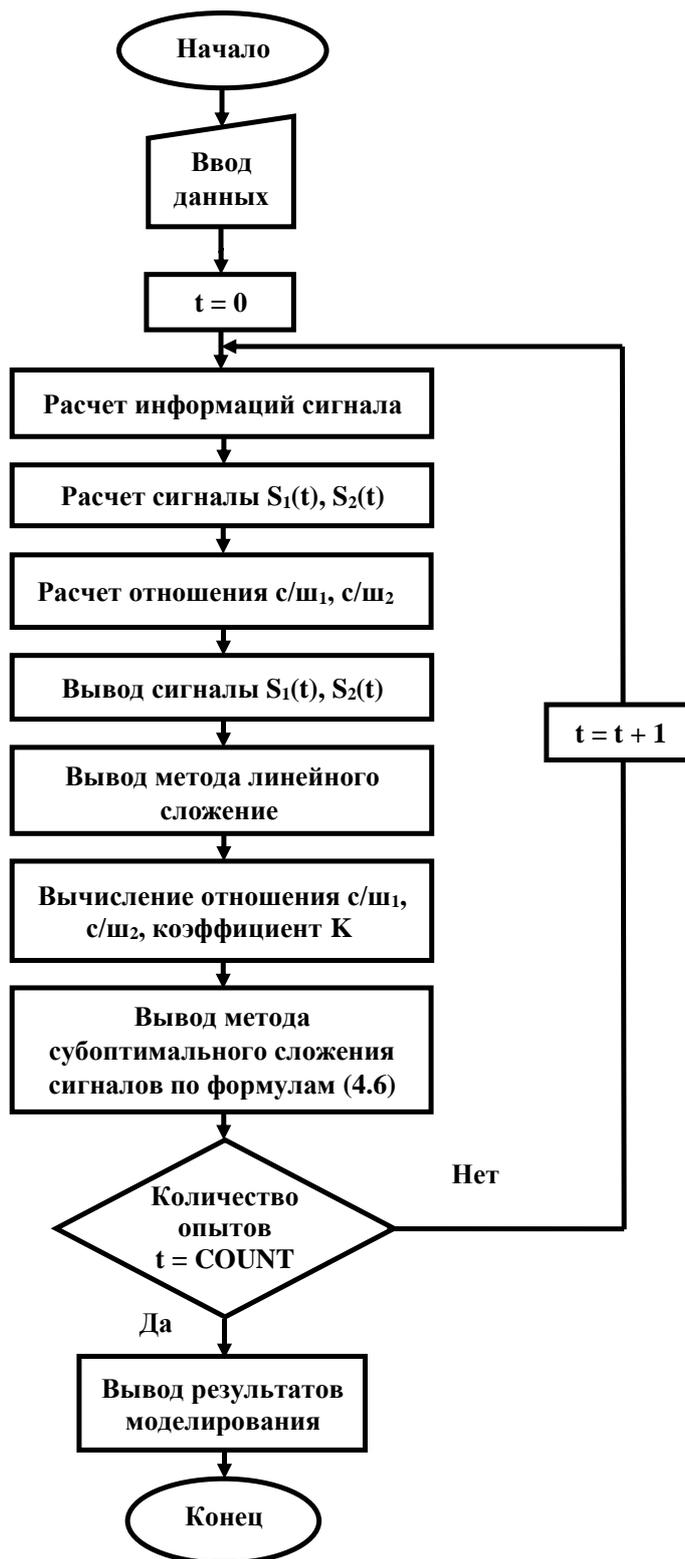


Рис. 4.14. Алгоритм моделирования для сравнения методов обработки сигналов с субоптимальным методом сложения сигналов

Рассмотрим результаты модельных экспериментов, проведенных в соответствии с алгоритмом, приведенным на рис. 4.14, для различных алгоритмов обработки разнесенных сигналов на сигнальном созвездии QPSK. Результаты экспериментов представлены на рис. 4.15-4.18.

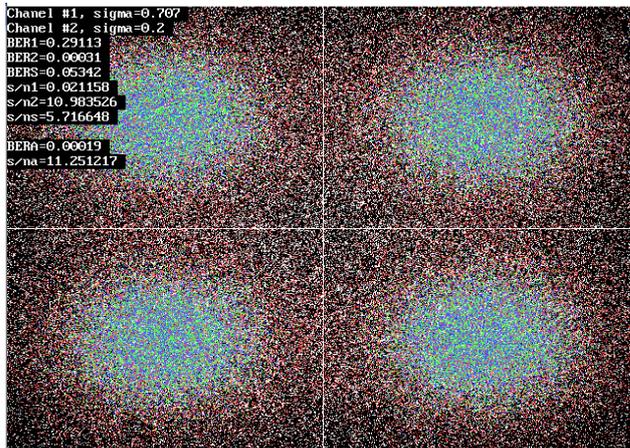


Рис. 4.15

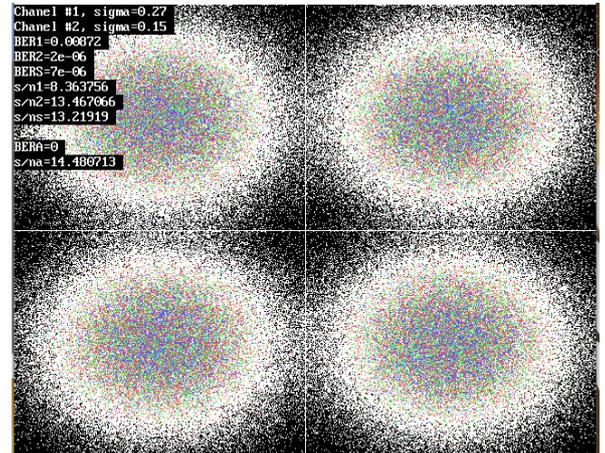


Рис. 4.16

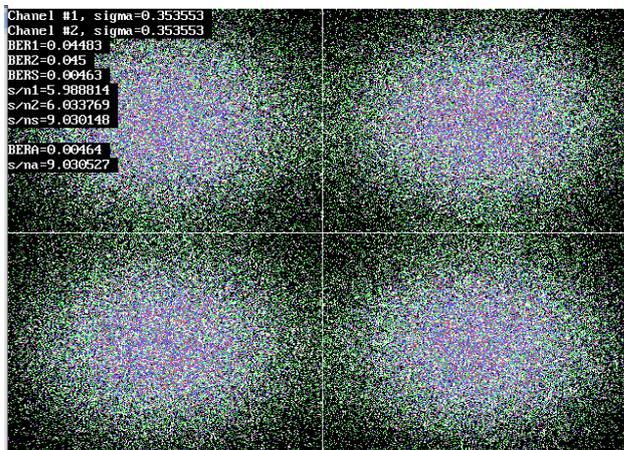


Рис. 4.17

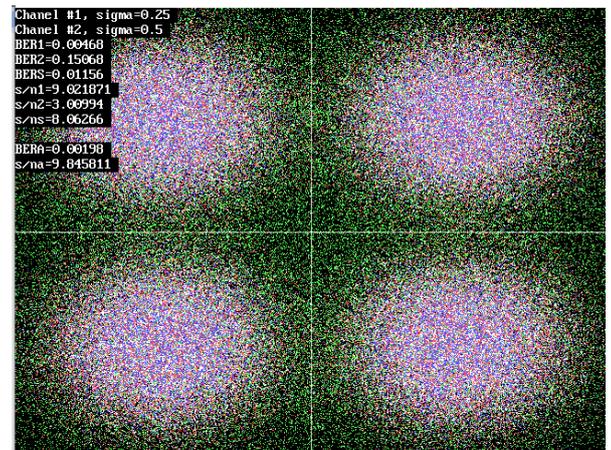


Рис. 4.18

На рисунках 4.15 – 4.18 белым и зеленым цветом показаны сигналы каналов разнесения, красным цветом результаты метода линейного сложения, синим цветом результаты субоптимального метода. BER1, BER2 – вероятности ошибок в каналах, BERS – вероятность ошибки при линейном сложении, s/n1, s/n2 – отношение сигнал/шум в каналах, s/ns – отношение сигнал/шум

при линейном сложении, BERA, s/na – вероятность ошибки и отношение сигнал/шум при субоптимальном методе соответственно.

Анализ результатов модельных экспериментов показывает, что при субоптимальном методе, созвездие группируется ближе к центру квадрантов и как минимум не хуже, чем любое из других созвездий, а в некоторых случаях и лучше. В таблице 4.2. приведены итоговые значения соотношения сигнал/шум при обработке разнесенных каналов различными методами. Выигрыш при субоптимальном методе по соотношению сигнал/шум по сравнению с другими методами составляет до 1дБ.

Таблица 4.2.

Мощность шума в каналах разнесения		Вероятность ошибки в каналах разнесения		Отношение с/ш в каналах разнесения		Метод линейного сложения		Метод субоптимального сложения	
σ_1	σ_2	BER1	BER2	s/n1	s/n2	BERS	s/ns	BERA	s/na
0.3535	0.353	0.044	0.045	5.98	6.0337	0.0046	9.0301	0.0046	9.0305
0.25	0.5	0.004	0.1506	9.02	3.0099	0.0115	8.0626	0.0019	9.8458
0.707	0.2	0.291	0.0003	0.02	10.983	0.0534	5.7166	0.00019	11.2512
0.27	0.15	0.008	$2 \cdot 10^{-6}$	8.36	13.467	$7 \cdot 10^{-6}$	13.219	0	14.4807

Таким образом, применение субоптимального метода обработки разнесенных сигналов ММО является более эффективным, чем методы автовыбора или линейного сложения и способно повысить достоверность передачи информации.

4.5. Помехоустойчивость систем с ММО при различных законах распределения вероятностей замираний

Для определения выигрыша того или иного метода обработки разнесенных сигналов было проведено их сравнение, путем моделирования на ЭВМ двух каналов разнесения при модуляции QPSK с релеевским и усеченно-нормальным законами распределения замираний. План экспериментов состоял в передаче 1000000 символов и вычислении итогового соотношения сигнал/шум для разных алгоритмов обработки двух разнесенных сигналов с различным соотношением сигнал/шум при фиксированном соотношении сигнал/шум в одном из каналов.

В качестве критерия эффективности методов обработки разнесенных сигналов можно использовать уровень отношения сигнал/шум и вероятность ошибки, основанных на экспериментальном и теоретическом определении вероятности ошибки для оценки помехоустойчивости систем связи с ММО при различных законах распределения вероятностей замираний. Это потребовало большего объема экспериментальной и вычислительной работы.

Рассмотрим алгоритм моделирования для обработки сигналов в двух каналах разнесения при различных законах распределения вероятностей замираний. Такой алгоритм позволяет с помощью ЭВМ рассчитывать отношение сигнал/шум при различных алгоритмах обработки сигналов, например, при релеевском и при усеченно-нормальном распределениях замираний. Разработанный алгоритм показан на рисунке 4.19.



Рис. 4.19. Алгоритм сравнения методов обработки сигналов в системах ММО при различных законах распределения вероятностей замираний

На рис. 4.20, приведены результаты обработки двух разнесенных сигналов для релейского распределения замираний при разнице соотношений сигнал/шум между каналами от -10 до 10 дБ. Соотношения сигнал/шум в первом канале при этом принималось равным 9 дБ. Анализ полученных данных показывает, что субоптимальный метод обработки разнесенных сигнала-

лов может дать выигрыш от 0,2 до 1 дБ по отношению сигнал/шум по сравнению с линейными методами сложения и автовыбором.

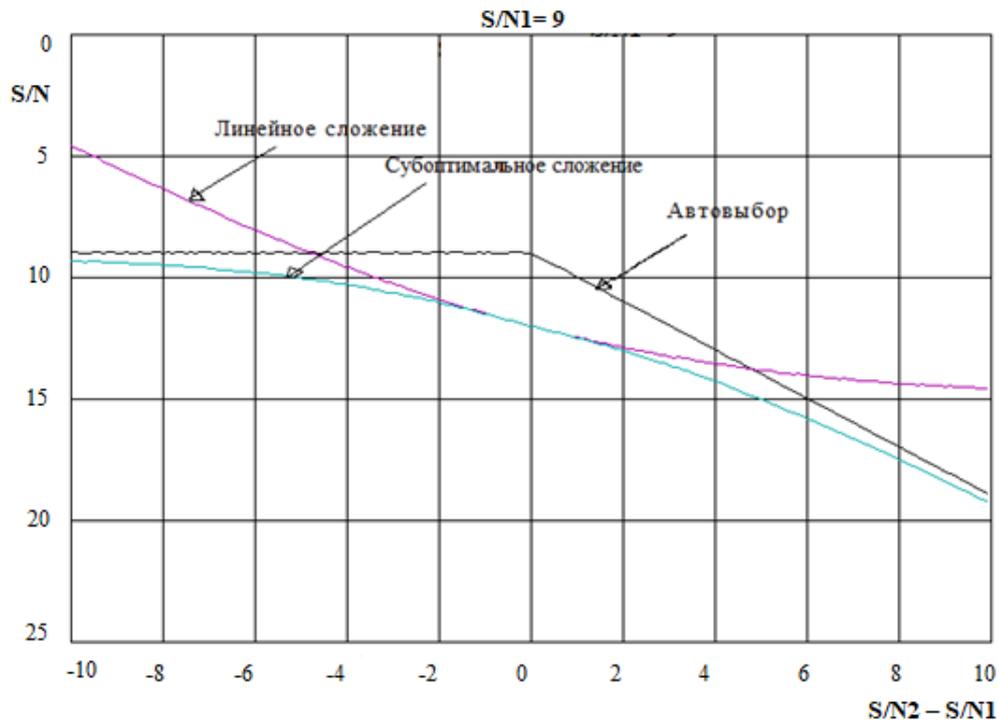


Рис. 4.20. Отношения сигнал/шум при релейской модели распределения вероятностей замираний

Ряд других экспериментов был направлен на определение выигрыша в достоверности передачи информации для релейского и усеченного нормального распределения замираний. На рисунке 4.21, показана вероятность ошибки при релейском распределении, а на рисунке 4.22, при усеченно-нормальном распределении замираний. Сравнивая эти результаты отметим, что при усеченно-нормальном распределении замираний вероятность ошибки практически на порядок выше вероятности ошибок при релейских замираниях. Это говорит о том, что при расчете линий связи нужно закладывать запас на замирания выше чем при релейской модели замираний.

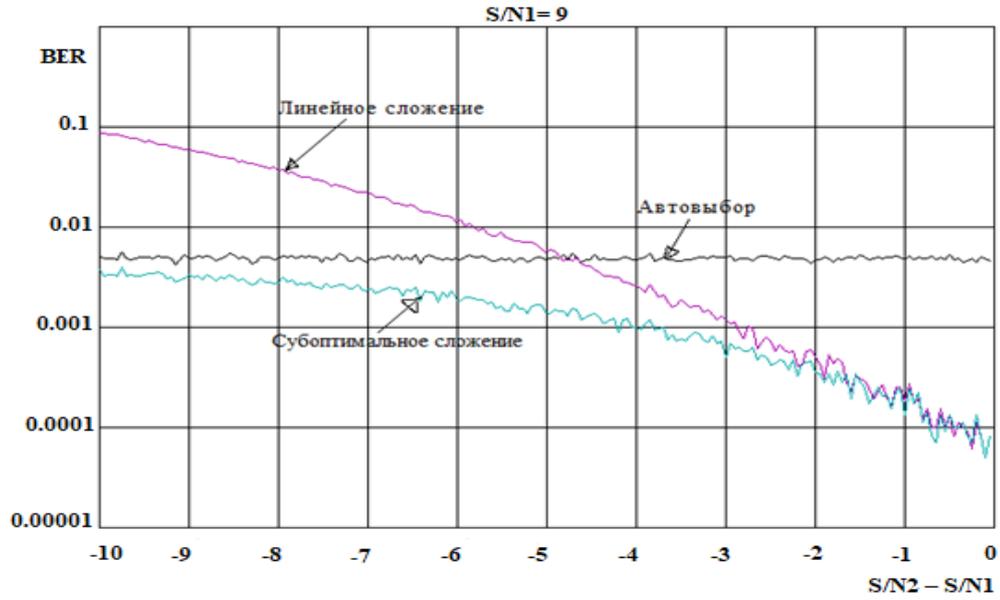


Рис. 4.21. Вероятность ошибки при релейской модели распределения вероятностей замираний

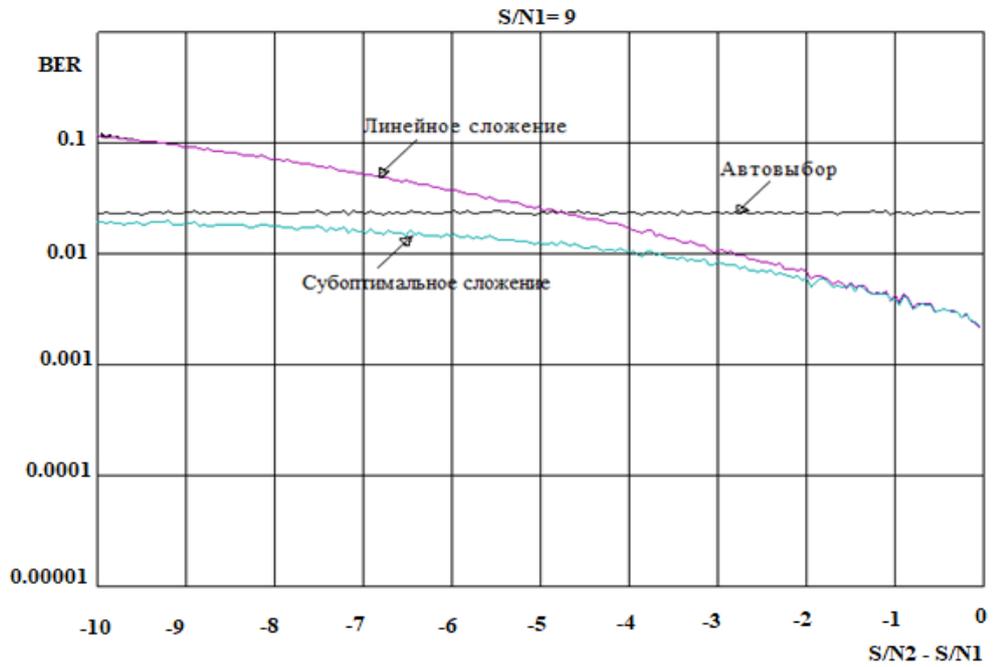


Рис. 4.22. Вероятность ошибки при усеченно-нормальном законе распределения замираний

На рис. 4.23 и 4.24. показано, что в выделенной области наблюдается выигрыш метода субоптимального сложения сигналов по соотношению сигнал/шум на 1 дБ по сравнению с методами сложения сигналов ММО автовыбором или линейным сложением.

На первом графике (рис. 4.23) выигрыш представлен в виде отношение сигнал/шум, на втором (рис. 4.24) показано, что этот выигрыш в 1 дБ, приводит к уменьшению вероятности ошибки в 5-7 раз. При этом чем выше отношение сигнал/шум в каналах, тем больше будет выигрыш по вероятности ошибки.

Условия проведения экспериментов оставались неизменными, как и в предыдущем опыте.

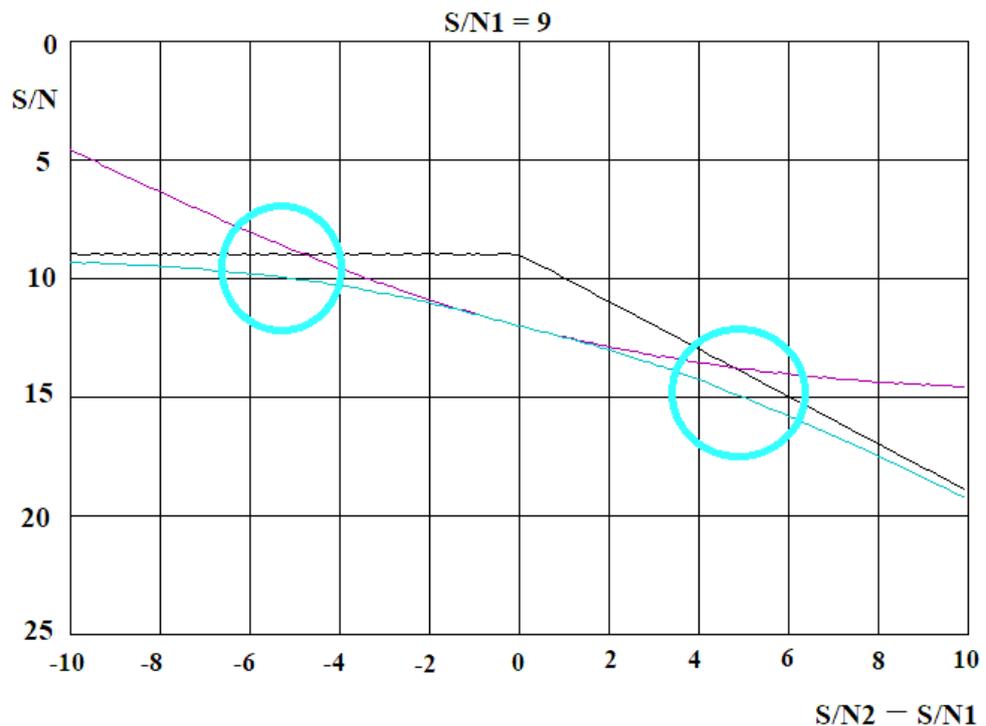


Рис. 4.23. Выигрыш в отношении сигнал/шум при релейской модели распределения вероятностей замираний

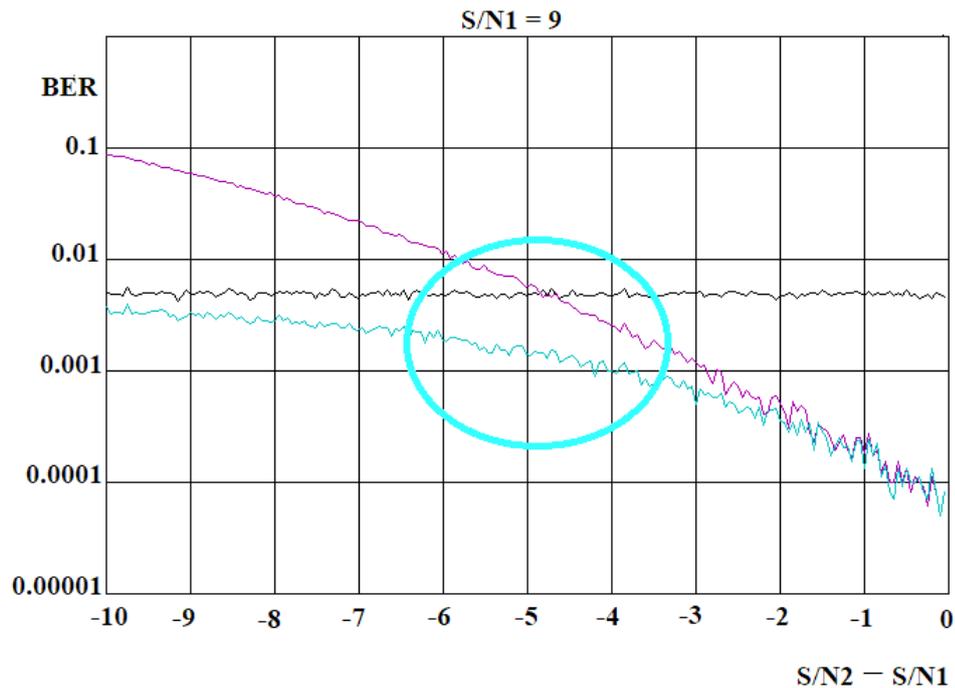


Рис. 4.24. Выигрыш по вероятности ошибки при релеевской модели распределения вероятностей замираний

Анализ полученных результатов показал, что применение субоптимального метода сложения сигналов ММО способно при разнице соотношений сигнал/шум в каналах разнесения значительно уменьшить вероятность ошибки (BER).

Важным является и то, что из полученных результатов видно, что усеченно-нормальный закон распределения замираний по сравнению с релеевским законом распределения приводит к увеличению вероятности ошибки. Следовательно, к уменьшению достоверности передачи информации при разнице соотношений сигнал/шум в каналах разнесения от 4 до 6 дБ. При разнице соотношений сигнал/шум в каналах разнесения от 4 до 6 дБ вероятность ошибки принятого символа при этом может повыситься более чем на порядок.

По результатам проведенного исследования можно предложить рекомендации для разработчиков оборудования систем связи, использующих ММО для повышения качества передачи цифровой информации:

1. С учетом многопараметрических замираний в многолучевых радиоканалах вероятность ошибки в системах радиосвязи может становиться на порядок хуже, чем при релейских замираниях. Это требует от разработчиков дополнительного запаса на замирания при расчете многолучевых линий радиосвязи.

2. Следует отметить, что исследуемые алгоритмы обработки разнесенных сигналов можно реализовать на современной высокоскоростной элементной базе. Таким образом, повышение достоверности передачи информации путем применения субоптимального метода сложения пространственно разнесенных сигналов можно получить путем использования новых программ при обработке разнесенных сигналов, что безусловно является экономически целесообразным и не требует применения иных аппаратных средств.

Выводы к главе 4.

1. Разработаны модели имитационного моделирования на ЭВМ для оценки эффективности обработки сигналов в системах ММО при различных методах сложения и некоррелированных отношениях сигнал/шум в разнесенных каналах передачи информации.
2. Показано, что выигрыш по соотношению сигнал/шум до 3дБ при методе линейного сложения максимален при примерно одинаковых соотношениях сигнал/шум в каналах разнесения. При значительной разнице соотношений сигнал/шум в каналах, выигрыш от линейного сложения минимален.
3. Разработан алгоритм и реализующая его модель для сравнения методов обработки сигналов ММО.
4. Предложен субоптимальный метод сложения сигналов. Показано, что предложенный метод не хуже, чем методы автовыбора или линейного сложения и способен дать выигрыш от 0,2 до 1 дБ по отношению сигнал/шум, что приводит к уменьшению вероятности ошибки в 5-7 раз при двух каналах разнесения ММО.
5. Показано, что встречающийся в многолучевых радиоканалах усеченно-нормальный закон распределения замираний вызывает наибольшие повреждения информации по сравнению с законом распределения Релея.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации рассмотрены методы обработки принимаемых сигналов в системах связи с пространственно-временным разнесением. Можно сформулировать основные результаты, полученные в диссертационном исследовании, следующим образом:

1. На основании аналитического обзора систем, использующих многолучевые радиоканалы, обоснована необходимость использования многопараметрических законов распределения вероятностей при описании интерференционных замираний, возникающих при приеме сигналов в системах ММО.

2. Проведен анализ алгоритмов разнесенного приема на основании которого разработаны модель и реализующая ее программа для сравнения методов сложения разнесенных сигналов ММО

3. Предложена методика оценки вероятности срывов связи в радиоканале одного приемного устройства при достаточно общей четырехпараметрической модели замираний.

4. Предложен новый метод субоптимального сложения разнесенных сигналов, отличающийся правилами формирования весовых коэффициентов при сложении.

5. Разработан и исследован алгоритм субоптимального сложения разнесенных сигналов, обеспечивающий при двух каналах разнесения снижение вероятности ошибки до 5 дБ по сравнению с линейными методами сложения и автовыбором.

6. Предложены рекомендации для разработчиков линий связи с многолучевыми радиоканалами по необходимости добавления запаса энергопотенциала для противодействия глубоким многопараметрическим интерференционным замираниям.

Список литературы

1. A. G. Samoylov, V. S. Samoylov, S. A. Samoylov, I. A. Al Tahar, " Protection of high frequency generators with unstable load," *Materials Science and Engineering* , 2020, pp.1-5, doi:10.1088/1757-899X/734/1/012004.
2. Tarokh, V., Seshadri, N., and Calderbank, A.R. (1998) Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 44(2), 744–765.
3. Hochwald, B.M. and Sweldens, W. (2000) Differential unitary space-time modulation. *IEEE Trans. Commun.*, 48(12), 2041–2052.
4. Аль Тахар И.А. "Optimum antenna selection technique for MIMO system". *Научный аспект №2-2019 - Технические науки*. pp.1776-1785.
5. Alamouti S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications //*IEEE Journal on selected areas in communications*. – 1998. – Т. 16. – № 8. – С. 1451–1458.
6. Jankiraman M. Space-time codes and MIMO systems / Mohinder Jankiraman. – Artech House, 2004 – P. 344.
7. George T. MIMO System Technology for Wireless Communications. — CRC Press, USA, 2006.
8. Duman T.M., Ghrayeb A. Coding for MIMO Communication Systems. — Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2007. — 338 p.
9. Lee S.J. et al. "A Space-Time Code with full Diversity and Rate 2 for 2 Transmit Antenna Transmission". *IEEE C802.16e-04/434r2*, 2004.
10. Andrews J.G., Ghosh A., Muhammed R. Fundamentals of WiMAX. Understanding Broadband Wireless Networking. — USA, Boston: Prentice Hall, 2007. — 449 p.
11. Уилки, Ю. Влияние канальных эффектов на характеристики систем MIMO // *Электронные компоненты* – 2009. – № 10. – С. 27–30.
12. В. С. Самойлов, С.А. Насир, И. А. Аль Тахар. Оценка плотности потока энергии от мобильных телефонов // *Тезисы докладов международной*

научной конференции физика и радиоэлектроника в медицине и экологии. Владимир, -2020, - С. 347-348.

13. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология МИМО: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, Москва, 2014. – 244 с.

14. И.А. Аль Тахар. Модель системы МИМО // Тезисы докладов всероссийской научной конференции физика техника и технологии сложных систем. Ярославль, - 2020, - С.184-185.

15. Cho Y. S., Kim J., Yang W. Y., Kang C. G. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB. – John Wiley & Sons, 2010– P. 439.

16. Tse D., Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication. — Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2005. — 323 p.

17. Vucetic B., Yuan J. Space-Time Coding. — USA, NJ: John Wiley & Sons, 2003. — 301 p.

18. Golden, G.D., Foschini, C.J., Valenzuela, R.A., and Wolniansky, P.W. (1999) Detection algorithm and initial laboratory result using V-BLAST space-time communication architecture. Electron. Lett., 35(1), 14–15.

19. E. Telatar. "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels". European Transaction Telecommunication, 1999, vol. 10, no. 6, pp. 1-28.

20. B. Hochwald and T. L. Marzetta, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in a Rayleigh at-fading environment," to appear in IEEE Transactions on Information Theory.

21. A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, Introduction to Space-Time Wireless Communications. U.K.: Cambridge University Press, 2003.

22. Biglieri E., Proakis J., Shamai S. "Fading Channels: Information Theoretic and Communications Aspects". IEEE Transactions Information Theory. 1998. Vol. 44, pp. 2619–269, doi: 10.1109/18.720551.

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

24. A. G. Samoylov, S. A. Samoylov, I. A. Al Tahar, S. A. Nasir, "An Analysis of the Probability of One Type of Errors in Digital Communication," 2020 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications, 2020, Moscow, Russia, pp.1-5, doi: 10.1109/ IEEE-CONF48371.2020.9078630.

25. А.Г. Самойлов, В.С. Самойлов, И.А. Аль Тахар, С.А. Насир. Блочная синхронизация цифровых информационных потоков с помехоустойчивым кодированием // Тезисы докладов современные технологии в науке и образовании. Рязань, - 2020. - С. 5-8.

26. L. Hanzo, W. Webb and T. Keller. Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation: Principles and Applications for Personal Communications, WATM and Broadcasting. — IEEE press, New York, 2000.

27. Полушин, П.А. Избыточность сигналов в радиосвязи / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов – М.: Радиотехника, 2007. – 256 с.

28. Лебеда Е.В., Остроумов М.А., Остроумов О.А." Вероятность ошибки в канале с замираниями и разнесенным приемом многопозиционных сигналов". Труды учебных заведений связи, 2017. - С. 75-79.

29. J. Parsons, M. Henze, P. Ratliff, and M. Withers, "Diversity techniques for mobile radio reception," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-25, pp. 75-85, Aug. 1976.

30. Плаксиенко В.С. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. Часть 4 Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002.

31. 30. Г.А. Фокин, Принципы и технологии цифровой связи', СПбГУТ.-СПб., 2014.

32. С.-Н. Tse, К.-W. Yip, and Т.-S. Ng, "Performance tradeoffs between maximum ratio transmission and switched-transmit diversity," in Proc. 11th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Communications, London, U.K., Sept. 2000, pp. 1485–1489.

33. Kang M. & Alouini M.-S. (2004). A comparative study on the performance of MIMO MRC systems with and without cochannel interference. *IEEE Transactions on Communications*, 52, 1417–1425.
34. M. Kang and M.-S. Alouini, “Largest eigenvalue of complex Wishart matrices and performance of MIMO MRC systems,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 21, pp. 418–426, Apr. 2003.
35. А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов, И. А. Аль Тахар, С. А. Насир. Радиолинии с низкоорбитальных спутников / Проектирование и технология электронных средств. - 2020, № 2. - С. 8-11.
36. Зубарев Ю.Б., Самойлов А.Г. Развитие мобильной связи пятого поколения / Научные технологии. - 2018. Т. 19. № 1. - С. 37-43.
37. Samoylov A.G., Samoylov S.A., Kurakova T.P. Modeling of Radio Channels of Millimeter Waves Range. / 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. - IEEE Catalog Number: CFP18O83-POD DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350633 Moscow, Russia. March 2018.
38. Аль Тахар И.А. Analysis of two-ray model using MIMO technology // Тезисы докладов перспективные технологии в средствах передачи информации. Владимир, - 2021. - С. 64-67.
39. Аль Тахар И.А. Анализ алгоритмов разнесенного приема в системах с MIMO // Тезисы докладов всероссийская научно-техническая конференция вания сложных технических систем. Серпухов, - 2021. - С. 210-213.
40. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. М.: Сов. радио. Москва, 1971. 408 с.
41. Банкет В.Л. Методы передачи информации в системах беспроводного доступа к телекоммуникационным сетям нового поколения. –Одесса: ОНАС, 2013.– 178 с.

42. А.Г. Самойлов, "Система обработки многолучевых сигналов в комплексах связи", Автореф. диссертации докт. техн. наук. Московский государственный университет гражданской авиации, Москва, 1998.

43. Полушин П.А., Самойлов А.Г., Тараканков С.П. Оценка устройств комбинирования разнесенных сигналов / Электросвязь. - 1980. № 2. - С. 7-10.

44. A. Goldsmith. Wireless Communications. Cambridge University Press, 2005.

45. Chen, C. J., Wang, L. C. (2004). A unified capacity analysis for wireless systems with joint antenna and multiuser diversity in Nakagami fading channels. In Proceedings on IEEE International Conference of Communications, Vol.6, pp. 3523–3527.

46. M. K. Simon and M.-S. Alouini, Digital Communication over Fading Channels, vol. 95, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 2005.

47. Lajos Hanzo, Osamah Alamri, Mohammed El-Hajjar, Nan Wu. Near-Capacity Multi-Functional MIMO Systems: Sphere-Packing, Iterative Detection and Cooperation. — University of Southampton, UK, 2009.

48. A Dinamani et. al. "Performance of a hybrid MRC/SC diversity receiver over Rayleigh fading channel". International conference on Circuits, Controls and Communications, IEEE, 2013.

49. Hima Pradeep V and Seema Padmarajan, Hybrid Diversity Combining Techniques for Fading Channels, International Journal of Scientific Research in Science, Engineering and Technology, 1(4), 2015, 227-230.

50. Hoyong Lee, Sang Kyu Park and Yujae Song, "Performance Analysis of a Hybrid SEC/MRC Diversity Scheme over Rayleigh Fading", Proc. 13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 2011., pp. 1115-1118.

51. Mohamed-Slim Alouini, and Marvin K. Simon, "Performance of Coherent Receivers with Hybrid SC/MRC over Nakagami-m Fading Channels", IEEE Trans. Veh. Technol., 1999, vol. 48, pp. 1155- 1164, doi: 10.1109/25.775365.

52. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Разработка комплекса имитации многолучевых радиоканалов // Проектирование и технология электронных средств. 2017. № 3. с. 28-32.

53. Ю. Б. Зубарев, А. Г. Самойлов. Проблемы имитации многолучевых радиоканалов связи // Проектирование и технология электронных средств, 2019, № 4, с. 10-17.

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

55. A G Samoylov, S A Samoylov, S A Nasir and I. A. Al Tahar, " Interference Compensator for Communication Systems with Space-Time Coding". Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2021, pp. 01-05, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416019.

56. А.А. Харкевич. Борьба с помехами. Москва, Государственное издательство физ.-мат. горит 1963, 277 с.

57. Генри. Разработка электромагнитной совместимости. —Wiley & Sons Inc., 2009, 872 с.

58. Зубарев Ю.Б., Самойлов А.Г. Моделирование и имитация радиоканалов подвижной связи поколения 5G // Проектирование и технология электронных средств. 2018. № 2. С. 27-33.

59. Аль Тахар И.А., Насир С.А.Х. Алгоритм моделирования быстрых интерференционных замираний // Проектирование и технология электронных средств. - 2021, №2. - С. 52-54.

60. A. G. Samoylov and I. A. Al Tahar, "Methodology for Evaluating the Probability of Communication Disconnection in Radio Channels of the Systems with Space-Time Coding of Signal," 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416066.

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

62. Илюшин, Я.А. Замирания КВ радиосигналов при ионосферном распространении радиоволн / Я.А. Илюшин // . - М Изд. физического факультета МГУ, 2009. 34 с.

63. А. Жоау, А.Г. Самойлов. Оценка замираний сигнала на линиях спутниковой связи // Проектирование и технология электронных средств, 2014, №2. -С.19-25.

64. Anderson C.R. In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz / C.R. Anderson and T.S. Rappaport // IEEE Transactions Wireless Communication, May 2004.

65. Alejos A. Measurement and Analysis of Propagation Mechanisms at 40 GHz: Viability of Site Shielding Forced by Obstacles // A. Alejos, M.G. Sanchez, and I. Cuinas. – IEEE Trans. Vehic. Tech., Nov., 2008, v.57, № 6.

66. Konkov E.V. Investigations of the Near Millimeter Wave propagation on the surface boundary layer path / E.V. Konkov, A.U. Zrazhevsky, G.N. Solovev // Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 1992, v. 13, N. 7, p. 955969.

67. Аль Тахар И.А., Algorithm of the MIMO system for different doppler frequencies // Тезисы докладов перспективные технологии в средствах передачи информации. Владимир, - 2021. -С. 68-70.

68. Аль Тахар И.А., Algorithm of MIMO system for different types of digital modulation // Тезисы докладов перспективные технологии в средствах передачи информации. Владимир, - 2021. -С. 60-63.

69. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М., Связь, 1969.

70. Исакевич В.В., Самойлов А.Г. К вопросу математического описания замираний при тропосферной радиосвязи. В кн.: Повышение эффективности радиоэлектронных систем. Л., ЛЭТИ, 1974, вып.3.

71. Гусятинский И.А. и др. Дальняя тропосферная радиосвязь. — Связь, 1968.
72. Вайзбург Г.М., Немировский А.С. Исследование разнесённого приема сигналов ДТР при разных отношениях сигнал/шум в ветвях разнесения. / Труды НИИР, 1969, №4.
73. Плеханов В.В., Хмельницкий В.И. Сравнительный анализ методов борьбы с быстрыми замираниями на тропосферных линиях связи. / Труды НИИР, 1974, №2.
74. Галкин А.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г. Моделирование каналов систем связи. — М.: Связь. - 1979. – 96 с.
75. Полушин П.А., Самойлов А.Г., Тараканков С.П. Определение суммарной длительности перерывов связи при тропосферном распространении / Электросвязь, 1978, №9.
76. М.В. Максимова. Защита от радиопомех. — Под ред. - М.: Сов. радио, 1976.
77. В.Р. Leven. Statistical communication theory and its applications. — Moscow, 1982.
78. А.С. Немировского. Радиорелейные и спутниковые системы передачи. — Под ред. - М.: Радио и связь, 1986. - 392с.
79. Brennan L.E., Reed I.S. Theory of adaptive radar. - IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1973, №2, p.237 – 252.
80. Уидроу Б., Гловер Д., Маккул Д. и др. Адаптивные Компенсаторы помех. Принципы построения и применение. - ТИИЭР, 1975, т.63, №12, с.69 – 98.
81. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986 – С. 448.
82. A. G. Samoylov, S. A. Samoylov, S. A. Nasir and I. A. Al Tahar." Adaptive Interference Compensation Method". Materials Science and Engineering , 2021, pp.01-07, doi:10.1088/1757-899X/1047/1/012070.

83. Samoylov A G, Samoylov S A, Samoylov V S and Galkin A P 2018 Adaptive encoding in remote digital telemetry and command systems IOP Conference Series: Materials Science and Engineering 450 DOI: 10.1088/1757-899X/450/5/052002.

84. А. Ф. Молиш, Беспроводная связь, 2-е изд., John Wiley and Sons Ltd., 2011, 826 с.

85. З. Пи и Ф. Хан, «Введение в системы мобильной широкополосной связи в диапазоне миллиметровых волн», IEEE Communications Magazine, vol. 49, нет. 6, 2011, стр. 101-107.

86. C. R. Anderson and T. S. Rappaport, “In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz,” IEEE Trans. Wireless Communications, 2004, vol. 3, pp. 922 – 928, doi: 10.1109/TWC.2004.826328.

87. A. Alejos, M. G. Sanchez, and I. Cuinas, “Measurement and Analysis of Propagation Mechanisms at 40 GHz: Viability of Site Shielding Forced By Obstacles,” IEEE Trans. Vehic. Tech., 2008, vol. 57, pp. 3369 – 3380, doi: 10.1109/TVT.2008.920052.

88. H. Xu et al., “Measurements and Models for 38-GHz Point-to-Multipoint Radiowave Propagation,” IEEE JSAC, 2000, vol. 18, pp. 310 – 321, doi: 10.1109/49.840191.

89. Джейкман Э., Крутой Р.ДЖ. Негауссовские модели статистики рассеянных волн / Успехи физики, 1988, т. 37 (5). - С. 471-529.

90. Р. Г. Ньютон, Теория рассеяния волн и частиц, McGraw Hill, Нью-Йорк, 1966, 699 с.

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

92. В. Туров, Радиоэлектронная борьба. Построение и защита от шума базовых корреляционных систем пассивной локации. М.: Унив. книга, 2011, 208с.

93. Б.Ю. Лемешко, Непараметрические критерии согласия. Руководство по применению, Москва, ИНФРА-М, 2018, 163 с.

94. Самойлов С.А., Аль Тахар И.А. Свидетельство о государственной регистрации программы № 2022612962 / Программа моделирования обработки разнесенных сигналов / – Заявка № 2022611615 от 01.03.2022. Заявлено №59400.

95. E. Jakeman, R.J.A. Tough Non-Gaussian Models for the Statistics of Scattered Waves / *Advances in Physics*, 1988, v.37 (5). - pp. 471-529.

96. Брандт З. Анализ Данных. Статистические и вычислительные методы для научных работников и инженеров. М.: Мир, 2003. 686 с.

97. Numerical Recipes. The Art of Scientific Computing. 3rd edition. Cambridge University Press, 2007. 1262 с.

98. Кнут Д. Э. Искусство программирования. Т. 2. Получисленные алгоритмы / под ред. Л. Ф. Козаченко (гл. 3, разд. 4.6.4 и 4.7), В. Т. Тертышного (гл. 4) и И. В. Красикова (разд. 4.6). 3. М.: Вильямс, 2001. 832 с.

99. Leva J. L. A Fast Normal Random Number Generator [Электронный ресурс] // CiteSeerX - The Pennsylvania State University [сайт]. URL: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary>, doi:10.1.1.544.5806 (дата обращения 10.10.2017).

100. Гмурман, В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика: учеб. пособие для вузов / В.Е. Гмурман. – 5-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1977. – 479 с.

101. Зандер Ф.В. Проектирование устройств приема и обработки сигналов. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2004. 180 с.

102. Котельников В.А. Основы радиотехники: Часть 2. – М.: Гос. Лит. Издат., 1954. 201 с.

103. Мартиросов В.Е. Оптимальный прием дискретных сигналов ЦСПИ. – М.: Радиотехника, 2010. 208 с.

104. А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов. Устройства генерирования и формирования сигналов: уч. пособие. Владимир: Изд-во ВлГУ, 2018. – 240 с.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1.

Программа расчета MIMO для моделирования системы MIMO широко используется программный код в MATLAB по предложенной структурной схеме (рисунок 3.4):

```
% Этот канал FIR-фильтр с каждой задержкой по одному образцу
function [h]=Rayleigh Fading (M, N, fd, Ts)
% функция для генерации замираний Релея на основе модели Кларка
% M = количество многолучевых путей в канале
% N = количество сэмплов для генерации
% fd = максимальная доплеровская частота
% Ts = период выборки
% Например
% M=3;
% N=4;
% fd = 10Hz,100Hz,200Hz;
% Ts=0.0001;
a=0;
b=2*pi;
alpha=a+(b-a) *rand (1, M); %равномерно распределены от 0 до 2 pi
beta=a+(b-a) *rand (1, M); %равномерно распределены от 0 до 2 pi
theta=a+(b-a) *rand (1, M); %равномерно распределены от 0 до 2 pi
m=1:M;
for n=1: N;
x=cos (((2. *m-1) *pi+theta)/(4*M));
h_re(n)=1/sqrt(M)*sum(cos(2*pi*fd*x*n*Ts+alpha));
h_im(n)=1/sqrt(M)*sum(sin(2*pi*fd*x*n*Ts+beta));
end
h=h_re+1i*h_im;
end
% STBC Alamouti 2Tx и 1Rx по многолучевой модели Релея Кларка + AWGN
clear
clc
N = 100000; % количество передаваемых битов
M = 4; % Размер модуляции (2-BPSK; 4-QAM; 16-QAM ....)
k = log2(M); % Количество бит на символ при другом типе модуляции
BW = 10e6; % Канал BW
Ts = 1/BW; % Время выборки
fd = [10 100 200]; % максимальная доплеровская частота в Гц.
Mu = 3; % количество многолучевых каналов с замираниями
SNR = [0:20]; % несколько значений SNR в дБ
```

```

*****
% Генерация Релей многолучевого замирания канала _1
h1 = Rayleigh Fading (Mu, N/2, f_d, Ts);
*****
% Генерация Релей многолучевого замирания канала _2
h2 = Rayleigh Fading (Mu, N/2, f_d, Ts);
*****
for ii = 1: length (SNR)
*****
ipbit = randi ([0 1],1, (N*k)); % генерировать случайный поток двоичных дан-
ных
ipdata= reshape (ipbit, k, length(ipbit)/k); % создавать символы
ipsym = bi2de(ipdata.'.'); % преобразовать бит в символ, если M> 2
scaling Factor = (M-1) *2/3;
data Mod = qammod (ipsym, M); % M-QAM модуляции 0 --> -1, 1 --> +1
length (data Mod);
% STBC кодер
Tx1= data Mod (1:2: end); % Отправлено от Tx1 в момент времени t
Tx2= data Mod (2:2: end); % Отправлено от Tx2 в момент времени t
Tx11= -conj (Tx2); % Отправлено от Tx1 в момент времени t+1+
Tx22= conj (Tx1); % Отправлено от Tx2 в момент времени t+1
*****
faded_signal1 = h1. *Tx1 + h2. *Tx2;
% замирания _ сигнал1 = Tx1 + Tx2; % y1 = x1 + x2 (Приемник -1 at t)
faded_signal2 = h1. *Tx11 + h2. *Tx22;
% замирания _ сигнал 2 = Tx11 + Tx22; % y2 = -x2* + x1* (Приемник -1 at
t+1)
faded_signal = [faded_signal1; faded_signal2];
channel_out = awgn (faded_signal, SNR (ii),'measured'); % Channel output
*****
Rx_signal = channel_out;
*****
% Оценки переданных символов в соответствии с STBC вычисляются da-
ta_estimated1 = conj(h1). *Rx_signal (1, :)+h2. *conj (Rx_signal (2, :));
data_estimated2 = conj(h2). *Rx_signal (1, :)-h1. *conj (Rx_signal (2, :));
data_estimated1_final=data_estimated1. /2;
data_estimated2_final=data_estimated2. /2;
len= length(data_estimated1_final);
rx_signal (1:2: len*2) = data_estimated1_final;
rx_signal (2:2: len*2) = data_estimated2_final;
%%%%%%%%% (Демодуляция с использованием QAM) %%%%%%%%%%%
RxDataBit = qamdemod (rx_signal, M);
bindata = de2bi (RxDataBit, k).'; % преобразовать бит в символ, если M>2

```

```

[r15 c15] = size(bindata);
Rxbit=reshape (bindata,1, r15*c15); % P / S необходим, если M> 2
%Вычисление вероятность битовой ошибки (BER – Bit Error Rate)
[nErr(ii) bErr(ii)] = biterr (Rxbit, ipbit); % Computing BER.
end
bErr
close all
figure
semilogy (SNR, bErr,'bo-','LineWidth',2), grid;
% axis ([0 25 10^-5 0.5])
% grid on
% legend ('theory (nTx=1, nRx=1)', 'theory (nTx=1, nRx=2, MRC)', 'theory
(nTx=2, nRx=1, Alamouti)', 'sim (nTx=2, nRx=1, Alamouti)');
xlabel ('SNR, dB');
ylabel ('BER');
title ('Производительность BPSK модуляции над релейевским замиранием ка-
налом');
hold on
% STBC Alamouti 2Tx и 2Rx по многолучевой модели Релея Кларка + AWGN
clear
clc
N = 100000; % количество передаваемых битов
M = 4; % Размер модуляции (2-BPSK; 4-QAM; 16-QAM ...)
k = log2(M); % Количество бит на символ при другом типе модуляции
BW = 10e6; % Канал BW
Ts = 1/BW; % Время выборки
fd = [10 100 200]; % максимальная доплеровская частота в Гц.
Mu = 3; % количество многолучевых каналов с замираниями
SNR = [0:20]; % несколько значений SNR в дБ
*****
% Генерация Релей многолучевого замирания канала 1_1
h1_1 = Rayleigh Fading (Mu, N/2, fd, Ts);
*****
% Генерация Релей многолучевого замирания канала 1_2
h1_2 = Rayleigh Fading (Mu, N/2, fd, Ts);
*****
% Генерация Релей многолучевого замирания канала 2_1
h2_1 = Rayleigh Fading (Mu, N/2, fd, Ts);
*****
% Генерация Релей многолучевого замирания канала 2_2
h2_2 = Rayleigh Fading (Mu, N/2, fd, Ts);
*****
for ii = 1: length (SNR)

```

```

*****
ipbit = randi ([0 1],1, (N*k)); % генерировать случайный поток двоичных дан-
ных
ipdata= reshape (ipbit, k, length(ipbit)/k); % создавать символы
ipsym = bi2de(ipdata.'.'); % преобразовать бит в символ, если M> 2
scaling Factor = (M-1) *2/3;
data Mod = qammod (ipsym, M); % M-QAM модуляции 0 --> -1, 1 --> +1
% STBC encoder
Tx1= data Mod (1:2: end); % Отправлено от Tx1 в момент времени t
Tx2= data Mod (2:2: end); % Отправлено от Tx2 в момент времени t
Tx11= -conj (Tx2); % Отправлено от Tx1 в момент времени t+1+
Tx22= conj (Tx1); % Отправлено от Tx2 в момент времени t+1
*****
faded_signal1 = h1_1. *Tx1 + h1_2. *Tx2; % Приемник -1 at t
faded_signal2 = h2_1. *Tx1 + h2_2. *Tx2; % Приемник -2 at t
faded_signal3 = h1_1. *Tx11 + h1_2. *Tx22; % Приемник -1 at t+1
faded_signal4 = h2_1. *Tx11 + h2_2. *Tx22; % Приемник -2 at t+1
faded_signal = [faded_signal1; faded_signal2; faded_signal3; faded_signal4];
channel_out = awgn (faded_signal, SNR (ii),'measured'); % Channel output
*****
Rx_signal = channel_out;
% *****
% Оценки переданных символов в соответствии с STBC вычисляются
data_estimated1=conj(h1_1). *Rx_signal (1, :)+h1_2. *conj (Rx_signal (3,
:))+conj(h2_1). *Rx_signal (2, :)+h2_2. *conj (Rx_signal (4, :));
data_estimated2 = conj(h1_2). *Rx_signal (1, :)-h1_1. *conj (Rx_signal (3,
:))+conj(h2_2). *Rx_signal (2, :)-h2_1. *conj (Rx_signal (4, :));
data_estimated1_final=data_estimated1. /4;
data_estimated2_final=data_estimated2. /4;
len= length(data_estimated1_final);
rx_signal (1:2: len*2) = data_estimated1_final;
rx_signal (2:2: len*2) = data_estimated2_final;
%%%%%%%%% (Демодуляция с использованием QAM) %%%%%%%%%%
RxDataBit = qamdemod (rx_signal, M);
bindata = de2bi (RxDataBit, k).'; % преобразовать бит в символ, если M>2
[r15 c15] = size(bindata);
Rxbit=reshape (bindata,1, r15*c15); % P / S необходим, если M> 2
% Вычисление вероятность битовой ошибки (BER – Bit Error Rate)
[nErr(ii) bErr(ii)] = biterr (Rxbit, ipbit); % Computing BER.
end
bErr;
close all
figure

```

```
semilogy (SNR, bErr,'mo-', 'LineWidth',2), grid;  
% axis ([0 25 10^-5 0.5])  
% grid on  
% legend ('theory (nTx=1, nRx=1)', 'theory (nTx=1, nRx=2, MRC)', 'theory  
(nTx=2, nRx=1, Alamouti)', 'sim (nTx=2, nRx=1, Alamouti)');  
xlabel ('SNR, dB');  
ylabel('BER');  
title (' BER для различной модуляции с Alamouti STBC');
```

Программа модель сигнала в канале разнесения, пораженного замираниями и шумом

```

#include <graphics.h>
#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#include <complex.h>
#include <string.h>
#define PI 3.1415926
#define PERIOD 5.0
#define COUNT 2
#define STEP 500.0
#define OFFSET 140
float random ()
{
float u,v;
float s=2;
while((s<=0.0)||(s>=1.0))
{
u=rand ();
v=rand ();
u=2.0*u/RAND_MAX -1.0;
v=2.0*v/RAND_MAX -1.0;
s=u*u+v*v;
}
return u*sqrt(-2.0*log(s)/s);
}
float sign (float x)
{
if(x>0) return 1;
return -1;
}
void main(void)
{
clrscr ();
randomize ();
int gdriver = DETECT, gmode;
initgraph (&gdriver, &gmode, "C:\\BORLANDC\\BGI");
line (OFFSET,0, OFFSET,479);

```

```

float Sigma1[COUNT];
Sigma1[0] =0.707;//Re
Sigma1[1] =0.707;//Re
float Sigma2[COUNT];
Sigma2[0] =0.707;//Jm
Sigma2[1] =0.707;//Jm
float K[COUNT];
K [0] =1.0;
K [1] =1.0;
float Noise [COUNT+1];
float Point [COUNT+1][2];
float Umax=450/(COUNT+1.0)/2;
float KKK=0;
for (int l=0; l<COUNT; l++) KKK+=K[l];
for (int i=0; i<COUNT+1; i++)
{
Noise[i]=0;
Point[i][0] =OFFSET;
Point[i][1] =Umax*(2*i+1);
line (0, Point[i][1],640, Point[i][1]);
}
for (float t=0; t<PERIOD*2*PI; t+=PERIOD*2*PI/STEP)
{ float Sum=0;
for (int j=0; j<COUNT; j++)
{
setcolor (15);
float Re=random () *Sigma1[j];
float Jm=random () *Sigma2[j];
moveto (Point[j][0], Point[j][1]);
float x=OFFSET+t*STEP/(PERIOD*2*PI);
float X=cos(t)+Re;
float Y=sin(t)+Jm;
float amp=sqrt(X*X+Y*Y);
float fi;
if (X!=0) fi=atan(Y/X);
else fi=PI/2*sign(Y);
if(X<0) fi+=PI;
float y=Umax*(2*j+1)-Umax*amp*K[j]*(sin(fi)+cos(fi))/2.0;
lineto (x, y);
Point[j][0]=x;
Point[j][1] =y;
float n=(sin(t)+cos(t))-amp*(sin(fi)+cos(fi)) ;//+add-sin(t);
Noise[j]+=n*n;
}
}

```

```

        Sum+=K[j]*amp*(sin(fi)+cos(fi))/KKK;
    }
    setcolor (10);
    moveto (Point[j][0], Point[j][1]);
    float x=OFFSET+t*STEP/(PERIOD*2*PI);
    float y=Umax*(2*j+1)-Umax*Sum/2.0;
    lineto (x, y);
    Point[j][0] =x;
    Point[j][1] =y;
    float n=(sin(t)+cos(t))-Sum;
    Noise[j]+=n*n;}
for (int j=0; j<COUNT+1; j++){
    Noise[j]=Noise[j]/STEP;
    float s_n=10*log10(1.0/Noise[j]);
    char buf1[100];
    char buf2[100];
    strcpy(buf1,"S/N=");
    gcvt(s_n,4,buf2);
    strcat (buf1, buf2);
    strcat(buf1,"dB");
    setcolor (14);
    outtextxy (0, Umax*(2*j+1)-15, buf1);//<<"s/noise="<<10*log10(1.0/Noise)
<<"dB";
    if (j! =COUNT)
    {setcolor(12);
    strcpy(buf1,"Sigma1=");
    gcvt (Sigma1[j],4, buf2);
    strcat (buf1, buf2);
    outtextxy(0,Umax*(2*j+1)-
50,buf1);//<<"s/noise="<<10*log10(1.0/Noise)<<"dB";
    setcolor (12);
    strcpy(buf1,"Sigma2=");
    gcvt (Sigma2[j],4, buf2);
    strcat (buf1, buf2);
    outtextxy(0,Umax*(2*j+1)-
35,buf1);//<<"s/noise="<<10*log10(1.0/Noise)<<"dB";
    setcolor (9);
    strcpy(buf1,"K=");
    gcvt(K[j],4, buf2);
    strcat (buf1, buf2);
    } } getch (); closegraph();}

```

Программа сложение сигналов MIMO по методу линейного сложения

```

#include <graphics.h>
#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#include <complex.h>
#include <string.h>
#define POINTS 100000
#define SCALE 0.5*sqrt(2.0)
#define CENTRX 320*SCALE
#define CENTRY 240*SCALE
#define SIGMA1 (0.25*sqrt(2))
#define SIGMA2 (0.25*sqrt(2))
#define ZAKON 0.5
struct POINT
{
float x;
float y;
};
float random ()
{
float u, v;
float s=2;
while((s<=0.0)||(s>=1.0))
{
u=rand ();
v=rand ();
u=2.0*u/RAND_MAX -1.0;
v=2.0*v/RAND_MAX -1.0;
s=u*u+v*v;
}
return u*sqrt(-2.0*log(s)/s);
}
POINT Point (POINT info, float sigma)
{
POINT p;
float rX=random () *sigma;
float rY=random () *sigma*ZAKON;
//rY=0;

```

```

        p.x=info.x+rX;
        p.y=info.y+rY;
        return p;
    }
void main(void)
{
    randomize ();
    clrscr ();
    randomize ();
    int gdriver = DETECT, gmode;
    initgraph (&gdriver, &gmode, "C:\\BORLANDC\\BGI");
    line (320,0,320,480);
    line (0,240,640,240);
    float err1, err2, errs, erra;
    err1=0;
    err2=0;
    errs=0;
    erra=0;
    float sn1, sn2, sns, sna;
    sn1=0;
    sn2=0;
    sns=0;
    sna=0;
    for (float t=0; t<POINTS; t++)
    {
        POINT info, p1, p2, ps, pa;
        info.x=rand () %2;
        info.y=rand () %2;
        info.x=info.x*2.0-1.0;
        info.y=info.y*2.0-1.0;
        info.x*=1.0/sqrt (2);
        info.y*=1.0/sqrt (2);
        p1=Point (info, SIGMA1);
        p2=Point (info, SIGMA2);
        ps.x= (p1.x+p2.x)/2.0;
        ps.y= (p1.y+p2.y)/2.0;
        sn1+=((info.x-p1.x) *(info.x-p1.x) + (info.y-p1.y) *(info.y-p1.y));
        sn2+=((info.x-p2.x) *(info.x-p2.x) + (info.y-p2.y) *(info.y-p2.y));
        sns+=((info.x-ps.x) *(info.x-ps.x) + (info.y-ps.y) *(info.y-ps.y));
        float K;
        if (sn1<=sn2) K=1.0-0.5*sn1/sn2;
        else K=0.5*sn2/sn1;
        //K=pow(K,0.79);
    }
}

```

```

pa.x=K*p1.x+(1.0-K) *p2.x;
pa.y=K*p1.y+(1.0-K) *p2.y;
sna+=((info.x-pa.x) *(info.x-pa.x) + (info.y-pa.y) *(info.y-pa.y));
put pixel (320+CENTRX*p1.x,240-CENTRY*p1.y,15);
put pixel (320+CENTRX*p2.x,240-CENTRY*p2.y,10);
put pixel (320+CENTRX*ps.x,240-CENTRY*ps.y,12);
put pixel (320+CENTRX*pa.x,240-CENTRY*pa.y,9);
if((info.x*p1.x<=0) || (info.y*p1.y<=0)) err1++;
if((info.x*p2.x<=0) || (info.y*p2.y<=0)) err2++;
if((info.x*ps.x<=0) || (info.y*ps.y<=0)) errs++;
if((info.x*pa.x<=0) || (info.y*pa.y<=0)) erra++;
}
cout<<"Chanel #1, sigma="<<SIGMA1<<" \n";
cout<<"Chanel #2, sigma="<<SIGMA2
<<" \n";
cout<<"BER1="<<err1/POINTS<<" \n";
cout<<"BER2="<<err2/POINTS<<" \n";
cout<<"BERS="<<errs/POINTS<<" \n";
cout<<"s/n1="<<10*log10(POINTS/sn1) <<" \n";
cout<<"s/n2="<<10*log10(POINTS/sn2) <<" \n";
cout<<"s/ns="<<10*log10(POINTS/sns) <<" \n\n";
setcolor (12);
cout<<"BERA="<<erra/POINTS<<" \n";
cout<<"s/na="<<10*log10(POINTS/sna) <<" \n";
setcolor (15);
getch ();
closegraph ();
}

```

Программа для разработки субоптимального метода сложения сигналов

```

#include <graphics.h>
#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#include <complex.h>
#include <string.h>
#define POINTS 100000
#define SCALE 0.5*sqrt(2.0)
#define CENTRX 320*SCALE
#define CENTRY 240*SCALE
#define SN1 9
#define SN2 (SN1-10.0)
#define SN3 (SN1+0.0)
#define STEP 200
// #define SIGMA1 (0.25*sqrt(2))
// #define SIGMA2 1.12
struct POINT
{
float x;
float y;
};

float random ()
{
float u, v;
float s=2;
while((s<=0.0) ||(s>=1.0))
{
u=rand ();
v=rand ();
u=2.0*u/RAND_MAX -1.0;
v=2.0*v/RAND_MAX -1.0;
s=u*u+v*v;
}
return u*sqrt(-2.0*log(s)/s);
}
POINT Point (POINT info, float sigma)
{

```

```

POINT p;
    float rX=random () *sigma;
    float rY=random () *sigma;
    rY=0.0;
    p.x=info.x+rX;
    p. y=info. Y+rY;
    return p;
}
void main(void)
{
float SIGMA1=sqrt (pow (10.0, -SN1/10.0));
float SIGMA21=sqrt (pow (10.0, -SN2/10.0));
float SIGMA22=sqrt (pow (10.0, -SN3/10.0));
randomize ();
clrscr ();
randomize ();
int gdriver = DETECT, gmode;
initgraph (&gdriver, &gmode, "C:\\BORLANDC\\BGI");
outtextxy(25,5,"BER");
outtextxy (560,430,"S/N2-S/N1");
    char buf2[100];
    itoa (SN1, buf2,10);
    outtextxy(265,5,"S/N1=");
    outtextxy (305,5, buf2);
for (float q=SN2; q<=SN3; q+=(SN3-SN2)/10.0)
{
line(20+(q-SN2) *600.0/(SN3-SN2),0,20+(q-SN2) *600.0/(SN3-SN2),400);
    char buf2[100];
        gcvt (q-SN1,3, buf2);
        // itoa (q*2-10, buf2,10);
        outtextxy(15+(q-SN2) *600.0/(SN3-SN2),410, buf2);
}
for (q=0; q<=5; q++)
{
    char buf2[100];
    gcvt (pow (10, -q),6, buf2);
    outtextxy (23, q*80-10, buf2);
line (20, q*80,620, q*80);
}
float aY=0;
float sY=0;
float oY=0;
float oX=0;

```

```

for (float SN=SN2; SN<SN3; SN+=(SN3-SN2)/STEP)
{
float SIGMA2=sqrt (pow (10.0, -SN/10.0));
float err1, err2, errs, erra;
err1=0;
err2=0;
errs=0;
erra=0;
float sn1, sn2, sns, sna;
sn1=0;
sn2=0;
sns=0;
sna=0;
for (float t=0; t<POINTS; t++)
{
POINT info, p1, p2, ps, pa;
info.x=rand () %2;
info.y=rand () %2;
info.x=info.x*2.0-1.0;
info.y=info.y*2.0-1.0;
info.x*=1.0/sqrt (2);
info.y*=1.0/sqrt (2);
p1=Point (info, SIGMA1);
p2=Point (info, SIGMA2);
ps.x= (p1.x+p2.x)/2.0;
ps.y= (p1.y+p2.y)/2.0;
sn1+=((info.x-p1.x) *(info.x-p1.x) + (info.y-p1.y) *(info.y-p1.y));
sn2+=((info.x-p2.x) *(info.x-p2.x) + (info.y-p2.y) *(info.y-p2.y));
sns+=((info.x-ps.x) *(info.x-ps.x) + (info.y-ps.y) *(info.y-ps.y));
float K;
if (sn1<=sn2) K=1.0-0.5*sn1/sn2;
else K=0.5*sn2/sn1;
pa.x=K*p1.x+(1.0-K) *p2.x;
pa.y=K*p1.y+(1.0-K) *p2.y;
sna+=((info.x-pa.x) *(info.x-pa.x) + (info.y-pa.y) *(info.y-pa.y));
if((info.x*p1.x<=0) || (info.y*p1.y<=0)) err1++;
if((info.x*p2.x<=0) || (info.y*p2.y<=0)) err2++;
if((info.x*ps.x<=0) || (info.y*ps.y<=0)) errs++;
if((info.x*pa.x<=0) || (info.y*pa.y<=0)) erra++;
}
float BERA=err1/POINTS;
if (BERA>err2/POINTS) BERA=err2/POINTS;
float BERS=errs/POINTS;

```

```

float BERO=erra/POINTS;
float aYY;
if (BERA<1e-5) aYY=400;
else aYY=-log10(BERA)*80;
float sYY;
if (BERS<1e-5) sYY=400;
else sYY=-log10(BERS)*80;
float oYY;
if (BERO<1e-5) oYY=400;
else oYY=-log10(BERO)*80;
float oXX=20+(SN-SN2) *600/(SN3-SN2);
if (SN! =SN2)
{
setcolor (15);
line (oX, aY, oXX, aYY);
setcolor (10);
line (oX, sY, oXX, sYY);
setcolor (12);
line (oX, oY, oXX, oYY);
}
oX=20+(SN-SN2) *600/(SN3-SN2);
aY=aYY;
sY=sYY;
oY=oYY;
//getch ();
}
getch ();
closegraph ();
}

```

УТВЕРЖДАЮ

Проректор

по образовательной деятельности
ФГБОУ ВО «Владимирский государственный
университет имени Александра Григорьевича
и Николая Григорьевича Столетовых»



Панфилов А.А.

20.01. 2022 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

Результатов диссертационной работы Аль Тахара И.А., на тему
«Исследование методов обработки многолучевых радиосигналов
в системах связи с пространственно-временным разнесением»

Диссертационная работа Аль Тахара И.А. посвящена решению проблемы обработки радиосигналов, которые приходят к разнесенным в пространстве приемникам различными путями и поэтому повреждены помехами при прохождении радиоканалов в разной степени. Предлагаемые в диссертационной работе методы обработки принимаемых сигналов позволяют минимизировать влияние помех и существенно снизить вероятность ошибок при приеме информации.

Результаты проведенного исследования будут использованы в ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» при чтении лекций по курсу «Статистическая теория связи», читаемому магистрам направления подготовки 11.04.01 – Радиотехника.

Лектор курса

А.Г. Самойлов

Заведующий кафедрой
Радиотехники и радиосистем

О.Р. Никитин

MINISTRY OF TRANSPORTATION
Iraqi Meteorological Organization & Seismology



وزارة النقل
الهيئة العامة للأحوال الجوية والرصد الزلزالي

Regional Training Center
ReE No.: 8 / 8
Date: 5 / 12 / 2021

مركز التدريب الوطني
العدد: ٨ / ٨
التاريخ: ٥ / ١٢ / ٢٠٢١

To: Vladimir State University
Subject: Research Cooperation

Dear A.A. Panfilov
Vice-Rector of the University

Referring to your letter no.48/5801 dated on 25/10/2021

The Iraqi Meteorological Organization and Seismology (IMO) welcomes research cooperation, provided that there are no financial consequences, and to benefit from the results of the PhD thesis that was completed by the student (Al Tahar Inas Anouar Farhoud).

With best regards



Ali Mohsin Hashim
Director General of Iraqi Meteorological
Org. & Seismology

5/12/2021

www.meteoseism.gov.iq

Email: info@meteoseism.gov.iq
Mobile: +964 7712236468

Code	(QP-02-04)	ISSUE	02	2017/12/26	Revision	00	2017/12/26
------	------------	-------	----	------------	----------	----	------------

Республика Ирак
Министерство транспорта
Иракская служба по метеорологии и
сейсмологии
Региональный образовательный центр
№ 8/6
Дата 05.12.2021

Владимирский государственный
университет
Уважаемому А.А. Панфилову
Проректору университета по ОД

Тема: Акты внедрения

Ссылаясь на Ваше письмо № 48 / 5801 от 25.10.2021, Иракская служба по метеорологии и сейсмологии (ИМО) приветствует научно-исследовательское сотрудничество при условии отсутствия финансовых последствий и готова использовать результаты кандидатской диссертации соискателя (Аль Тахар Инас Ануар Фархунд).

Печать: Иракская служба по
метеорологии и сейсмологии
Региональный образовательный центр

Подпись начальника иракской
службы по метеорологии и
сейсмологии
Хашим Али Мохсин
05.12.2021

www.meteoseism.gov.i

e-mail: infor@meteoseism.gov.i

тел.: +964 7712236468

Перевод с английского и арабского языка сделан переводчиком:
Аль-Хайдри Валид Ахмед



Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

