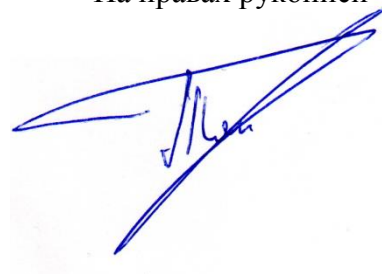


Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования «Московский авиационный институт  
(национальный исследовательский университет)»

На правах рукописи



**Тяпкин Павел Станиславович**

**ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОСИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ  
ИНФОРМАЦИИ К ИМПУЛЬСНЫМ ПОМЕХАМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ  
СЛЕПОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ**

2.2.13. РАДИОТЕХНИКА, В ТОМ ЧИСЛЕ И УСТРОЙСТВА ТЕЛЕВИДЕНИЯ

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук  
Важенин Николай Афанасьевич

Москва – 2024

## Оглавление

Введение.....	5
1 Импульсные помехи в цифровых системах передачи информации .....	15
1.1 Импульсные помехи в радиосистемах передачи информации .....	15
1.2 Анализ методов повышения помехоустойчивости систем передачи информации при совместном воздействии импульсных помех и тепловых шумов приемных трактов.....	19
1.3 Выводы .....	24
2 Математические методы и модели для исследования алгоритмов слепого разделения сигналов применительно к задачам повышения помехоустойчивости цифровых систем передачи информации .....	25
2.1 Математическая постановка задачи слепого разделения сигналов.....	25
2.2 Метод анализа независимых компонент и основные алгоритмы его реализации .....	28
2.2.1 Критерии оптимизации метода анализа независимых компонент.....	29
2.2.2 Алгоритмы оптимизации метода анализа независимых компонент .....	36
2.2.3 Предварительная обработка сигналов для анализа независимых компонент: отбеливание и центрирование.....	38
2.2.4 Алгоритмы слепого разделения сигналов .....	38
2.3 Особенности применения алгоритмов слепого разделения сигналов на базе метода анализа независимых компонент в системах передачи информации .....	41
2.4 Имитационное моделирование канала связи для исследования методов слепого разделения сигналов.....	42
2.4.1 Блок-схема разработанной имитационной модели .....	42
2.4.2 Характеристики и параметры моделируемых полезных сигналов .....	46
2.4.3 Характеристики и параметры моделируемых импульсных помех .....	54
2.4.4 Контроль точности и достоверности результатов моделирования.....	57
2.5 Выводы .....	57
3 Повышение помехоустойчивости систем передачи информации с использованием методов слепого разделения сигналов при воздействии квазипериодических импульсных гармонических помех и тепловых шумов приёмного тракта .....	59

3.1 Анализ эффективности использования методов слепого разделения сигналов для повышения помехоустойчивости радиосистем передачи информации с ФМн-М и ЧМн-М при воздействии периодических импульсных помех с гармоническим заполнением и тепловых шумов приёмного тракта .....	59
3.2 Анализ результатов имитационного моделирования .....	62
3.3 Выводы .....	65
4 Повышение помехоустойчивости систем передачи информации с использованием методов слепого разделения сигналов при воздействии квазипериодических импульсных шумовых помех и тепловых шумов приёмного тракта .....	67
4.1 Методика имитационного моделирования и параметры .....	68
4.2 Анализ эффективности использования методов слепого разделения сигналов при повышении помехоустойчивости радиосистем передачи информации с фазовыми методами модуляции при воздействии импульсных шумовых помех и тепловых шумов приёмного тракта .....	71
4.3 Анализ эффективности использования методов слепого разделения сигналов для повышения помехоустойчивости радиосистем передачи информации при воздействии импульсных шумовых помех, тепловых шумов приёмного тракта при наличии фазовых и временных задержек между принятыми каналами .....	78
4.4 Выводы .....	83
5 Повышение помехоустойчивости систем космической связи с использованием методов слепого разделения сигналов при воздействии квазипериодических импульсных шумовых помех от СПД и тепловых шумов приёмного тракта .....	85
5.1 Основные характеристики командных радиолиний радиосистем дальней космической связи (в соответствии с рекомендациями CCSDS) .....	86
5.2 Имитационное моделирование канала дальней космической связи при воздействии импульсных помех от стационарных плазменных двигателей .....	89
5.2.1 Блок-схема имитационной модели .....	89
5.2.2 Параметры имитационного моделирования .....	93
5.2.3 Анализ полученных результатов имитационного моделирования .....	94
5.3 Выводы .....	101
6 Аппаратно-программный комплекс для отработки вариантов технической реализации методов слепого разделения сигналов на программируемой логике .....	103

6.1 Аппаратно-программный комплекс для исследования алгоритмов слепого разделения сигналов.....	104
6.1.1 Постановка задачи .....	104
6.1.2 Блок-схема и описание аппаратно-программного комплекса.....	104
6.1.3 Планирование эксперимента аппаратно-программного комплекса .....	111
6.1.4 Анализ полученных результатов работы аппаратно-программного комплекса.....	113
6.2 Сравнение полученных результатов с результатами имитационного моделирования .....	119
6.3 Оценка пропускной способности аппаратно-программного комплекса при работе в режиме реального времени.....	120
6.4 Выводы .....	122
Заключение .....	123
Перечень сокращений и условных обозначений.....	125
Список литературы .....	127
Приложение А. Акты о внедрении результатов диссертационной работы.....	135
Приложение Б. Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ .....	140

## Введение

К настоящему времени практически все сферы современного общества тесно связаны с применением радиотехнических систем передачи информации (РСПИ). Многие РСПИ работают в сложной помеховой обстановке при низких отношениях сигнал-шум в канале. Кроме того, текущий уровень развития информационно-телекоммуникационных услуг требует значительного повышения пропускной способности каналов связи. Это, в свою очередь, также требует повышения их уровня устойчивости к помехам различного рода.

В частности, высокие требования по помехоустойчивости предъявляются к системам дальней космической связи, которые должны обеспечивать стабильную связь на удалении в миллионы и миллиарды километров от Земли на протяжении всего срока эксплуатации. В последнее время актуально применение маршевых электрических ракетных двигателей, работа которых основана на ускорении ионизированных частиц рабочего тела в электрических и магнитных полях и сопровождается возникновением помехового излучения в радиодиапазоне со сложной спектрально-временной структурой в полосе частот от сотен мегагерц до десятков гигагерц.

### **Актуальность темы исследования**

Особый интерес с практической и научной точки зрения представляет направление борьбы с импульсными помехами. Это связано как с их широким распространением, так и с ограниченными возможностями средств их подавления с использованием традиционных методов.

Основными путями повышения помехоустойчивости каналов связи от воздействия импульсных помех являются пространственная, временная и амплитудная селекция, фильтрация, а также методы адаптации и компенсации. В тоже время, необходимо отметить, что многие из используемых методов показывают весьма ограниченную эффективность, поскольку полезный сигнал и помехи могут иметь существенное перекрытие по времени, частоте, пространственному положению источников и т.д.

В связи с этим актуальной научно-технической задачей является разработка и исследование эффективности новых методов повышения помехоустойчивости наземных и космических радиосистем передачи информации в условиях воздействия импульсных помех различной природы при наличии априорной неопределённости относительно статистических характеристик передаваемых сигналов и помех.

Одним из перспективных направлений борьбы с импульсными помехами с априорно неизвестными характеристиками является использование методов слепого разделения сигналов (СРС). Задача методов и алгоритмов слепого разделения сигналов заключается в разделении всех исходных сигналов из входных наблюдаемых сигналов (смесей), причем сами исходные сигналы и модель их смешивания считаются неизвестными на приемной стороне. Под наблюдаемыми сигналами (смесями) в терминологии слепого разделения сигналов понимают несколько сигналов, сложенных между собой с разными весовыми коэффициентами.

### **Анализ работ по теме диссертации**

Вопросам приема радиосигналов в условиях помех принадлежат фундаментальные работы таких зарубежных ученых как D. Middleton [1–3], A.D. Spaulding, R.T. Disney [4], S. Miyamoto [5], M. Katayama и др. Среди отечественных ученых вопросами повышения помехоустойчивости занимались Н.Д. Папалекси [6], В.И. Тихонов, Р.Л. Стратонович [7], Д.Д. Кловский [8], А.Г. Зюко [9], Л.М. Финк [10] и другие.

В области борьбы с импульсными помехами большой вклад внесли такие учёные, как А.А. Харкевич [11], М.В. Максимов [12], D. Middleton, A.D. Spaulding, S. Miyamoto, M. Katayama, N. Morinaga [13] и другие.

Первые упоминания методов слепого разделения сигналов (источников) относятся к 1980 годам в работах исследователей J. Herault, C. Jutten и B. Ans [14, 15]. Большой вклад в развитие направления слепой обработки сигналов внесли A.J. Bell и T.J. Sejnowski [16, 17], A. Belouchrani [18], P. Comon [19], A. Chichocki и S. Amari [20], L. Duarte [21], A. Hyvärinen [22, 23], J. Karhunen, E. Oja и P. Pajunen [24], K. Abed-Meraim [25], E. Moulines, J. F. Cardoso [26] и A. Souloumiac [27].

Среди отечественных авторов значительный вклад в развитие и практическое применение методов слепого разделения сигналов внесли О.В. Горячкин [28], С.С. Аджемов [29], А.Е. Манохин [30; 31], А.Н. Подвительский, В.С. Припутин, А.А. Кучумов [32], Д.С. Чиров [33], Н.Е. Мирошникова [34], Н.Ю. Либеровский [29; 33] и другие.

Несмотря на обилие теоретических исследований методов слепого разделения сигналов в различных направлениях и областях применения, относительно немного работ посвящены непосредственно анализу эффективности и особенностям применения этих методов для борьбы с различного типа импульсными помехами в РСПИ с различными модуляционно-кодowymi схемами.

### **Цель и задачи диссертационной работы**

Целью диссертационной работы является повышение помехоустойчивости цифровых РСПИ в условиях воздействия квазипериодических импульсных помех различной природы с априорно неизвестными характеристиками и тепловых шумов приёмных трактов.

Для достижения поставленной цели необходимо поэтапное решение следующих научно-технических задач:

1. Анализ существующих методов повышения устойчивости РСПИ к воздействию импульсных помех различного происхождения.

2. Сравнительный анализ применимости отдельных алгоритмов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами в РСПИ.

3. Разработка и верификация функциональной имитационной модели РСПИ для исследования эффективности и ограничений на применение методов и алгоритмов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами, а также анализ полученных результатов имитационного моделирования.

4. Разработка аппаратно-программного комплекса для апробации технической реализации предложенных методов использования алгоритмов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами различной природы.

5. Анализ эффективности использования алгоритмов слепого разделения сигналов в РСПИ по результатам, полученным методами имитационного и натурального моделирования, а также разработка рекомендаций по применению алгоритмов слепого разделения в РСПИ для различных модуляционно-кодовых схем и типов импульсных помех.

**Объектом исследования** являются цифровые радиосистемы передачи информации (РСПИ), функционирующие в условиях воздействия импульсных квазипериодических помех различной природы с априорно неизвестными характеристиками и тепловых шумов приёмных трактов.

**Предмет исследования** – анализ эффективности использования методов слепого разделения сигналов для повышения помехоустойчивости цифровых РСПИ в условиях воздействия квазипериодических импульсных помех различной природы с априорно неизвестными характеристиками и тепловых шумов приёмных трактов.

**Научная новизна** полученных в работе результатов заключается в следующем:

1. Предложено использование методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами на фоне тепловых шумов приёмного тракта и определены области

эффективного использования этих методов, заключающиеся в необходимости обеспечения битового отношения сигнал-шум в каналах приёма не менее 6-8 дБ, в зависимости от метода модуляции, и разности отношений помеха-сигнал в каналах приёма от 5 дБ и выше.

2. Получены количественные оценки вероятности битовой ошибки и выигрыша в этой вероятности от использования слепых методов разделения сигналов для борьбы с квазипериодическими гармоническими и шумовыми импульсными помехами в зависимости от отношения сигнал-шум и отношения помеха-сигнал для типовых методов модуляции: ЧМн-2, ФМн-2, ФМн-4, ФМн-8, КАМ-16 и ГММС.

3. Показано, что при указанных в п. 1 условиях выигрыш в вероятности битовой ошибки от использования слепого разделения сигналов (алгоритм SOBI) для модуляции ФМн-2 и импульсной помехи с гармоническим заполнением может составлять 80 и более раз.

4. Показано, что при приёме сигнала ФМн-8 с квазипериодической импульсной шумовой помехой использование слепого разделения сигналов (алгоритм c-FastICA) позволяет при тех же условиях получить выигрыш по вероятности битовой ошибки от 35 раз и выше при битовом отношении сигнал шум 10 дБ и более.

5. Показано, что при модуляции КАМ-16 и квазипериодической импульсной шумовой помехе при битовом отношении сигнал-шум от 12 дБ и выше, различии в отношении помеха-сигнал в каналах приёма от 20 дБ использование алгоритмов слепого разделения сигналов AMUSE, c-FastICA и SOBI обеспечивает выигрыш по вероятности битовой ошибки на 2 порядка и выше в зависимости от отношения сигнал-шум.

6. Показано, что в системах дальней космической связи Земля-КА, реализованных на базе протокола физического уровня, рекомендованного CCSDS, с использованием модуляционно-кодовой схемы на основе ГММС-сигнала благодаря применению методов слепого разделения сигналов (алгоритм SOBI) возможно получение выигрыша по вероятности битовой ошибки по сравнению со случаем, когда слепое разделение сигналов не используется:

– в 20 раз при отсутствии помехоустойчивого кодирования, битовом отношении сигнал-шум 10 дБ и различии отношений помеха-сигнал в каналах приёма 15 дБ;

– около 10 раз при использовании помехоустойчивого кодирования кодом Рида-Соломона (255,223), битовом отношении сигнал-шум 6.6 дБ и различии отношений помеха-сигнал в каналах приёма 25 дБ.

**Практическая значимость результатов работы** заключается в том, что:

1. Разработанный комплекс математических и имитационных моделей позволяет осуществлять количественную оценку эффективности использования методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами различной природы на фоне



тепловых шумов приёмного тракта, проводить сравнительный анализ различных алгоритмов слепого разделения сигналов и выбор наиболее эффективного алгоритма на начальных этапах проектирования РСПИ.

2. Разработанный аппаратно-программный комплекс позволяет проводить апробацию и отработку технической реализации алгоритмов слепого разделения сигналов на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) или системах на кристалле (СнК), оптимизировать реализацию вычислительных алгоритмов и может быть использован в инженерной практике при проектировании и разработке перспективных радиосистем, использующих методы слепого разделения сигналов.

3. Полученные количественные оценки эффективности использования методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами различной природы, разработанные рекомендации по применению данных методов борьбы с помехами и выявленные их ограничения позволяют принимать обоснованные технические решения при проектировании, выборе параметров РСПИ и определении области применимости данных методов в конкретных условиях.

4. Предложенные и апробированные алгоритмы практической реализации цифровой обработки принимаемых сигналов, использующие методы слепого разделения сигналов и учитывающие инверсию фазы, необходимость идентификации и выбора базового канала приёма, позволяют повысить помехоустойчивость РСПИ, использующих сигналы с амплитудно-фазовой манипуляцией.

### **Реализация и внедрение результатов работы**

Имитационные модели каналов связи, аппаратно-программный комплекс для исследования методов слепого разделения сигналов и рекомендации по программной реализации алгоритмов слепого разделения сигналов, полученные в результате выполнения диссертационной работы, были внедрены в Филиале АО «Объединённая ракетно-космическая корпорация» — «НИИ КП» при разработке контрольно-поверочной аппаратуры в рамках ОКР «Радиобуи-2025» для исследования применимости методов слепого разделения сигналов при обработке сигналов бедствия систем КОСПАС-САРСАТ в условиях воздействия помех.

Математические модели и программно-алгоритмические средства, разработанные в рамках диссертационной работы, были использованы при выполнении гранта РФФИ № 23-19-00515 «Проведение поисковых научных исследований с целью повышения эффективности систем дальней космической связи с межпланетными космическими аппаратами с маршевыми электроракетными двигательными установками с использованием сопровождающих КА – ретрансляторов» для анализа эффективности применения методов слепой обработки сигналов

при борьбе с влиянием собственного излучения маршевых электроракетных двигательных установок (ЭРДУ) на функционирование канала передачи командно-программной информации в радиосистемах дальней космической связи.

Кроме того, основные методические подходы к использованию методов слепого разделения для повышения помехоустойчивости систем связи в условиях воздействия импульсных помех с априорно неизвестными характеристиками, математические и имитационные модели, а также результаты оценки эффективности использования СРС для борьбы с помехами были апробированы и использовались в учебном процессе в рамках дисциплины «Общая теория связи» по направлению 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», профиль «Системы мобильной связи» при чтении пробных лекций и проведении практических занятий.

Внедрение результатов диссертационной работы подтверждается соответствующими актами.

### **Методы исследования**

В работе использовались аппараты математического анализа, теории вероятности и математической статистики, теории электрической связи и цифровой обработки сигналов.

В процессе выполнения работы использованы методы имитационного моделирования в системе проектирования и научных расчётов GNU Octave, а также методы объектно- и модельно-ориентированного проектирования и в системах разработки Xilinx Vivado и Qt.

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Использование методов слепого разделения сигналов при оценке характеристик помехоустойчивости РСПИ, функционирующих в условиях воздействия импульсных помех различной природы и тепловых шумов в каналах приёма, при выполнении разработанных в диссертации рекомендаций обеспечивает выигрыш в вероятности битовой ошибки от нескольких раз до 100 и более раз в зависимости от используемого метода модуляции, параметров помехи, алгоритма обработки, текущих значений битового отношения сигнал-шум и отношения помеха-сигнал.

2. Разработанные в диссертации условия эффективного использования методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами заключаются в необходимости: обеспечения битового отношения сигнал-шум в каналах приёма не менее 6-8 дБ, зависящего от метода модуляции; разности отношений помеха-сигнал в каналах приёма от 5 дБ и выше; принятия мер по нивелированию возможной инверсии фазы сигнала, характерной для слепых методов разделения, и выбору предпочтительного выходного канала.

3. Разработанный комплекс математических и имитационных моделей позволяет осуществлять количественную оценку выигрыша по вероятности битовой ошибки от использования методов слепого разделения сигналов, проводить сравнительный анализ различных алгоритмов реализации этих методов и обоснование выбора алгоритма, наиболее эффективного для рассматриваемого типа РСПИ.

4. Аппаратно-программный комплекс, разработанный в диссертации, позволяет проводить апробацию и отработку технической реализации алгоритмов слепого разделения сигналов на конкретной платформе ПЛИС или СнК, оптимизировать реализацию вычислительных алгоритмов и может быть использован в инженерной практике при проектировании и разработке перспективных радиосистем, использующих методы слепого разделения сигналов.

### **Степень достоверности и апробация результатов**

Достоверность результатов работы обеспечивается корректным использованием методов теории вероятностей и математической статистики; строгим использованием математического аппарата для всех полученных научных результатов, соответствием в определенных случаях полученных результатов результатам других авторов, опубликованным в отечественной и зарубежной литературе; калибровкой и верификацией имитационных моделей, соответствием результатов, полученных в ходе имитационного моделирования, в частных случаях с известными теоретическими результатами.

Результаты исследований докладывались, обсуждались и получили положительную оценку на 12 научно-технических конференциях, в том числе международных:

- международная научная конференция *Systems of signals generating and processing in the field of on-board communications* (г. Москва, МТУСИ, 2021 г.);
- 44-я, 46-я, 47-я, 49-я и 50-я международные молодежные технические конференции «Гагаринские чтения» (г. Москва, МАИ, 2018, 2020, 2021, 2023, 2024 гг.);
- 19-я, 21-я и 22-я международные конференции «Авиация и космонавтика» (г. Москва, МАИ, 2020, 2022, 2023 гг.);
- XIII Всероссийская научно-практическая конференция «Проблемы передачи информации в инфокоммуникационных системах» (г. Волгоград, ВолГУ, 2023 г.);
- XXV международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» ПТиТТ-2023 (г. Казань, КАИ, 2023 г.);
- пятая международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных средств передачи информации «Шарыгинские чтения» (г. Томск, ТУСУР, 2023 г.).

### **Публикации по теме диссертации**

Основные положения и результаты диссертации опубликованы в 21 работе, из них 6 статей, в том числе 5 статей в изданиях из списка ВАК Минобрнауки России, 3 публикации в изданиях, входящих в международные системы индексации Scopus, сделано 14 докладов на 12 международных и всероссийских конференциях, 9 работ опубликовано без соавторов, получены 2 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ.

### **Личный вклад автора**

Работа является результатом исследований, проводимых автором лично. Им лично разработаны методики, математические и имитационные модели каналов связи, аппаратно-программный комплекс для исследования эффективности использования слепых методов разделения сигналов с реальными характеристиками, получены и проанализированы количественные оценки эффективности использования методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами различной природы для различных методов модуляции, значений отношения сигнал-шум и помеха-сигнал, в том числе и при воздействии радиоизлучения СПД. В публикациях, выполненных в соавторстве, вклад автора заключался в разработке и верификации имитационных моделей и аппаратно-программного комплекса для исследования методов СРС, а также в анализе полученных результатов и подготовке выводов и рекомендаций по результатам исследования.

### **Соответствие работы паспорту специальности**

Работа соответствует паспорту специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», пункт 4 «Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки радиосигналов в радиосистемах телевидения и связи при наличии помех. Разработка методов разрушения и защиты информации», пункт 6 «Исследование и разработка радиотехнических систем и устройств передачи информации, в том числе радиорелейных и телеметрических, с целью повышения их пропускной способности и помехозащищенности».

### **Объем и структура работы**

Диссертационная работа имеет объем в 141 машинописную страницу, состоит из введения, 6 глав, заключения и списка литературы. Иллюстративный материал состоит из 57 рисунков и 6 таблиц. Список литературы содержит 100 наименований.

Во **введении** представлена и обоснована актуальность тематики диссертационного исследования, сформулированы цель и задачи исследования, приведена научная новизна полученных результатов, а также практическая значимость работы. Описана методология,

используемая в диссертационном исследовании. Сформулированы положения, выносимые на защиту, аргументирована степень достоверности, приведены данные об апробации результатов, описана структура работы.

**В первой главе** проведен анализ публикаций по СРС, импульсным помехам, способам борьбы с ними и обоснован выбор направления диссертационного исследования. Определена актуальность выбранной тематики и её практическая ценность, сформулированы решаемые задачи. Приводится описание ряда типовых импульсных помех, ухудшающих качество приема сигналов в РСПИ, например, импульсных квазипериодических гармонических и шумоподобных помех и, в частности, приводится описание импульсной шумоподобной помехи, связанной с работой стационарных плазменных двигателей, и ее воздействие на качество прием данных от земной станции. Описаны основные пути повышения устойчивости РСПИ к воздействию импульсных помех в канале связи.

**Во второй главе** представлена математическая постановка задачи слепого разделения сигналов, описан метод анализа независимых компонент и его ограничения, а также рассмотрены наиболее популярные алгоритмы СРС, основанные на данном методе. Приведены математические модели сигналов и помех, используемые в работе, а также представлена блок-схема разработанной имитационной модели для исследования эффективности использования методов слепого разделения сигналов и описаны основные ее функциональные элементы.

Приведено описание и сравнение различных феноменологических моделей формирования импульсного помехового излучения от СПД для целей имитационного моделирования. Предложена и верифицирована модель помехового излучения СПД на основе упрощенной модели Холла.

**В третьей главе** представлен анализ полученных результатов имитационного моделирования для сигналов с модуляцией ЧМн-М, ФМн-М при воздействии импульсной помехи с гармоническим заполнением. В качестве алгоритма слепого разделения сигналов при моделировании был рассмотрен алгоритм SOBI. Приводятся численные значения энергетического выигрыша относительно случая демодуляции без слепого разделения сигналов. Был подтвержден эффект, связанный с возможностью инверсии фазы разделенного сигнала на выходе алгоритмов СРС, и предложен алгоритм по его устранению. Получены численные значения выигрыша по вероятности битовой ошибки относительно случая демодуляции без слепого разделения сигналов.

**В четвертой главе** продемонстрированы результаты имитационного моделирования алгоритмов SOBI, AMUSE и c-FastICA для повышения помехоустойчивости каналов связи с ФМн-М и КАМ-М при воздействии импульсных шумовых помех и тепловых шумов приемника. Проведен анализ полученных серий графиков выигрыша по вероятности битовой

ошибки в зависимости от отношения сигнал-шум и помеха-сигнал, а также приведен анализ влияния отношения помеха-сигнал в каналах на качество слепого разделения сигналов.

**Пятая глава** посвящена вопросам применения методов слепого разделения для борьбы с импульсным помеховым излучением от работы стационарных плазменных двигателей. Описана математическая постановка задачи, проведен анализ результатов имитационного моделирования функционирования РСПИ в условиях совместного воздействия помехового излучения стационарных плазменных двигателей (СПД) и тепловых шумов в каналах приема, сформулированы рекомендации по применению алгоритмов слепого разделения для борьбы с импульсными помехами от стационарных плазменных двигателей. Результаты имитационного моделирования получены для канала связи, который соответствует протоколам физического уровня стандарта Международного Консультативного Комитета по космическим системам передачи данных (Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS) и включает в себя кодер Рида-Соломона (255,223) и демодулятор ГММС.

**В шестой главе** приведены результаты разработки и верификации аппаратно-программного комплекса для исследования методов слепого разделения сигналов в радиосистемах. Приводится постановка задачи и требования к разрабатываемому аппаратно-программному комплексу, а также результаты верификации и работы аппаратно-программного тестового комплекса и сравнение с результатами имитационного моделирования.

С использованием разработанного аппаратно-программного комплекса были исследованы зависимости вероятности битовых ошибок при различных отношениях сигнал-шум и помеха-сигнал в каналах приема. Рассматривались импульсные помехи с различными характеристиками, например, такие как: импульсные шумовые помехи, помехи с линейно-частотной модуляцией, помехи структурно подобные полезному сигналу и т.п. Также приведена оценка требований к вычислительной производительности аппаратно-программных средств, использующих алгоритмы слепого разделения сигналов и сформулированы рекомендации по их реализации на рассмотренной технической платформе.

В заключении приведены основные достигнутые научные результаты, обоснована их практическая значимость и сформулированы способы их практического применения. Предложены возможные пути развития направления диссертационного исследования в последующем.

## **1 Импульсные помехи в цифровых системах передачи информации**

В данной главе приведена классификация импульсных помех и их характеристики. Подробно рассмотрены импульсные помехи от электрических ракетных двигателей. Приведен сравнительный анализ методов борьбы с импульсными помехами, а также особенности и ограничения их применения в каналах связи.

### **1.1 Импульсные помехи в радиосистемах передачи информации**

Проблема воздействия помех на прием радиосигналов была и остается актуальной. В отличие от других типов помех, импульсные помехи представляют собой серию импульсов с большой амплитудой и широким спектром, которые возникают, как правило, нерегулярно или квазипериодически, имеют определённую скважность и обладают значительной, по сравнению с информационными сигналами, мощностью. Такого рода помехи могут оказывать существенное влияние на достоверность передачи информации по каналам связи.

Импульсные помехи можно классифицировать по способу происхождения на естественные и искусственные. По повторяемости импульсные помехи можно классифицировать на 3 категории: единичный импульс, периодически повторяющиеся импульсы (с детерминированным периодом повторения) и повторяющиеся импульсы со случайным (либо квазислучайным) периодом повторения.

Примерами импульсных помех являются [35; 36]:

1. Электромагнитные импульсы, вызванные, например, грозовыми разрядами, ядерным взрывом и воздействием космического излучения [37].
2. Электростатические разряды.
3. Помехи от работы микроволновых печей, сканирующих радаров, сварочных аппаратов, линий электропередач и систем зажигания двигателей внутреннего сгорания и электрических ракетных двигателей и т.д.
4. Организованные помехи, которые, в частности, могут быть структурно подобными информационным сигналам.

Импульсные помехи, как правило, занимают относительно широкую полосу частот. Далее приведены величины ширины полосы частот некоторых видов импульсных помех [36]:

Линий электропередач: 14 кГц...1 ГГц.

Люминесцентные лампы: 10...100 МГц

Системы зажигания двигателей внутреннего сгорания: 30...300 МГц.

Электрические двигатели: 10 кГц...10 ГГц.

Дуговые сварочные аппараты: 500 кГц...1 ГГц (наибольшая интенсивность на 750 кГц, 3 МГц, 20 МГц).

Сканирующие радары: 1...27 ГГц.

В настоящее время особый интерес представляют импульсные помехи от работы электрических ракетных двигателей в системах космической связи.

Длительность импульса помехового излучения от работы электрических ракетных двигателей (ЭРД) может находиться в пределах от 0,2 до 5 мкс с периодом следования от 2 до 30 мкс. Подобное помеховое излучение занимает диапазон частот от сотен Гц до десятков ГГц [38].

Использование электрической энергии для получения тяги позволяет существенно повысить скорости истечения рабочего тела по сравнению с жидкостными ракетными двигателями, поскольку принципиально меняется механизм ускорения: электрическая энергия может трансформироваться в кинетическую, минуя тепловую фазу. С физической точки зрения ЭРД являются ускорителями заряженных частиц с помощью электрических и магнитных полей и принципиально в них могут быть реализованы достаточно высокие скорости истечения струи, создающей тягу. С увеличением скорости истечения для получения того же значения тяги нужно затрачивать меньше рабочего тела, при этом экономится масса, что и является одним из основных преимуществ ЭРД.

В [38–40] отмечалось, что работа СПД может сопровождаться возникновением различных типов плазменно-пучковых неустойчивостей, которые могут проявляться как в зоне ионизации, так в пристеночных областях ускорительного канала и внешней неравновесной области плазмы, связанной с нейтрализацией ускоренного ионного потока. В результате различных механизмов преобразования, возникающие плазменные колебания трансформируются в шумоподобное электромагнитное излучение широкого диапазона частот. Данное излучение может значительно ухудшить качество приема сигнала на борту космического аппарата.

На рисунке 1.1 приведены примеры спектров излучения лабораторного макета СПД-100-2 для различных величин напряжения разряда ( $U_p$ ) в диапазоне от 300 В до 800 В с шагом изменения 100 В. Спектры получены в результате экспериментальных измерений излучения двигателя, помещенного в радиопрозрачный вакуумный отсек, интегрированный в типовую безэховую камеру [40; 41].



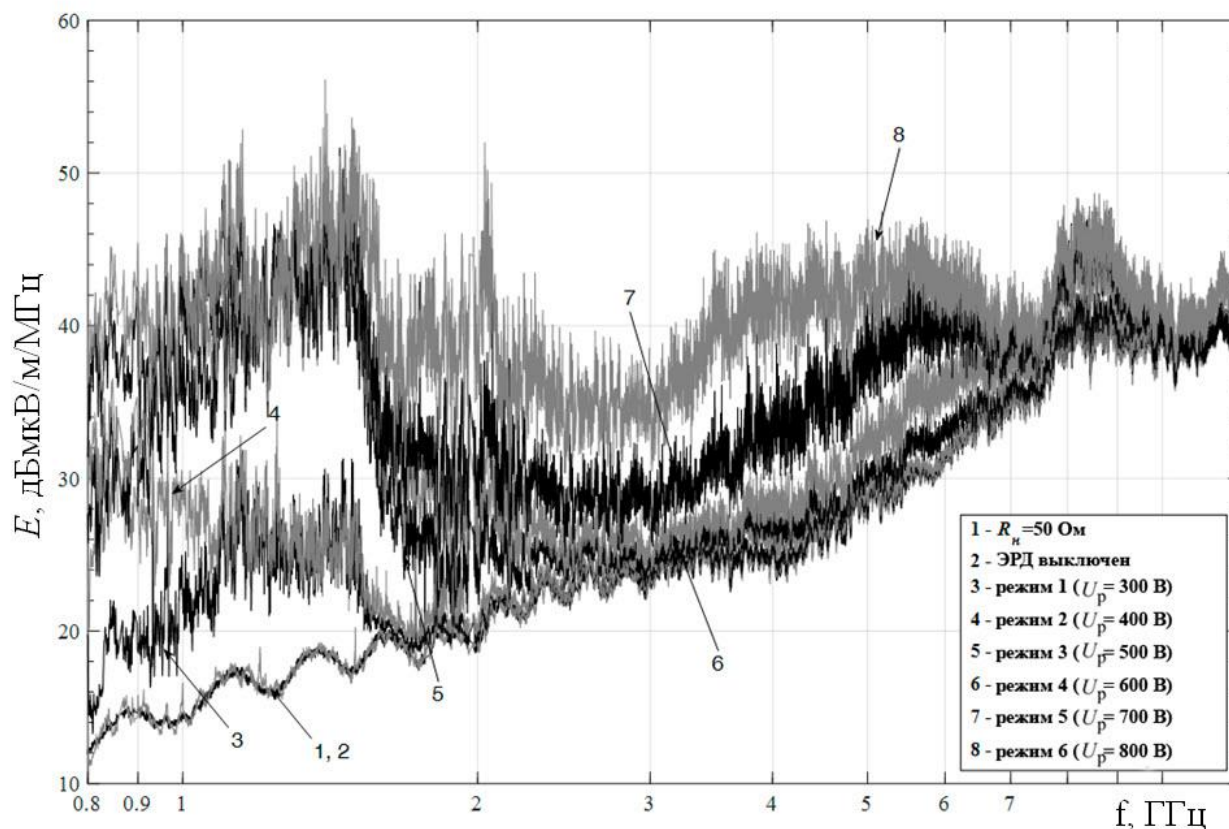


Рисунок 1.1 – Спектры излучения лабораторного макета СПД-100-2 для различных величин напряжения разряда ( $U_p$ ) в диапазоне от 300 В до 800 В с шагом изменения 100 В

Эпюры амплитудной огибающей излучения СПД-100-2 при величине напряжения разряда  $U_p = 800 \text{ В}$ , полученные в полосе спектроанализатора 160 МГц, приведены на рисунке 1.2.

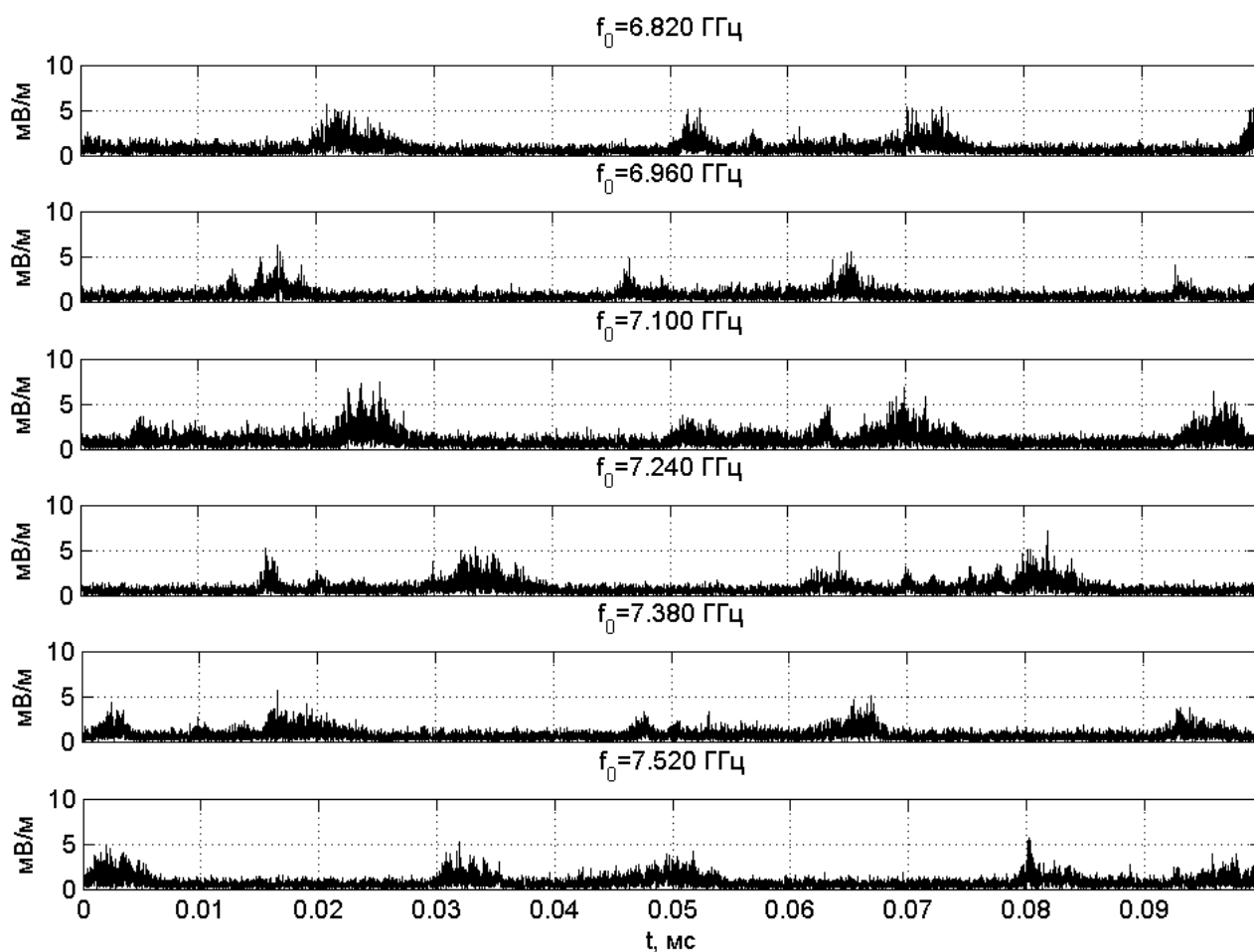


Рисунок 1.2 – Эпюры амплитудной огибающей излучения СПД-100-2 при величине напряжения разряда  $U_p = 800$  В, полученные в полосе 160 МГц

В [38] приведены результаты лабораторных измерений помехового излучения других моделей стационарных плазменных двигателей для различных режимов работы и разных уровнях износа разрядного канала, связанного с длительностью работы двигателя. Из рисунка 1.2 видно, что данный тип излучения может значительным образом осложнять прием командно-программной информации с земной станции на борту космического аппарата при малых величинах отношения сигнал-помеха. Работы [38; 40] также подтверждают это.

Таким образом, как показывает анализ, импульсные помехи могут иметь уровень соизмеримый или значительно превышающий уровень информационных сигналов систем связи, а также существенно перекрываться с ними, как во времени, так и по частоте. Всё это делает задачу борьбы с данным вида помехами актуальной и востребованной.

## 1.2 Анализ методов повышения помехоустойчивости систем передачи информации при совместном воздействии импульсных помех и тепловых шумов приемных трактов

Впервые глубокий теоретический анализ воздействия импульсных помех и гауссовых шумов в системах связи был проведен Дэвидом Миддлтоном и Артуром Спаулдингом [42], [43]. Д. Миддлтоном были предложены аналитические модели импульсных помех классов А, В и С.

К импульсным помехам класса А относят помехи, создаваемые импульсами с шириной спектра не превышающих полосу пропускания линейной части приемника, при прохождении через которую форма импульсов практически не изменяется.

Импульсными помехами класса В являются помехи с шириной спектра больше полосы пропускания линейной части приемника, при прохождении через которую форма импульсов искажается существенно.

К импульсным помехам класса С относят сумму помех классов А и В.

Применительно к данным моделям были получены математические соотношения для вероятности битовой ошибки на выходе демодулятора АМн-2, ЧМн-2 и ФМн-2 в случае когерентного и некогерентного приёма, которые впоследствии были обобщены для случая когерентного приема сигналов ФМн-М, ОФМн-М и АМн-М применительно к модели Миддлтона класса А. В работе [44] приведено обобщение теоретической модели Миддлтона для анализа помехоустойчивости каналов связи с ФМн-2 с широкополосным гауссовым шумом и случайной импульсной помехой.

В настоящее время в инженерной практике основными путями повышения помехоустойчивости систем связи в условиях воздействия импульсных помех являются:

- использование амплитудной, частотной, и комбинированной селекции, в частности использование амплитудных ограничителей, установленных в совокупности с согласованными фильтрами;
- использование компенсационных алгоритмов в случаях, когда имеется возможность пространственной, частотной или временной селекции помехи;
- применение алгоритмов адаптивной фильтрации с целью оценивания характеристик помех (адаптации) и последующей их режекции из полезного сигнала;
- внесение избыточности (применение помехоустойчивых кодов), а также использование перемежения данных при кодировании;

- применение разнесенного приема на две и более антенны, с подстройкой диаграмм направленности с целью режекции помех;
- применение методов экранирования там, где это возможно.

Так одним из способов борьбы с импульсными помехами различного рода является применение амплитудных ограничителей перед согласованными фильтрами, в частности в виде [45]:

- амплитудной селекции с ограничением снизу и сверху,
- амплитудной селекции по уровню,
- амплитудно-частотная селекции (такие методы как «широкая полоса – ограничитель – узкая полоса» (ШОУ), «широкая полоса – ограничитель – режектор» (ШОР), «широкая полоса – прерыватель – узкая полоса» (ШПУ) и совмещение ШОР и ШПУ), и т.д. [12].

Наиболее известным алгоритмом является алгоритм ШОУ, в котором принимаемый сигнал после фильтрации в широкой полосе приемника подвергается амплитудному ограничению, а затем фильтрации в полосе, согласованной со спектром информационного сигнала (т.е. в согласованном фильтре) [39]. Упрощенная блок-схема системы «широкая полоса – ограничитель – узкая полоса» приведена на рисунке 1.3.



Рисунок 1.3 – Упрощенная блок-схема системы ШОУ

Алгоритм ШОУ при борьбе с импульсными помехами показал достаточно высокую эффективность в случаях, когда ширина спектра помехи много больше ширины спектра информационного сигнала:  $\Delta f_1 \ll \Delta f_2$ , а также в задачах защиты входных каскадов приёмного тракта от перегрузок. Достоинством этого алгоритма является также относительная простота технической реализации [42]. Пример эюр сигнала в результате прохождения через ШОУ приведен на рисунке 1.4 [46].

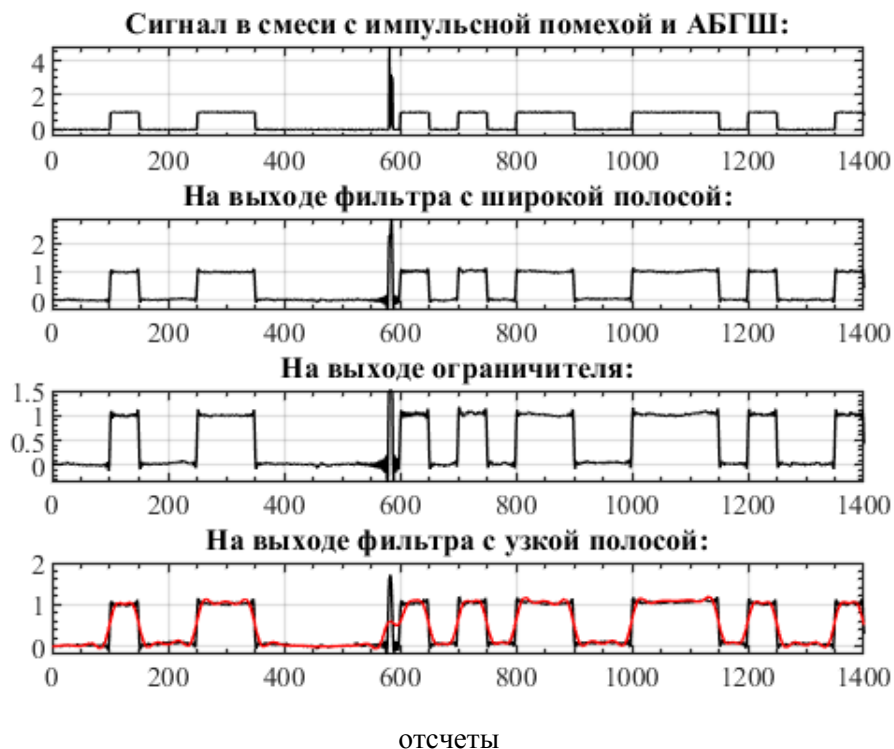


Рисунок 1.4 – Эпюры сигнала при прохождении через разные каскады ШОУ

Как видно из рисунка, применение ШОУ значительным образом ослабляет уровень импульсной помехи во входной смеси. Таким образом, в некоторых случаях с применением ШОУ можно добиться энергетического выигрыша в 1,5-2 дБ относительно случая без борьбы с импульсной помехой.

Использование традиционных алгоритмов компенсации помехи при наличии дополнительного канала приёма связано с высокими требованиями к линейности и идентичности амплитудно-частотных характеристик основного и дополнительного каналов приёма, а также с необходимостью высокой точности определения требуемого коэффициента передачи в дополнительном канале, что при наличии шумов и высокого уровня помехи во многих случаях является трудно реализуемым на практике. Кроме того, необходимо учитывать, что тепловые шумы в канале выделения помехи будут суммироваться с тепловыми шумами информационного канала, наличие в канале выделения помехи определённого уровня полезного сигнала при вычитании может приводить к снижению уровня полезного сигнала, что в совокупности приведёт к уменьшению итогового отношения сигнал-шум.

Применение помехоустойчивого кодирования в совокупности с перемежением может значительным образом повысить качество приема сигналов в условиях воздействия импульсных помех с большой скважностью. Однако, при этом возможна ситуация, когда применение кодирования и перемежения невозможно по требованиям используемых протоколов и стандартов связи.

Применение алгоритмов адаптивной фильтрации для борьбы с импульсными помехами обычно приоритетно в том случае, когда значения коэффициента заполнения импульсной помехи велики, а также характеристики импульсной помехи незначительно изменяются со временем, что позволяет успевать адаптироваться на приемной стороне к характеристикам помехи с целью ее компенсации.

Квадратурный компенсатор импульсных помех (ККИП) представляет собой устройство, которое осуществляет выделение и стробирование импульсных помех из входных смесей. Функционально квадратурный компенсатор состоит из двух квадратурных каналов, в которых осуществляется фильтрация, выделение импульсных помех, стробирование импульсов и интерполяция сигнала. Из [6], [13] следует, что применение квадратурного компенсатора помех позволяет в некоторых случаях получить энергетический выигрыш по сравнению с демодуляцией без борьбы с импульсной помехой до 8 дБ, при сравнении с ШОУ до 6-7 дБ и при сравнении с другими видами ограничителей – от 1,5 дБ до 5 дБ.

Иногда возможным вариантом борьбы с импульсными помехами можно считать применение разнесенного приема на две или более антенн с узкими диаграммами направленности: для первой антенны в направлении источника сигнала в совокупности с помехой, а для второй – преимущественно в направлении импульсной помехи с последующим вычитанием одного сигнала из другого. Существенными ограничениями данного способа является техническая сложность выравнивания уровней помехи в каналах в случае большого различия уровней помехи и сигнала в каналах приёма, а также при малых величинах отношения сигнал-шум.

В таблице 1.1 приведены полученные в результате имитационного моделирования значения вероятностей битовой ошибки (BER, bit-error ratio) при использовании методов для борьбы с импульсными помехами в каналах связи с ФМн-2 при воздействии аддитивного белого гауссова шума (АБГШ). Рассмотрены 3 случая: а) демодуляция сигнала ФМн-2 в смеси с АБГШ и импульсной помехой без прохождения через ШОУ и ККИП, б) в результате прохождения через ШОУ и в) после прохождения через квадратурный компенсатор импульсных помех [38]. В качестве помехи рассмотрена импульсная шумовая помеха, коэффициент заполнения которой составляет 0,01 а длительность импульсной помехи равна длительности канального символа. Отношение помеха-сигнал в канале выбрано равным  $\hat{h}_{nc}^2 = 0$  дБ. Величины битового отношения сигнал-шум (ОСШ) в канале выбраны равными  $E_b / N_0 = 5$  дБ и  $E_b / N_0 = 10$  дБ.

Таблица 1.1 – Сравнительный анализ BER, полученных для разных методов борьбы с импульсными помехами в канале связи ( $\hat{h}_{nc}^2 = 0$  дБ)

	$E_b / N_0 = 5$ дБ	$E_b / N_0 = 10$ дБ
Без подавления ИП	$3,53 \cdot 10^{-2}$	$4,202 \cdot 10^{-3}$
ШОУ	$5,61 \cdot 10^{-2}$	$2,82 \cdot 10^{-3}$
ККИП	$4,47 \cdot 10^{-2}$	$1,12 \cdot 10^{-3}$

Из таблицы 1.1 видно, что при битовом отношении сигнал-шум равном 5 дБ с применением ШОУ перед демодуляцией наблюдается проигрыш по битовой ошибке, равный 1,59 раз относительно случая демодуляции без борьбы с импульсными помехами в принятых смесях. С применением квадратурного компенсатора импульсных помех при битовом ОСШ равном 5 дБ также достигается проигрыш по битовой ошибке 1,267 раз относительно случая демодуляции без борьбы с импульсными помехами.

При величине битового отношения сигнал-шум  $E_b / N_0 = 10$  дБ, использование ШОУ перед демодуляцией позволило добиться выигрыша по битовой ошибке равного 1,53 раза относительно случая демодуляции без борьбы с импульсными помехами в принятых смесях. Применение квадратурного компенсатора импульсных помех позволило получить выигрыш по битовой ошибке равный 3,75 раз относительно случая демодуляции без борьбы с импульсными помехами и 2,52 раза относительно ШОУ.

В таблице 1.2 приведены результаты сравнительного анализа методов борьбы с импульсными помехами при отношении помеха-сигнал  $\hat{h}_{nc}^2 = 15$  дБ. Величины битового отношения сигнал-шум (ОСШ) в канале выбраны равными  $E_b / N_0 = 5$  дБ и  $E_b / N_0 = 10$  дБ.

Таблица 1.2 – Сравнительный анализ BER, полученных для разных методов борьбы с импульсными помехами в канале связи ( $\hat{h}_{nc}^2 = 15$  дБ)

	$E_b / N_0 = 5$ дБ	$E_b / N_0 = 10$ дБ
Без подавления ИП	$3,61 \cdot 10^{-2}$	$4,918 \cdot 10^{-3}$
ШОУ	$4,87 \cdot 10^{-2}$	$5,084 \cdot 10^{-3}$
ККИП	$4,37 \cdot 10^{-2}$	$4,995 \cdot 10^{-3}$

Из таблицы 1.2 видно, что при отношении помеха-сигнал в канале равном 15 дБ использование методов ШОУ и ККИП не позволяет добиться выигрыша по битовой ошибке относительно случая демодуляции принятых смесей без борьбы с импульсными помехами: проигрыш по вероятности битовой ошибки при использовании ШОУ составляет 1,35 раз при

$E_b / N_0 = 5$  дБ и 1,034 раза при  $E_b / N_0 = 10$  дБ. При использовании ККИП проигрыш по вероятности битовой ошибки относительно случая демодуляции принятых смесей без борьбы с импульсными помехами составляет 1,21 раза при  $E_b / N_0 = 5$  дБ и 1,016 раз при  $E_b / N_0 = 10$  дБ

Анализ полученных результатов из таблицы 1.2 показывает, что использование ШОУ и ККИП не позволяет получить выигрыш по вероятности битовой ошибки при величинах отношения помеха-сигнал в каналах больше 0 дБ: т.е. в случае, когда средняя мощность импульсной помехи превосходит среднюю мощность полезного сигнала в принятой смеси.

На основе проведенного анализа методов повышения помехоустойчивости каналов связи с тепловыми шумами и импульсными помехами актуальной является задача исследования и отработки новых способов борьбы с импульсными помехами с различными характеристиками и параметрами, в том числе с целью повышения помехоустойчивости приема сигналов на борту КА, оснащенных стационарными плазменными двигателями.

### 1.3 Выводы

В результате проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

1. Анализ существующих методов борьбы с импульсными помехами показал, что несмотря на большое количество предложенных методов каждый из них обладает своими особенностями по использованию и ограниченной эффективностью, в особенности при больших величинах отношения помеха-сигнал в канале и соизмеримых по ширине спектров сигнала и помехи.

2. В связи с этим исследование и апробация новых методов и способов борьбы с импульсными помехами является актуальной научно-технической задачей, имеющей большой практический потенциал.

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы автором в [47; 48].



## 2 Математические методы и модели для исследования алгоритмов слепого разделения сигналов применительно к задачам повышения помехоустойчивости цифровых систем передачи информации

В данной главе дана постановка задачи слепого разделения сигналов, описан принцип работы методов СРС на базе метода анализа независимых компонент (АНК), рассмотрены наиболее популярные алгоритмы. Изложены основные ограничения методов СРС на базе АНК для применения в радиосистемах. Дано описание имитационной модели для исследования алгоритмов слепого разделения сигналов, а также основных функциональных элементов, описана методика контроля точности результатов имитационного моделирования. Приводятся характеристики и параметры полезных сигналов и помех, используемых при моделировании.

### 2.1 Математическая постановка задачи слепого разделения сигналов

В общем виде задачу слепой обработки сигналов (СОС) или Blind Signal Processing (BSP) можно сформулировать как цифровую обработку неизвестных сигналов, прошедших линейный канал с неизвестными характеристиками на фоне аддитивных шумов [28].

Можно выделить несколько основных типов задач слепой обработки сигналов:

- слепое разделение сигналов (источников) или Blind Source Separation (BSS),
- слепая идентификация канала (оценка неизвестной импульсной характеристики или передаточной функции канала),
- слепое выравнивание или коррекция характеристик канала.

Во всех случаях для решения поставленных задач используются только реализации входных сигналов приемного устройства.

Применительно к непрерывным системам задача СОС в достаточно общем случае может быть описана следующим математическим выражением [1]:

$$\mathbf{x}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{H}(t, \tau) \mathbf{s}(\tau) d\tau + \mathbf{u}(t), \quad (2.1)$$

где:

$\mathbf{x}(t)$  – наблюдаемый векторный сигнал размерностью  $\{M \times T\}$ ,  $M$  – количество принятых сигналов (смесей),  $T$  – время наблюдения,

$\mathbf{H}(t, \tau)$  –  $\{M \times N\}$  неизвестная матрица импульсных характеристик (ИХ) с элементами  $\{h_{ij}(t, \tau)\}$  ("смешивающая" матрица),

$\int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{H}(t, \tau) \mathbf{s}(\tau) d\tau$  – векторный сигнал размерностью  $\{M \times T\}$  после смешивания в канале распространения,

$\mathbf{s}(\tau)$  – вектор неизвестных информационных сигналов размерностью  $\{N \times T\}$ ,

$\mathbf{u}(t)$  – векторный случайный процесс аддитивных помех размерностью  $\{M \times T\}$ .

В случае стационарной системы  $\mathbf{H}(t, \tau) = \mathbf{H}(t - \tau)$ .

Задача слепого разделения сигналов (источников) может быть сформулирована как задача извлечения отдельных сигналов из наблюдаемых смесей сигналов, помех и шумов.

В случае, когда каналы связи не обладают частотно-избирательными свойствами, то есть в (2.1) элементы матрицы смешивания имеют вид  $h_{ij}\delta(\tau)$ , получаем уравнение наблюдения

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{H} \cdot \boldsymbol{\sigma}(t) + \nu(t), \quad (2.2)$$

где:  $\mathbf{x}(t)$  – вектор из  $M$  наблюдаемых сигналов,  $\mathbf{H}$  – неизвестная, в общем случае комплексная, обратимая матрица смешивания  $M \times N$  с элементами  $\{h_{ij}\}$ ;  $\mathbf{s}(t)$  – вектор из  $N$  неизвестных сигналов, подлежащих выделению;  $\mathbf{u}(t)$  – вектор из  $M$  аддитивных помех в каналах приёма, то есть:

$$\begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \dots \\ x_M(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \dots \\ s_N(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \dots \\ u_M(t) \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Если сигналы и помехи можно представить в дискретном виде, то математически задача СРС может быть описана с использованием матричной факторизации, то есть путём представления матрицы наблюдения в виде произведения и суммы других матриц:

$$\mathbf{X} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{U}, \quad (2.4)$$

где  $\mathbf{X} \in R^{M \times T}$ ,  $\mathbf{H} \in R^{M \times N}$ ,  $\mathbf{S} \in R^{N \times T}$ ,  $\mathbf{U} \in R^{M \times T}$  и  $\mathbf{X}$  – матрица наблюдаемых смесей,  $\mathbf{S}$  – матрица исходных сигналов,  $\mathbf{H}$  – невырожденная матрица смешивания,  $\mathbf{U}$  – матрица шумов,  $N$  – количество исходных сигналов,  $M$  – количество наблюдаемых смесей,  $T$  – длина реализаций сигналов и шумов.

Термин слепое разделение сигналов означает, что не требуется никакой предварительной информации об исходных сигналах  $\mathbf{S}$  и процедуре смешивания  $\mathbf{H}$ .

Выражение (2.4) описывает простейшую математическую постановку задачи СРС. На практике могут быть использованы, например, линейная свёрточная модель или даже нелинейная модель.

Кроме того, в зависимости от соотношения количества исходных  $M$  и наблюдаемых  $N$  сигналов модель системы можно разделить на три категории:

1. Полностью определённая модель ( $N=M$ ).
2. Неопределённая модель ( $N<M$ ).
3. Переопределённая модель ( $N>M$ ).

Когда  $N=1$ , задача сводится к слепому разделению для одноканальной модели приёма.

Основываясь на различных свойствах матрицы смешивания и исходных сигналов, были разработаны различные подходы к решению задачи СРС, а именно:

1. Если исходные сигналы  $\mathbf{S}$  статистически независимы, то для разделения сигналов может быть использован метод анализа независимых компонент или Independent Component Analysis (ICA);

2. Если исходные сигналы  $\mathbf{S}$  разрежены в исходной или преобразованной области, то может быть использован метод анализа разреженных компонент (АРК) или Sparse Component Analysis (SCA);

3. Если все элементы  $\mathbf{S}$ ,  $\mathbf{H}$  и  $\mathbf{X}$  неотрицательны, то для разделения источников может быть использован метод неотрицательной матричной факторизация (НМФ) или Non-negative Matrix Factorization (NMF);

4. Когда  $\mathbf{H}$  и  $\mathbf{S}$  ограничены, тогда для извлечения исходных сигналов можно использовать метод анализа ограниченных компонент (АОК) или Bounded Component Analysis (BCA).

Для решения задачи СРС, как правило, используется линейное смешение первичных сигналов и метод обучения без учителя для обращения матрицы смешивания, при этом является возможным, используя только наблюдения за принимаемыми смесями, напрямую оценивать как матрицу смешения, так и компоненты первичных сигналов.

При реализации алгоритмов СРС используются два понятия: функция потерь (стоимости) или целевая функция, описывающая критерий оптимизации, и метод оптимизации целевой функции (оптимизационный алгоритм). Целевые функции всегда строятся в соответствии с различными метриками статистической независимости, включая максимальное правдоподобие, взаимную информацию, выпуклую дивергенцию, дивергенцию Кульбака-Лейблера, кумулянтные критерии и так далее. Методы оптимизации целевой функции, как

правило, основываются на методах градиентного спуска, естественного градиента, Ньютона, совместной диагонализации и так далее [49].

Таким образом, задачей СРС является поиск такой матрицы разделения  $\mathbf{W}$  ( $N \times M$ ), которая обеспечивает оптимальное значение целевой функции (функции потерь или стоимости)  $\psi(\mathbf{WX})$ . Когда это достигается, разделённые исходные сигналы могут быть определены как [49]

$$\mathbf{S} = \mathbf{Y} = \mathbf{WX}, \quad (2.5)$$

где  $\mathbf{S} \in R^{N \times T}$  – оценка разделённых сигналов.

## 2.2 Метод анализа независимых компонент и основные алгоритмы его реализации

Применительно к задаче борьбы с широким классом аддитивных импульсных и непрерывных помех на фоне тепловых шумов в цифровых радиосистемах связи наиболее общим является метод АНК, который представляет собой классическую технологию слепого разделения, основанную на статистической независимости исходных сигналов. Теория анализа независимых компонент разрабатывалась с начала 1990-х годов, когда французские ученые Джуттен (Jutten) и Эраул (Hérault) (1991) впервые предложили концепцию АНК [19; 50].

В практических приложениях при использовании метода АНК для эффективного и точного разделения исходных сигналов требуется выполнение трёх допущений [49]:

1. Исходные сигналы должны быть взаимно статистически независимыми. Или в статистическом математическом описании

$$w(\mathbf{S}) = \prod_{n=1}^N w_n(s(n,t)), \quad \forall t = \overline{1, T}, \quad (2.6)$$

где  $w()$  – закон распределения соответствующего процесса.

Статистическая независимость исходных сигналов означает, что значение любого сигнала не дает никакой информации о значениях других компонентов.

2. Компоненты независимых источников (сигналов) имеют негауссовый закон распределения вероятностей, то есть исходные сигналы имеют статистики более высокого порядка отличные от нуля, например, эксцесс или кумулянт четвёртого порядка.

3. Матрица смешивания является квадратной и обратимой матрицей. То есть, количество наблюдаемых смесей (сигналов) должно быть не меньше, чем количество исходных (разделяемых) сигналов.

Второе предположение означает, что АНК не может разделять смеси мульти гауссовских сигналов. Соответственно, среди разделяемых сигналов только один может иметь гауссовский закон распределения. Допущение о том, что  $M=N$ , в общем случае не является обязательным, но в большинстве задач делается для упрощения вычислительных алгоритмов.

Задачей метода АНК является поиск такой матрицы разделения  $\mathbf{W}$ , которая минимизирует статистическую зависимость разделённых компонент  $\mathbf{Y} = \mathbf{W}\mathbf{X}$ . Данный метод основывается на обучении без учителя и может оценивать как матрицу смещения, так и компоненты независимых источников, используя только наблюдения за принимаемыми смесями [51].

Поскольку АНК является частным случаем СРС, то для него также ключевыми факторами являются критерий оптимизации (целевая функция) и алгоритм оптимизации, обеспечивающий поиск экстремума целевой функции.

### 2.2.1 Критерии оптимизации метода анализа независимых компонент

Критерий оптимизации определяется видом действительной целевой функции  $\psi(\mathbf{Y}) = \psi(\mathbf{W}\mathbf{X})$ , которая зависит от дифференциальных законов распределения должна удовлетворять следующим условиям [4]:

1. Целевая функция не должна зависеть от последовательности компонент  $\mathbf{Y}$ , то есть  $\psi(\mathbf{Y}) = \psi(\mathbf{P}\mathbf{Y})$ , где  $\mathbf{P}$  – матрица переключения каналов.
2. При изменении амплитуд принимаемых сигналов значение целевой функции не должно меняться, то есть  $\psi(\mathbf{Y}) = \psi(\mathbf{D}\mathbf{Y})$ , где  $\mathbf{D}$  – действительная диагональная матрица.
3. Если компоненты  $\mathbf{Y}$  являются независимыми, то целевая функция будет иметь экстремальное значение (минимальное или максимальное, в зависимости от её вида).

Основными видами используемых при АНК целевых функций являются эксцесс (кумулянт четвертого порядка), функция правдоподобия, негэнтропия и различные виды корреляции и кросс-корреляции, [3], [4]:

#### Эксцесс

Данный критерий является наиболее общим в рамках метода АНК. Поскольку разделяемые сигналы по условиям задачи должны иметь негауссовский закон распределения (ЗР), а в соответствии с центральной предельной теоремой сумма независимых случайных величин (процессов) будет иметь ЗР более близкий к гауссовскому, чем ЗР каждой отдельной случайной величины, то при нахождении матрицы разделения необходимо максимизировать отличие от гауссовского ЗР каждой выделенной компоненты.

В качестве количественной меры степени негауссовости может быть использован кумулянт четвёртого порядка, или эксцесс (англ. kurtosis), характеризующий свойства «хвостов» ЗР. Так эксцесс случайной величины (СВ  $y$  может быть определён как [23]:

$$\text{kurt}(y) = E\{y^4\} - 3(E\{y^2\})^2, \quad (2.7)$$

где  $E\{\dots\}$  – оператор усреднения по ансамблю реализаций. Будем считать, что все случайные переменные имеют нулевое математическое ожидание и нормированы так, что имеют единичную дисперсию  $E\{y^2\} = 1$ . В этом случае эксцесс будет равен  $\text{kurt}(y) = E\{y^4\} - 3$ . То есть эксцесс в данном случае пропорционален моменту четвёртого порядка от нормированной случайной величины. Поскольку в случае гауссовского ЗР  $E\{y^4\} = 3(E\{y^2\})^2$ , то для СВ с гауссовским ЗР эксцесс равен нулю. Для большинства негауссовских СВ (но не для всех) значение эксцесса не равно нулю.

Эксцесс может быть как положительным, так и отрицательным. Случайные переменные, которые имеют отрицательный эксцесс, называются субгауссовскими, а с положительным – супергауссовскими [52].

Таким образом, для максимизации негауссовости необходимо обеспечить максимизацию, или минимизацию, эксцесса разделяемых сигналов.

В связи с тем, что вычисление данного показателя является относительно простым, эксцесс широко используется в задачах АНК. Однако необходимо учитывать, что вычисленное значение эксцесса существенно зависит от «хвостов» ЗР, которые имеют низкий уровень вероятности. Это создаёт определённые проблемы с получением статистически значимых результатов.

### **Функция правдоподобия**

Оценка максимального правдоподобия, возможно, наиболее часто используемый принцип статистической оценки, и он также может использоваться в рамках АНК. Его использование тесно связано с принципом Инфомакса, используемым в нейронных сетях.

Если дифференциальные законы распределения (ДЗР) независимых компонент известны заранее, для поиска экстремума может быть использован простой алгоритм градиента и его модификации.

Если ДЗР независимых компонент неизвестны, то могут быть использованы достаточно грубые приближения плотности вероятностей. В ряде случаев достаточно

использовать всего две плотности вероятностей, приблизительно равные плотностям независимых компонентов. При этом выбор плотности вероятности может основываться на информации о том, являются ли независимые компоненты суб- или супергауссовыми [3].

Как показано в [3], ДЗР компонент смеси  $\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s}$  может быть выражен как

$$p_x(\mathbf{x}) = |\det \mathbf{B}| p_x(\mathbf{s}) = |\det \mathbf{B}| \prod_i p_i(s_i) = |\det \mathbf{B}| \prod_i p_i(\mathbf{b}_i^T \mathbf{x}), \quad (2.8)$$

где  $\mathbf{B} = \mathbf{H}^{-1} = (\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_N)^T$ ,  $p_i$  описывает ДЗР независимой компоненты  $s_i$ .

Переходя к дискретному времени  $t = [1, 2, \dots, T]$  и, соответственно,  $x(t) = [x(1), x(2), \dots, x(T)]$ , можно выразить функцию правдоподобия через произведение ДЗР для отдельных моментов времени и рассматривать её как функцию от матрицы  $\mathbf{B}$ :

$$L(\mathbf{B}) = \prod_{t=1}^T \prod_{i=1}^N p_i(\mathbf{b}_i^T \mathbf{x}(t)) |\det \mathbf{B}|. \quad (2.9)$$

Во многих случаях удобней находить максимум от логарифма функции правдоподобия

$$\log L(\mathbf{B}) = \sum_{t=1}^T \sum_{i=1}^N \log p_i(\mathbf{b}_i^T \mathbf{x}(t)) + T \log |\det \mathbf{B}|. \quad (2.10)$$

Заменяя суммирование по  $t$  на оператор усреднения и нормируя функцию правдоподобия к времени наблюдения  $T$ , получаем [3]:

$$\frac{1}{T} \log L(\mathbf{B}) = E \left\{ \sum_{i=1}^N \log p_i(\mathbf{b}_i^T \mathbf{x}) \right\} + \log |\det \mathbf{B}|. \quad (2.11)$$

В реальных вычислительных алгоритмах операция усреднения заменяется вычислением среднего выборочного значения.

## Негэнтропия

Понятие негэнтропии основывается на определении относительной (дифференциальной) энтропии непрерывной случайной величины (вектора)  $\mathbf{y}$  с ДЗР  $p_y(\mathbf{y})$ , которая определяется как [3]:

$$H(\mathbf{y}) = -\int p_y(\boldsymbol{\eta}) \log p_y(\boldsymbol{\eta}) d\boldsymbol{\eta}. \quad (2.12)$$

Из теории информации известно, что случайная переменная с гауссовским ЗР имеет максимальную энтропию по сравнению с переменными, имеющими иные ЗР. Это означает, что энтропию можно использовать, как меру негауссовости случайных величин. Поскольку относительная энтропия может быть и отрицательной, то на практике удобно перейти к нормированной версии энтропии, называемой *негэнтропия*, такой, что для гауссовской переменной её значение было бы равно нулю, а для других ЗР она была бы всегда положительной:

$$J(\mathbf{y}) = H(\mathbf{y}_g) - H(\mathbf{y}), \quad (2.13)$$

где  $\mathbf{y}_g$  – вектор случайных переменных с гауссовским ЗР и корреляционной (ковариационной) матрицей, как и у вектора переменных  $\mathbf{y}$ .

Негэнтропия позволяет строго количественно описать степень отличия некоторого ДЗР от гауссовского, и удобна в использовании, поскольку она всегда положительна и равна нулю только для гауссовского ЗР. Таким образом, максимизация негэнтропии на выходе системы СРС также приводит к максимизации негауссовости и улучшению качества разделения сигналов [53].

Однако прямое использование негэнтропии связано с рядом трудностей, поскольку требует оценки ДЗР случайных переменных. Поэтому на практике используют полиномиальную аппроксимацию ДЗР и представление негэнтропии через кумулянты высоких порядков [3].

### Взаимная информация

Взаимная информация является естественной мерой, описывающей степень зависимости между случайными величинами или процессами. Она всегда неотрицательна и равна нулю тогда и только тогда, когда переменные статистически независимы. Взаимная информация учитывает всю структуру зависимости переменных, а не только ковариацию. Следовательно, взаимная информация при достаточно низком уровне канальных шумов может быть использована в качестве целевой функции в задаче АНК.



В соответствии с теорией информации относительная (дифференциальная) энтропия  $H$  случайного вектора  $\mathbf{y}$  с ДЗР  $p_y(\mathbf{y})$  определяется как (2.12), а взаимная информация между скалярными случайными переменными (процессами)  $y_i$ , связанными с вектором  $\mathbf{x}$  соотношением  $\mathbf{y} = \mathbf{B}\mathbf{x}$ , равна [3]:

$$I(y_1, y_2, \dots, y_N) = \sum_{i=1}^N H(y_i) - H(\mathbf{x}) - \log |\det \mathbf{B}|. \quad (2.14)$$

Учитывая, что при единичной дисперсии  $y_i$  энтропия и негэнтропия отличаются только константой и знаком, можно показать, что взаимная информация может быть выражена через негэнтропию  $J(y_i)$  [3]:

$$I(y_1, y_2, \dots, y_N) = \text{const} - \sum_{i=1}^N J(y_i), \quad (2.15)$$

где константа не зависит от матрицы  $\mathbf{B}$ . Данное соотношение описывает фундаментальную взаимосвязь между негэнтропией и взаимной информацией.

Таким образом, нахождение матрицы разделения  $\mathbf{B}$ , обеспечивающей минимизацию взаимной информации оценок независимых некоррелированных компонент, эквивалентно максимизации их негауссовости.

Однако прямое использование выражения для взаимной информации связано с рядом сложностей при оценке ДЗР этих процессов.

### Функция корреляции

Корреляция связана с независимостью таким образом, что независимые переменные всегда некоррелированы. Однако обратное неверно: переменные могут быть некоррелированными, но зависимыми.

На практике метод максимизации негауссовости целесообразно применять для большого количества разделяемых компонент, а это предъявляет особые требования к вычислительной эффективности алгоритмов. В связи с этим представляют интерес алгоритмы разделения, основанные на ортогональности элементов матрицы разделения.

Пусть строки  $\mathbf{w}_i$  матрицы разделения, соответствующие различным независимым компонентам, являются взаимно ортогональными векторами в отбеленном пространстве. Но, ортогональность этих векторов эквивалентна некоррелированности соответствующих компонент. Это является следствием того, что после отбеливания матрица смешивания  $\mathbf{H}$  становится ортогональной, а  $\mathbf{w}_i$  являются строками матрицы разделения, обратной матрице смешивания, и в случае ортогональности  $\mathbf{W} = \mathbf{H}^{-1} = \mathbf{H}^T$  [3].

Таким образом, для разделения нескольких компонент необходимо несколько раз выполнить алгоритм разделения для каждой компоненты с векторами  $\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_N$ , ортогонализируя данные вектора после каждой итерации.

### Нелинейная корреляция

Нелинейная корреляционная функция (КФ) двух центрированных случайных величин  $y_1$  и  $y_2$  имеет вид  $E\{f(y_1)g(y_2)\}$ , где  $f(y_1)$  и  $g(y_2)$  некоторые функции, из которых хотя бы одна нелинейная. Если  $y_1$  и  $y_2$  являются независимыми, то значение нелинейной КФ равно 0. Конкретный вид нелинейного преобразования выбирается в зависимости от вида ДЗР независимых источников. Типичными примерами могут быть полиномы степени выше единицы или более сложные функции, такие как гиперболический тангенс.

Как показано в [5], [3], случайные переменные  $y_1$  и  $y_2$  являются независимыми тогда и только тогда, когда  $E\{f(y_1)g(y_2)\} = E\{f(y_1)\}E\{g(y_2)\}$  для всех непрерывных функций  $f()$  и  $g()$ , равных нулю вне конечного интервала. Однако использование данной теоремы на практике связано с определёнными трудностями из-за её обобщённости. В связи с этим разработано достаточно много алгоритмов, использующих конкретный вид нелинейных функций.

В частности, алгоритм Херальда-Джуттена [6] использует нечётные функции  $f(y) = y^3$  и  $g(y) = \arctan(y)$ , хотя является работоспособным и при  $g(y) = y$  или  $g(y) = \text{sign}(y)$ . При этом  $E\{f(y_1)g(y_2)\} = E\{f(y_2)\}E\{g(y_1)\} = 0$ .

### Кумулянтный тензор высокого порядка

Один из подходов к формированию целевой функции при анализе независимых компонент основывается на использовании кумулянтного тензора высокого порядка. Тензоры можно рассматривать как обобщение матриц или линейных операторов. Кумулянтные тензоры являются обобщениями ковариационных матриц. Ковариационная матрица представляет собой

кумулянтный тензор второго порядка  $\text{cum}(x_i, x_j)$ , а кумулянтный тензор четвёртого порядка, который будет далее в основном рассматриваться, это четырёхмерная матрица, элементы которой задаются перекрёстными кумулянтами четвёртого порядка  $\text{cum}(x_i, x_j, x_k, x_l)$ .

Как показано в [7], для центрированных случайных векторов  $\mathbf{x}$  кумулянт четвёртого порядка может быть выражен через вторые моменты или кумулянты второго порядка:

$$\begin{aligned} \text{cum}(x_i, x_j, x_k, x_l) = E\{x_i x_j x_k x_l\} - \text{cum}(x_i, x_j)\text{cum}(x_k, x_l) - \\ - \text{cum}(x_i, x_k)\text{cum}(x_j, x_l) - \text{cum}(x_i, x_l)\text{cum}(x_j, x_k), \end{aligned} \quad (2.16)$$

где  $\text{cum}(x_i, x_j) = E\{x_i x_j\}$ . К основным свойствам кумулянтов можно отнести следующие: кумулянт суммы статистически независимых случайных векторов одинаковой длины равен сумме их кумулянтов, а также то, что кумулянты многомерного гауссовского вектора или процесса третьего или более высокого порядка равны нулю.

Как уже отмечалось, для отбеливания данных можно использовать разложение ковариационной матрицы по собственным значениям. При этом данные преобразуются так, чтобы корреляции второго порядка были бы равны нулю. В качестве обобщения этого принципа можно использовать тензор кумулянтов четвёртого порядка, чтобы сделать кумулянты четвёртого порядка нулевыми или, по крайней мере, как можно меньшими. Этот вид декорреляции высокого порядка определяет ещё один класс методов АНК [3].

Экссесс элемента  $y_i$  в (4) может быть определён как [3]

$$\begin{aligned} \text{kurt} \sum_i w_i x_i = \text{cum} \left( \sum_i w_i x_i, \sum_j w_j x_j, \sum_k w_k x_k, \sum_l w_l x_l \right) = \\ = \sum_{ijkl} w_i^4 w_j^4 w_k^4 w_l^4 \text{cum}(x_i, x_j, x_k, x_l) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Недостатком использования статистики высокого порядка является то, что для надёжной оценки моментов и кумулянтов высокого порядка требуется гораздо больше выборок, чем для статистик второго порядка. Кроме того, статистика более высокого порядка может быть очень чувствительной к выбросам в данных, поскольку высокие абсолютные значения существенно влияют на величину эксцесса.

В связи с тем, что вычисление данного показателя является относительно простым, кумулянты широко используются в задачах АНК. Однако, необходимо учитывать, что

вычисленное значение кумулянта существенно зависит от «хвостов» ДЗР, которые имеют низкий уровень вероятности. Это создаёт определённые проблемы с получением статистически значимых результатов.

### **2.2.2 Алгоритмы оптимизации метода анализа независимых компонент**

После выбора целевой функции необходимо также задаться обучающим алгоритмом или алгоритмом оптимизации, целью которого является достижение максимального или минимального значения за счет итерационного расчета. В качестве алгоритмов оптимизации, как правило, применяются различные варианты градиентных алгоритмов, вроде стандартного градиентного спуска и его модификаций.

#### **Градиентные алгоритмы**

В контексте методов слепого разделения сигналов, градиентные алгоритмы – это такие алгоритмы, которые используют оптимизацию целевой функции на основе градиента с целью получения матрицы разделения. Градиентные алгоритмы направлены на максимизацию (или в некоторых случаях – минимизацию) целевой функции [54]. Данный процесс является итерационным и выполняется до тех пор, пока не будет достигнута сходимость, либо, если это заложено в алгоритме, не будет достигнуто одно из ограничений, например, максимальное количество итераций.

Существуют различные разновидности градиентных алгоритмов, например [50; 55; 56]:

- Стандартный градиентный спуск. Заключается в оценке функции стоимости (потерь). Определяется на каждой итерации путём нахождения производной целевой функции.
- Стохастический градиентный спуск (Stochastic Gradient Descent, SGD). Является модернизацией классического алгоритма градиентного спуска, направленного на ускорение оптимизации оценки целевой функции. Основным различием SGD является то, что при вычислении градиента производится на случайном элементе из выборки, а не всём наборе значений целевой функции за все итерации, как это происходит в классическом градиентном спуске. Таким образом, можно значительно ускорить процесс сходимости, но, с другой стороны, полученный результат будет более зашумлённым относительно стандартного градиентного спуска. В настоящее время стохастический градиентный спуск и его

модификации является одними из наиболее часто встречаемых методов оптимизации целевой функции в АНК.

- Натуральный градиентный спуск (Natural Gradient Descent, NGD). Натуральный градиент представляет собой произведение информационной матрицы Фишера и градиента оптимизируемой функции [57]. В отличие от классического градиентного спуска, NGD может значительно достигать сходимости за счет учёта геометрии пространства параметров. Существуют также модификации NGD, направленные на еще большее ускорение сходимости [58].

Несмотря на то, что классический градиентный спуск имеет более стабильную траекторию сходимости относительно своих модификаций, он довольно редко используется в алгоритмах слепого разделения сигналов по причине большего объема вычислений и используемой памяти, что делает практически невозможной работу с большим объемом данных.

### **Алгоритмы с фиксированной точкой**

Быстрый алгоритм анализа независимых компонент с фиксированной точкой (c-FastICA) был предложен и разработан Нувягинен, Ноуер, и Оја в 90-х годах.

В классе алгоритмов с фиксированной точкой есть два алгоритмических подхода: *метод дефляции*, который обновляет каждый столбец матрицы разделения по отдельности и находит независимые компоненты по одному, и *метод симметрии*, позволяющий одновременно разделить все независимые компоненты. Эти подходы способны использовать практически любую не квадратическую целевую функцию. Хотя первоначальный алгоритм использовал в качестве целевой функции эксцесс, но более поздние версии используют также гиперболический тангенс, экспоненциальную или кубическую функции. По сравнению с градиентными способами поиска экстремума целевой функции алгоритм с фиксированной точкой обеспечивает более быструю и надёжную сходимость процедуры разделения [3].

### **2.2.3 Предварительная обработка сигналов для анализа независимых компонент: отбеливание и центрирование**

Перед осуществлением слепого разделения сигналов методом анализа независимых компонент требуется подготовить принятые входные смеси, осуществив их предварительную обработку, основными этапами которой являются центрирование, нормализация и отбеливание.

Под центрированием понимают процесс приведения входных смесей к нулевому математическому ожиданию путем вычитания среднего значения из каждого отсчета входных смесей. Нормализация – процесс приведения входных смесей к одному уровню. Разный масштаб входных смесей и наличие постоянного смещения могут затруднить слепое разделение сигналов и усложнить сходимость алгоритмов.

Под отбеливанием (Whithening) понимают процесс преобразования наблюдаемых сигналов в такой вид, чтобы они были некоррелированы. На первый взгляд можно было бы предположить, что отбеливание, то есть декорреляция, может решить проблему разделения сигналов. Однако, это не так. Если для гауссовских распределений понятия некоррелированности и независимости являются эквивалентными, то в негауссовском случае независимость представляет собой более широкое понятие, чем некоррелированность. Некоррелированность слабее, чем независимость и сама по себе недостаточна для оценки разделения сигналов в рамках АНК модели [5]. Поэтому операции «отбеливания», связанные с декорреляцией процессов, не могут решить задачу разделения сигналов. В тоже время, отбеливание на основе перехода к ортогональной матрице смешивания позволяет существенно сократить размерность задачи и, тем самым, упростить нахождение матрицы разделения [3].

### **2.2.4 Алгоритмы слепого разделения сигналов**

К настоящему времени было разработано большое количество алгоритмов слепого разделения сигналов, но к числу наиболее распространённых алгоритмов СРС, использующих метод АНК относятся: FOBI, JADE, FastICA, AMUSE, SOBI, INFOMAX и др. [59] В некоторых работах алгоритмы AMUSE и SOBI не относят в полной мере к алгоритмам слепого разделения на базе метода анализа независимых компонент, поскольку они применяют статистики только второго порядка для оценивания характеристик исходных сигналов, т.е. не оперируют критерием независимости. Несмотря на это, данные алгоритмы осуществляют задачу слепого разделения сигналов.

## FastICA

FastICA является алгоритмом с фиксированной точкой. Часто используется в приложениях «реального времени» из-за возможной параллельной реализации. FastICA использует эксцесс для оценки независимых компонентов и обычно перед его использованием осуществляется отбеливание принимаемых смесей. Данный алгоритм включает следующие основные операции [3], [11]:

1. Инициализация строк  $\mathbf{w}_i$  матрицы разделения  $\mathbf{W}$ .

2. Расчёт  $\mathbf{w}_i^+ = E(\varnothing'(\mathbf{w}_i^T \mathbf{X}))\mathbf{w}_i - E(\mathbf{x}\varnothing'(\mathbf{w}_i^T \mathbf{X}))$ .

3. Нормировка  $\mathbf{w}_i = \frac{\mathbf{w}_i^+}{\|\mathbf{w}_i^+\|}$ .

4. Если  $i=1$  go to step 7 иначе go to step 5

5. Расчёт  $\mathbf{w}_i^+ = \mathbf{w}_i - \sum_{j=1}^{i-1} \mathbf{w}_i^T \mathbf{w}_j \mathbf{w}_j$ .

6. Нормировка  $\mathbf{w}_i = \frac{\mathbf{w}_i^+}{\|\mathbf{w}_i^+\|}$ .

7. Если условие сходимости не выполняется, go to step 2. Иначе go to step 1 с  $i=i+1$ , пока все компоненты не будут выделены.

Классический алгоритм FastICA способен работать только с действительными сигналами. Для работы с комплексными сигналами был разработан алгоритм c-FastICA [60].

## Алгоритмы SOBI и AMUSE

Алгоритм SOBI (Second Order Blind Identification) был предложен Belouchrani et al в [26]. Данный алгоритм реализует метод слепой идентификации, основанный на совместной диагонализации нескольких ковариационных матриц. Предполагается, что вектор исходных сигналов представляет собой детерминированный или случайный эргодический многомерный процесс, описываемый моментами первого и второго порядка. При этом отдельные источники не коррелированы друг с другом.

Этот алгоритм использует статистики второго порядка для временной декорреляции принятых сигналов и включает следующие вычислительные шаги:

1. Отбеливание

2. Вычисление задержанных корреляционных матриц.

3. Проведение совместной диагонализации матриц на основе обобщения алгоритма Якоби для диагонализации одной эрмитовой матрицы.

Основная идея алгоритма SOBI основывается на предположении о диагональной форме задержанных корреляционных матриц, которая определяется следующим выражением [11]:

$$\mathbf{R}_x(\tau) = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t+\tau)^T\} = \mathbf{H}\mathbf{R}_s(\tau)\mathbf{H}^T, \forall \tau, \quad (2.18)$$

где  $\mathbf{R}_s(\tau)$  – корреляционная матрица сигналов источников  $s(t)$ ,  $\mathbf{R}_x(\tau)$  – задержанная корреляционная матрица.

Учитывая, что уравнение (2.19) выполняется для всех значений  $\tau$ , то существует унитарная матрица  $\mathbf{U} = \mathbf{B}\mathbf{H}$ , где  $\mathbf{B}$  – обеляющая матрица, которая диагонализует все корреляционные матрицы:

$$\mathbf{U}^T \mathbf{R}_x(\tau) \mathbf{U} = \mathbf{R}_s(\tau). \quad (2.19)$$

Таким образом, могут быть вычислены оценки исходные сигналы по  $\hat{\mathbf{s}}(t) = \mathbf{U}^\# \mathbf{B}\mathbf{x}(t)$ , где верхний индекс # обозначает псевдообратную функцию Мура – Пенроуза [12].

Как показано в [11], алгоритм SOBI в сравнении с c-FastICA, JADE и Infomax показывает лучшие характеристики по скорости вычислений и обеспечивает наиболее точное вычисление корреляционных характеристик в соответствии с критериями Пирсона и Спирмена.

Алгоритм AMUSE является функционально схожим с SOBI, причем SOBI является обобщением AMUSE [61; 62]. Основное различие в принципе работы алгоритмов заключается в том, что в AMUSE используется только один временной интервал  $\tau$  (обычно  $\tau = 1$ ), а в SOBI – несколько.

## JADE

Алгоритм совместной приближенной диагонализации собственных матриц (Joint Approximate Diagonalization of Eigenmatrices, JADE) был предложен J.F. Cardoso как модификация алгоритма слепой идентификации четвертого порядка FOBI (Fourth-Order Blind Identification), основным недостатком которого является требование того, что для выполнения слепого разделения, у всех источников должен быть разный эксцесс [27, 52].



Принцип работы алгоритма:

1. Отбеливание;
2. Вычисление  $\frac{n}{2}(n+1)$  матриц собственных значений путём расчета эксцессов, кумулянтов четвертого порядка;
3. Совместная диагонализация матриц из п.2;
4. Поиск лучшего результата.

### **Infomax**

Алгоритм Infomax (Information-Maximization, максимизация информации) разработан Т. Bell и Т. Sejnowski в 1995 году и основан на итерационной максимизации энтропии [16, 17].

Принцип работы алгоритма:

1. Инициализация матрицы разделения  $\mathbf{W}$ . Обычно  $\mathbf{W}$  задается как матрица случайных чисел.
2. 
$$\mathbf{W}(t+1) = \mathbf{W}(t) + \eta(t)(\mathbf{I} - f(\mathbf{Y})\mathbf{Y}^T)\mathbf{W}(t)$$
3. Проверка на сходимость. Если сходимость не достигнута – go to step 2.

### **2.3 Особенности применения алгоритмов слепого разделения сигналов на базе метода анализа независимых компонент в системах передачи информации**

Для применения методов слепого разделения сигналов на базе метода анализа независимых компонент в радиосистемах существуют следующие ограничения:

- Необходимо использовать разнесенный прием на две и более антенны для решения задачи разделения сигналов. В большинстве методов СРС на базе метода АНК количество принятых смесей на входе алгоритма должно быть не менее количества источников сигнала, которые требуется разделить.

- Требуется идентификация полезного сигнала на выходе алгоритма СРС, поскольку данная задача не выполняется алгоритмом автоматически.

- Возможна инверсия фазы сигнала на выходе алгоритма СРС, критичная для фазовых методов модуляции.

- С технической точки зрения, проблемой являются относительно высокая вычислительная сложность алгоритмов, которые основаны на итерационных подходах, что ограничивает пропускную способность каналов в режиме работы реального времени с непрерывным потоком бит.

Отсутствует достаточное количество исследований качества работы алгоритмов СРС при наличии временных и фазовых задержек между сигналами на входе разнесенных антенн приёмника.

## **2.4 Имитационное моделирование канала связи для исследования методов слепого разделения сигналов**

Для исследования эффективности применения алгоритмов СРС в каналах с импульсной помехой и тепловыми шумами приемника был выбран метод имитационного моделирования. Имитационное моделирование позволяет воссоздать сложные сценарии и условия, которые трудно воспроизвести в реальных экспериментах, обеспечивая гибкость и контроль над параметрами модели и, кроме того, дает возможность быстро оценить эффективность различных алгоритмов в широком диапазоне условий (например, при разных типах помех и их характеристик). В отличие от аналитических методов, которые при решении данной исследовательской задачи не могут применяться в связи с высокой сложностью, имитационное моделирование даёт более наглядное представление о поведении системы и позволяет проводить многократные эксперименты для получения статистически значимых результатов.

### **2.4.1 Блок-схема разработанной имитационной модели**

На рисунке 2.1 приведена упрощенная блок-схема имитационной модели канала связи с различными методами манипуляции и разнесенным приемом на две антенны. Данная имитационная модель описывает процессы передачи радиосигналов с заданной модуляцией по каналу связи, в котором кроме тепловых шумов имеется импульсная помеха с заданными спектрально-временными характеристиками.

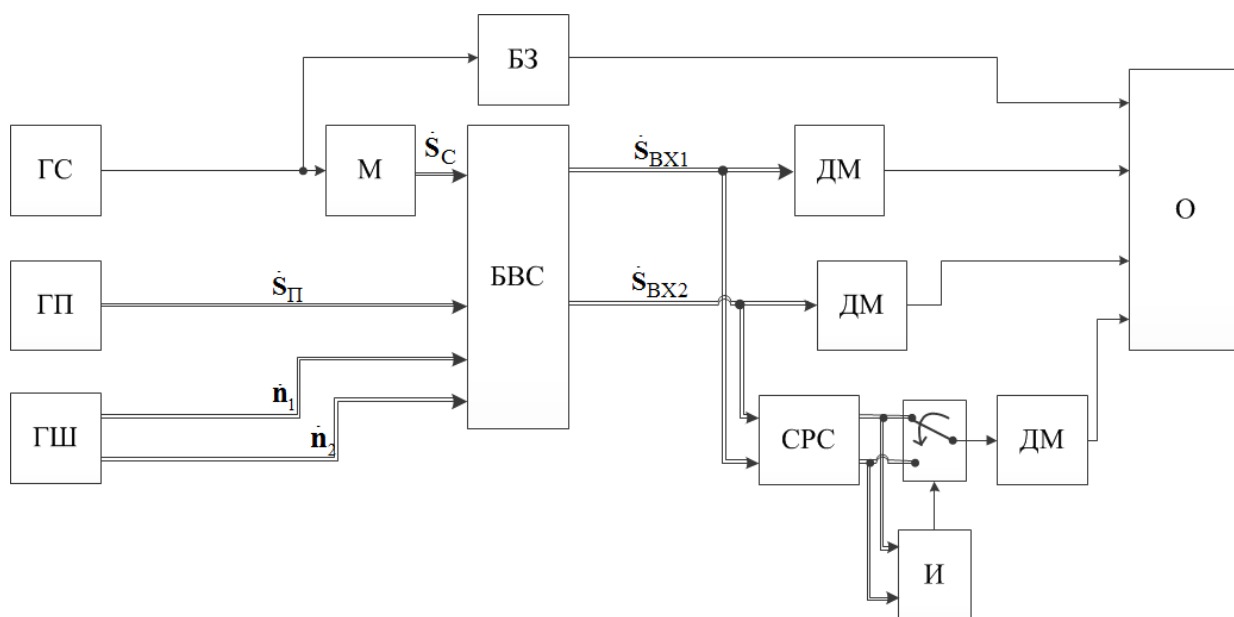


Рисунок 2.1 – Упрощенная блок-схема имитационной модели канала связи

Моделирование осуществляется с использованием метода комплексной огибающей.

Функционирование модели происходит следующим образом: передающая часть формирует информационный сигнал и помеху и состоит из генератора информационного сигнала (см. блок «ГС» на рисунке 2.1), модулятора (см. блок «М» на рисунке 2.1).

В качестве полезного сигнала в имитационной модели применяются сигналы с различными модуляционно-кодowymi схемами, такие как:

- Многопозиционная частотная манипуляция (ЧМн-М);
- Многопозиционная фазовая манипуляция (ФМн-М);
- Квадратурная амплитудная манипуляция (КАМ-М);
- Гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом (ГММС).

Подробно характеристики и параметры формируемых сигналов описаны в разделе 2.6.2.

В блоке весового суммирования (см. блок «БВС» на рисунке 2.1) к входному сигналу с задаваемыми весовыми коэффициентами добавляются помехи, сформированные генератором помех (см. блок «ГП» на рисунке 2.1), тепловые шумы, формируемые генератором шума (см. блок «ГШ» на рисунке 2.1), образуя тем самым две смеси.

Величины отношения сигнал/шум в двух смесях принимались равными между собой. Затем сформированные смеси демодулируются (см. блоки «ДМ» на рисунке 2.1). Также смеси поступают на блок слепого разделения сигналов (см. блок «СРС» на рисунке 2.1), на выходе которого формируются разделённые сигнал и импульсная помеха. Задача идентификации полезного сигнала решается с использованием блока идентификации полезного сигнала (см.

блок «И» на рисунке 2.1). В этом же блоке осуществляется коррекция фазовых инверсий полезного сигнала.

На блоке весового суммирования (блок «БВС» на рисунке 2.1) производится формирование двух комплексных векторов смесей  $\dot{\mathbf{S}}_{\text{BX1}}$  и  $\dot{\mathbf{S}}_{\text{BX2}}$  которые представляют собой нормированные к единичной мощности комплексный сигнал  $\dot{\mathbf{s}}_c$  на выходе модулятора, помеху  $\dot{\mathbf{s}}_{\text{п}}$  и векторы аддитивного белого гауссового шума (АБГШ)  $\dot{\mathbf{n}}_1$  и  $\dot{\mathbf{n}}_2$  сложенные между собой с разными весовыми коэффициентами:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{S}}_{\text{BX1}} &= a_{c1} \cdot \dot{\mathbf{s}}_c + a_{\text{п1}} \cdot \dot{\mathbf{s}}_{\text{п}} + a_{\text{ш1}} \cdot \dot{\mathbf{n}}_1; \\ \dot{\mathbf{S}}_{\text{BX2}} &= a_{c2} \cdot \dot{\mathbf{s}}_c + a_{\text{п2}} \cdot \dot{\mathbf{s}}_{\text{п}} + a_{\text{ш2}} \cdot \dot{\mathbf{n}}_2,\end{aligned}\quad (2.20)$$

Так, коэффициентами  $a_{\text{ш1}}$  и  $a_{\text{ш2}}$  задаются величины отношения средних мощностей сигнала и шума (отношение сигнал-шум, ОСШ) в имитационной модели, а коэффициентами  $a_{c1}$  и  $a_{c2}$  (где  $i = (1,2)$ ) определяются величины отношения средних мощностей помехи и сигнала в смесях  $\widehat{h}_{\text{пс}i}^2$ .

$$\widehat{h}_{\text{пс}i}^2 = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_{\text{п}i}}{P_{c_i}} \right), \quad (2.21)$$

Где  $P_{\text{п}i}$  – средняя мощность помехового излучения в  $i$  смеси,

$P_{c_i}$  – средняя мощность сигнала в  $i$  смеси

Весовые коэффициенты при сигнале, шуме и помехе определяют величины отношения сигнал – шум и помеха – сигнал. Величина отношения сигнал – шум в полосе приемника для  $i$ -й смеси определяется как

$$SNR_i = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_{c_i}}{P_{\text{ш}i}} \right) = 10 \cdot \lg \left( \frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{c_i} s_c(j)|^2}{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{\text{ш}i} n_i(j)|^2} \right), \quad (2.22)$$

где  $SNR_i$  – отношение сигнал – шум в полосе приемника для  $i$ -го канала приема, дБ;  $P_c$  – средняя мощность сигнала КАМ-М;  $P_{ш}$  – средняя мощность шума в полосе;  $N$  – количество отсчетов в принятой реализации.

Битовое отношение сигнал – шум, дБ, может быть определено следующим образом:

$$E_b/N_0 = SNR - 10 \cdot \lg(k) - 10 \cdot \lg(R), \quad (2.23)$$

где  $k$  – количество бит на один канальный символ;  $R$  – битовая скорость передачи.

Отношения помеха – сигнал в каждом канале рассчитываются как отношение средней мощности импульсной помехи к средней мощности сигнала внутри каждой смеси:

$$\hat{h}_{nci}^2 = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_{ni}}{P_{ci}}\right) = 10 \cdot \lg\left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{ni} s_n(j)|^2}{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{ci} s_c(j)|^2}\right), \quad (2.24)$$

где  $\hat{h}_{nci}^2$  – отношение помеха – сигнал, дБ.

После приема в каждом канале реализации заданной длительности осуществляется обработка и демодуляция принятых смесей.

Рассматривались два варианта обработки принимаемых смесей сигнала, помехи и шума. В первом случае перед демодуляцией задействуются алгоритмы слепого разделения сигналов, затем осуществляется демодуляция и обработка полезного сигнала. Во втором случае осуществляется прием и демодуляция принятых смесей без применения алгоритмов слепого разделения сигналов. В том и другом случае после демодуляции осуществлялось сравнение принятых потоков бит с использованием слепого разделения и без него с переданным и вычислялась вероятность битовой ошибки для каждого варианта приема.

Рассматривался случай, когда величины битового отношения сигнал – шум в принятых смесях в каждом из каналов приема одинаковы, если используются идентичные приемники в каждом из каналов. Величины отношения помеха – сигнал варьировались в диапазоне 5...30 дБ, причем в смесях  $H_1(t)$  и  $H_2(t)$  заданы разные величины отношения помеха – сигнал.

После блока весового суммирования, последовательно осуществляется демодуляция, дегерметизация и декодирование комплексных векторов смесей без прохождения через блок слепого разделения сигналов и после прохождения.

Поскольку на выходе блока слепого разделения сигналов образуются два комплексных вектора оценки сигнала и помехи ( $\dot{S}_{\text{срс1}}$  и  $\dot{S}_{\text{срс2}}$ ), но заранее неизвестно, на каком из выходов будет каждый сигнал, то требуется произвести захват и дальнейшую обработку только разделенного полезного сигнала. Самими алгоритмами слепого разделения сигналов данная задача не реализуется. Для этого в имитационной модели используется блок идентификации полезного сигнала (см. рис. 2.1, блок «И»).

Идентификация сигнала осуществляется на основе анализа законов распределения (ЗР) разделенных сигналов и сравнения их с ЗР, характерным для сигналов с заданным методом манипуляции. Блок идентификации устанавливает положение переключателя так, чтобы на блок демодулятора после переключателя поступал обнаруженный полезный сигнал с выхода блока слепого разделения сигналов. Более подробно данные алгоритмы рассмотрены в главе 3.

Блок оценки вероятности битовой ошибки (см. блок «О» на рисунке 2.1) производит сравнение задержанного блоком задержки (см. блок «БЗ» на рисунке 2.1) исходного информационного сигнала с двумя демодулированными принятыми смесями без слепого разделения сигналов, а также с демодулированным сигналом на выходе блока слепого разделения сигналов. Оцениваются вероятности битовых ошибок и величины выигрыша по битовой ошибке от применения алгоритмов СРС  $p_n/p_{\text{СРС}}$ , где  $p_n$  – вероятность битовой ошибки при демодуляции ГММС-сигнала в смеси с импульсной помехой;  $p_{\text{СРС}}$  – вероятность битовой ошибки при демодуляции ГММС-сигнала, выделенного из входных смесей алгоритмом слепого разделения SOBI.

## 2.4.2 Характеристики и параметры моделируемых полезных сигналов

### Сигнал многопозиционной частотной манипуляции

Сигнал М-позиционной частотной манипуляции (ЧМн-М) можно описать следующим аналитическим выражением [64]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_i t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (2.25)$$

Где:

$s_i(t)$  – сигнал многопозиционной частотной манипуляции;

$i$  – возможное значение на выходе модулятора ЧМн,  $i = 1, \dots, M$ ,  $M$  – позиционность манипуляции;

$E$  – энергия, приходящаяся на один канальный символ;

$T$  – длительность передаваемого канального символа;

$f$  – частота  $i$ -го модулирующего колебания (тона),  $f_i = f_1, \dots, f_M$ .

В модели используется модулятор многопозиционной частотной манипуляции с разрывом фазы и некогерентным детектированием.

Для соблюдения ортогональности в ЧМн, величина минимального расстояния между соседними тонами  $\Delta f_{\min}$  зависит от длительности канального символа [65]:

$$\Delta f_{\min} = \frac{1}{T} \quad (2.26)$$

На рисунке 2.2 приведены эпюры двоичной информационной последовательности  $b(t)$  до и после прохождения через модулятор ЧМн-2:

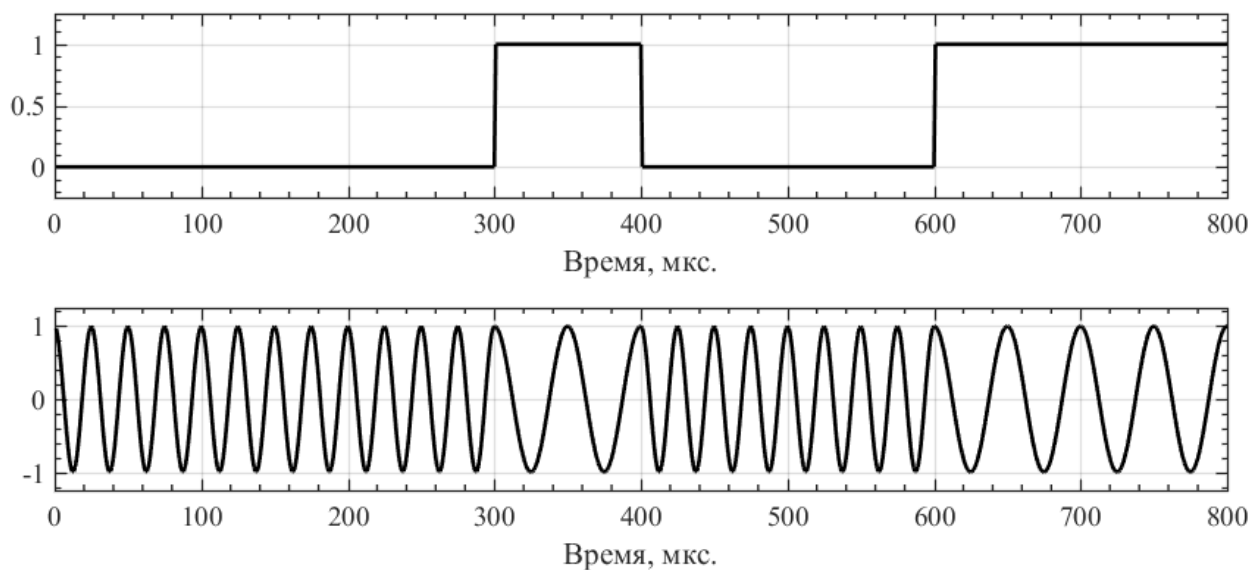


Рисунок 2.2 – Двоичная информационная последовательность  $b(t)$  до и после прохождения через ЧМн-2 модулятор

Теоретическая кривая вероятности битовой ошибки при приеме ЧМн-М сигналов с ортогональными тонами при некогерентном детектировании определяется по следующей формуле [65]:

$$P_b = \frac{1}{2} \frac{M}{M-1} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} \binom{M-1}{m} \frac{1}{m+1} \exp\left[-\frac{m}{m+1} \frac{k \cdot E_b}{N_0}\right], 0 \leq t \leq T, \quad (2.27)$$

Где:

$M$  – позиционность модуляции;

$k$  – количество бит, приходящееся на один канальный символ,  $k = \log_2(M)$ ;

$E_b$  – энергия сигнала, приходящаяся на один информационный бит;

$N_0$  – спектральная плотность мощности АБГШ.

На рисунке 2.3 для верификации имитационной модели приведены графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с АБГШ для ЧМн с различной позиционностью модуляции ( $M=2,4,8,16$ ), полученные в результате работы имитационной модели (серые кривые 2,4,6,8) и теоретические (пунктирные черные кривые 1,3,5,7).

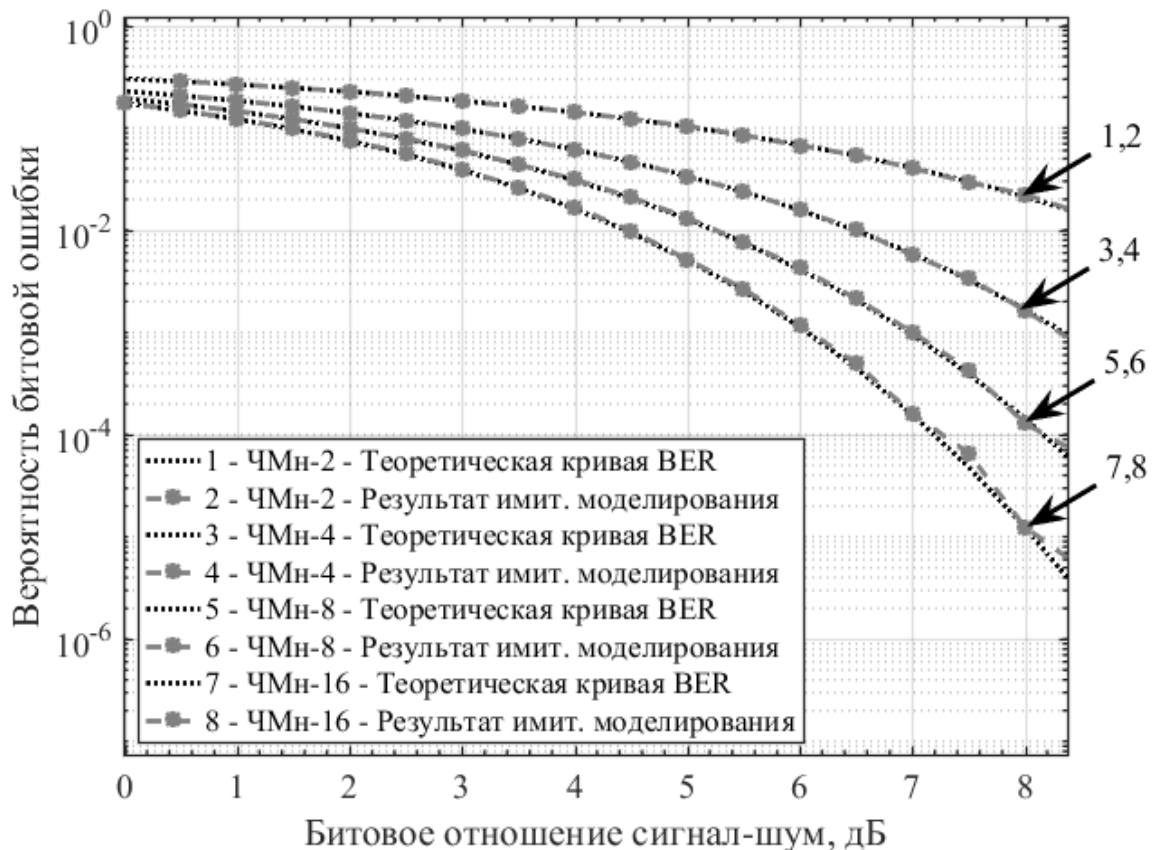


Рисунок 2.3 – Кривые зависимости вероятности битовой ошибки от битового отношения сигнал-шум для ЧМн теоретические и полученные в результате имитационного моделирования



Из рисунка 2.3 видно, что результаты имитационного моделирования для канала с АБГШ совпадают с теоретическими для некогерентного приема с точностью 3,5%, что свидетельствует о корректной работе ЧМн модема в имитационной модели.

### Сигнал многопозиционной фазовой манипуляции

Аналитически, сигнал многопозиционной фазовой манипуляции можно представить следующим образом:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[ 2\pi \left( f_0 \cdot t + \frac{i}{M} \right) \right], 0 \leq t \leq T, \quad (2.28)$$

где  $f_0$  – частота несущего колебания.

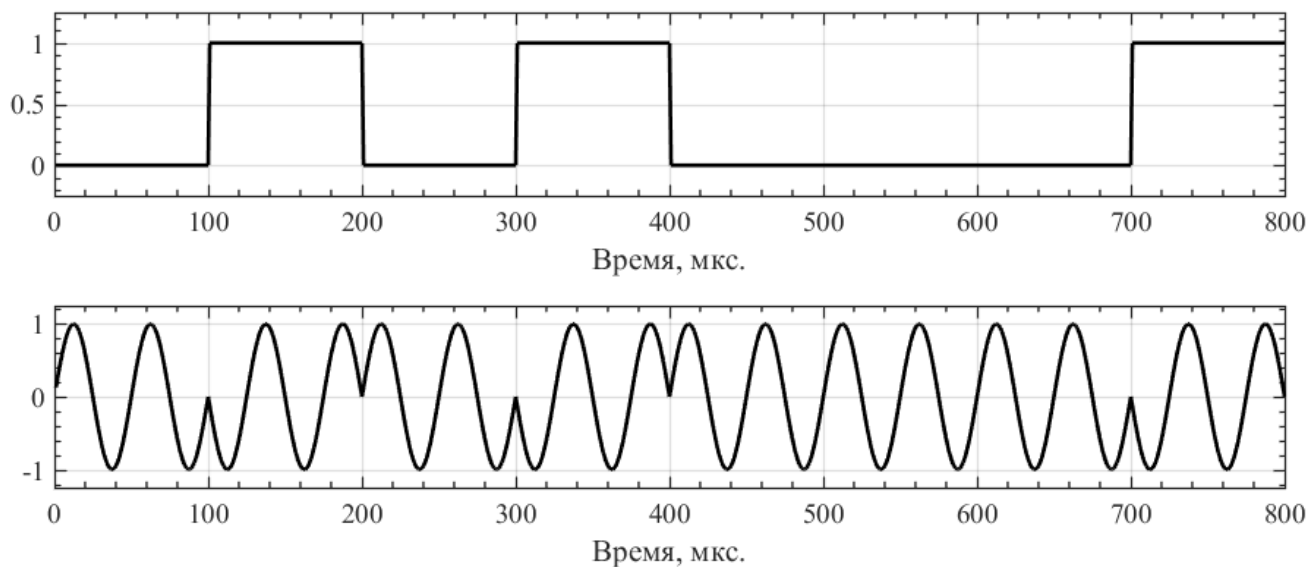


Рисунок 2.4 – двоичная информационная последовательность  $b(t)$  до и после прохождения через модулятор ФМн-2

На рисунке 2.5 приведены векторные диаграммы сигналов фазовой манипуляции позиционностей  $M=2,4,8,16$ .

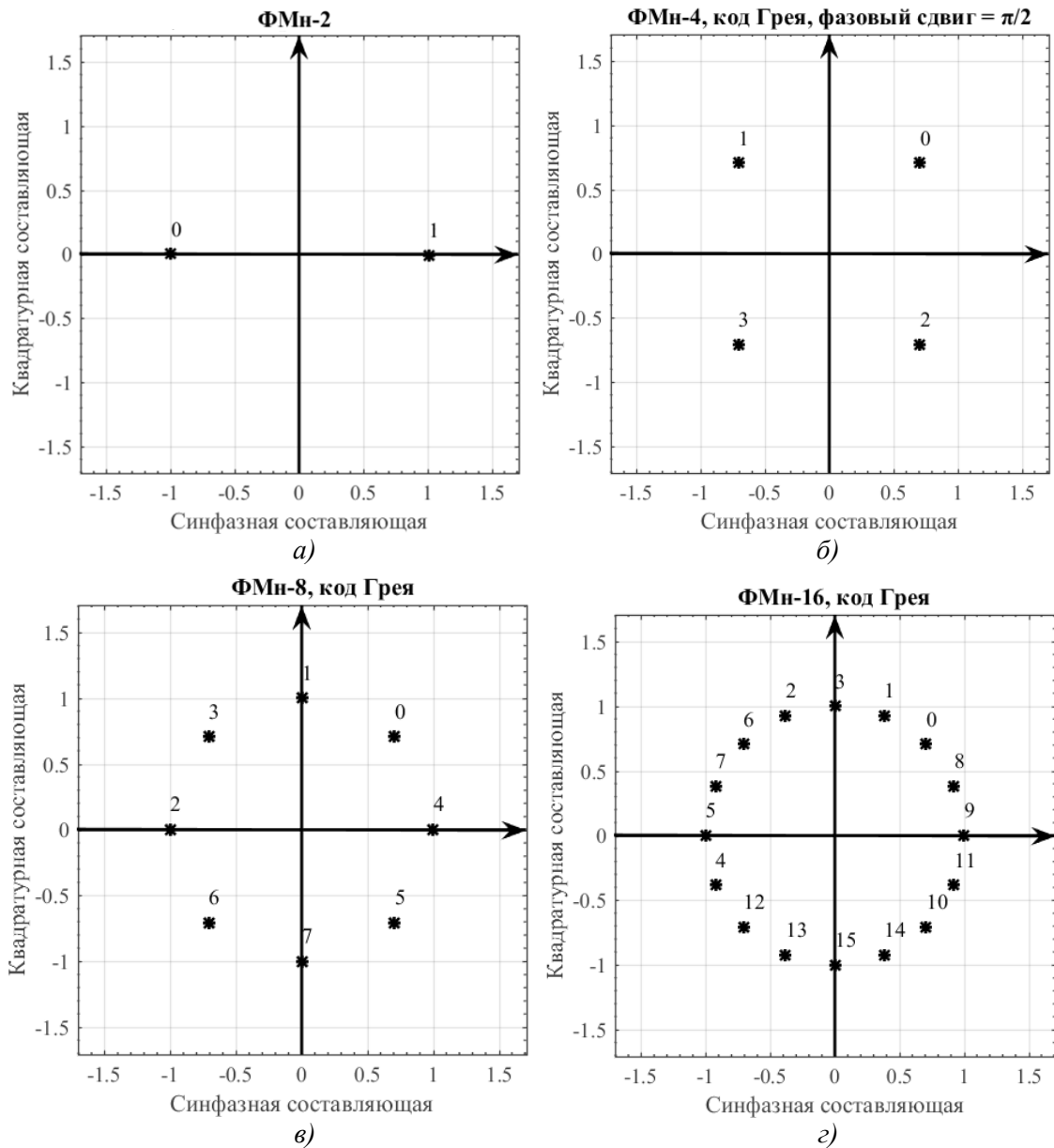


Рисунок 2.5 – Векторные диаграммы сигналов фазовой манипуляции позиционностей 2 (а), 4 (б), 8 (в), 16 (г)

Теоретические значения вероятности битовой ошибки при демодуляции сигналов ФМн с величинами позиционности модуляции 4,8,16 в канале с АБГШ рассчитываются по следующей приближенной формуле [65]:

$$P_b = \begin{cases} \frac{1}{2}(P_1 + 2P_2 + P_3), & M = 4 \\ \frac{1}{3}(P_1 + 2P_2 + P_3 + 2P_4 + 3P_5 + 2P_6 + P_7), & M = 8 \\ \frac{1}{2}\left(\sum_{i=1}^8 P_i + \sum_{i=2}^5 P_i + P_5 + 2P_6 + P_7\right), & M = 16 \end{cases} \quad (2.29)$$

где  $P_i$  определяется следующим образом:

$$P_i = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi(1-(2k-1)/M)} \exp\left\{-\frac{E_s}{N_0} \frac{\sin^2[\pi(2k-1)/M]}{\sin^2 \theta}\right\} d\theta - \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi(1-(2k+1)/M)} \exp\left\{-\frac{E_s}{N_0} \frac{\sin^2[\pi(2k+1)/M]}{\sin^2 \theta}\right\} d\theta, \quad (2.30)$$

где:

$k$  – количество бит, приходящееся на один канальный символ,  $k = \log_2(M)$ ;

$\frac{E_s}{N_0}$  – символьное отношение сигнал-шум в канале,  $\frac{E_s}{N_0} = k \frac{E_b}{E_0}$ .

В частности, построение теоретической кривой вероятности битовой ошибки ФМн-2 можно осуществить по следующей формуле [65; 66]:

$$P_b = Q\left(\sqrt{2 \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.31)$$

Эта формула также справедлива и для ФМн-4 для случая когерентного приема, поскольку ФМн-4 со скоростью  $R$  бит/с можно представить как два ортогональных канала ФМн-2, со скоростью  $R/2$  бит/с и средней мощностью  $S/2$  Вт каждый, что и приводит к одинаковой вероятности битовой ошибки с ФМн-2. При этом вероятности символьных ошибок в ФМн-2 и ФМн-4 не равны.

На рисунке 2.6 приведены графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с АБГШ для ФМн-2, полученные в результате работы имитационной модели (серые маркеры) и теоретическая (черная пунктирная линия).

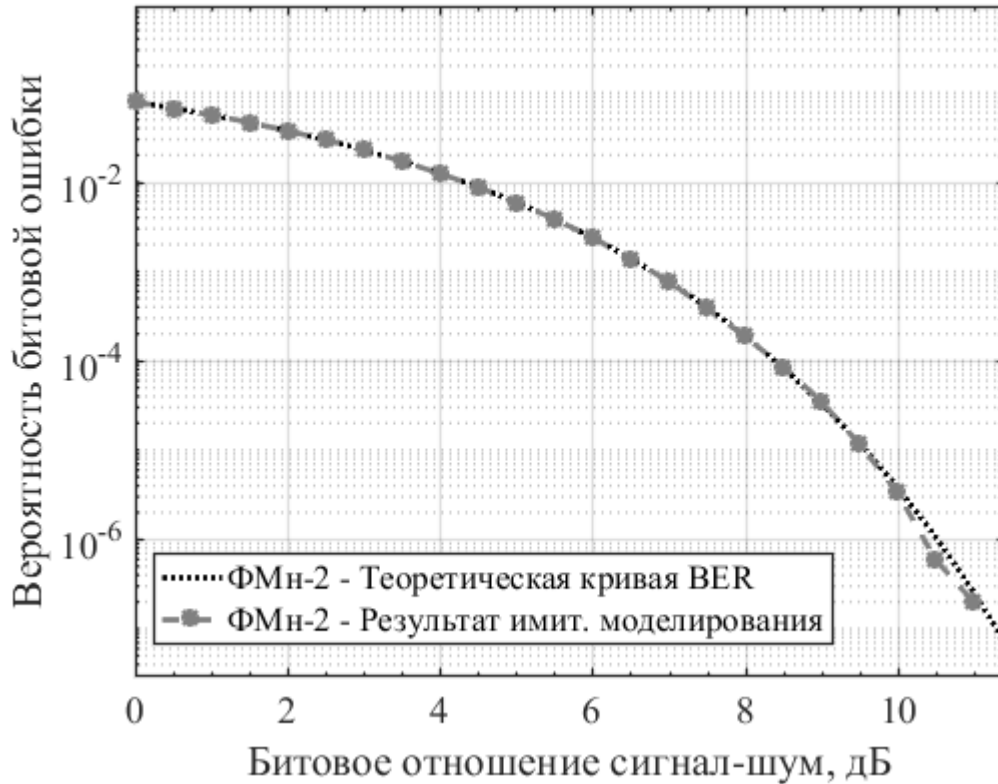


Рисунок 2.6 – Кривая зависимости вероятности битовой ошибки от битового отношения сигнал-шум для ФМн-2: теоретическая и полученная в результате имитационного моделирования

Из рисунка 2.6 видно, что кривые вероятностей битовых ошибок для фазовых манипуляций различных позиционностей, полученные в результате имитационного моделирования, с точностью 5% совпадают с теоретическими кривыми соответствующих позиционностей. Следовательно, модем многопозиционной ФМн и канал связи с АБГШ в разработанной имитационной модели настроены корректно.

### Сигнал многопозиционной квадратурной амплитудной манипуляции

Сигналы квадратурной амплитудной модуляции имеют следующую аналитическую запись:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos[2\pi f_0 \cdot t + \varphi_i(t)], 0 \leq t \leq T, i = i \dots M \quad (2.32)$$

На рисунке 2.7 приведена векторная диаграмма сигналов 16-КАМ и 32-КАМ:

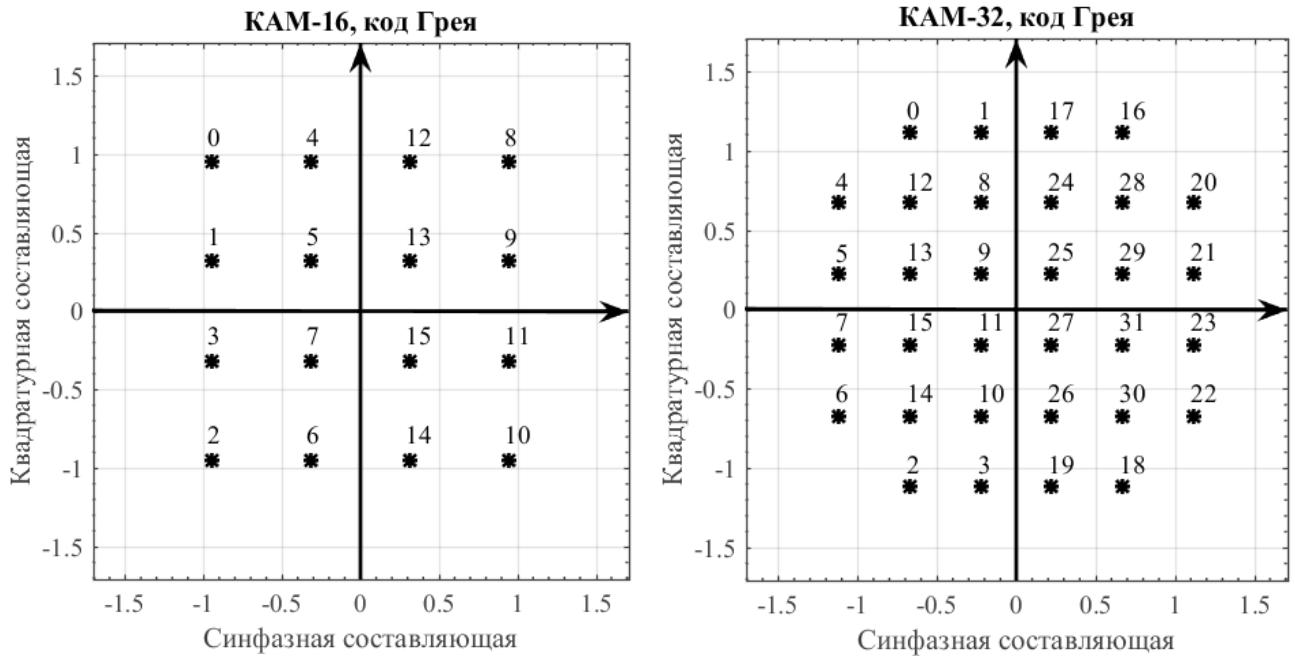


Рисунок 2.7 – Векторные диаграммы сигналов квадратурной амплитудной манипуляции позиционностей 16 (а), 32 (б)

Вероятность битовой ошибки для многопозиционной квадратурной модуляции определяется по следующей формуле [17]:

$$P_b = \frac{2(1 - \sqrt{M}^{-1})}{\log_2 \sqrt{M}} Q \left[ \sqrt{\left( \frac{3 \log_2 \sqrt{M}}{M-1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (2.33)$$

#### Сигнал гауссовой модуляции с минимальным частотным сдвигом

Проверка разработанной модели главным образом заключается в её верификации и обеспечивается сравнением полученных вероятностей битовых ошибок с теоретическими для ГММС-модуляции в канале АБГШ с кодированием Рида-Соломона (255,223) и без него. Величина характеристики полосы пропускания фильтра нижних частот ( $BT$ ) выбрана равной 0,5.

Построение теоретической кривой ГММС с  $BT=0,5$  без учета фазовых ошибок и ошибок, связанных с синхронизацией, осуществляется по следующей приближенной формуле: [67]

$$\begin{aligned}
GMSK_{теорет.}(E_b / N_0) = & \frac{1}{4} Q(\sqrt{2E_b / N_0} \cdot \alpha \cdot (1 + \beta)) + \\
& + \frac{1}{4} Q(\sqrt{2E_b / N_0} \cdot \alpha \cdot (1 - \beta)) + \\
& + \frac{1}{8} Q(\sqrt{2E_b / N_0} \cdot \alpha \cdot (1 + 2 \cdot \zeta + \beta)) + \\
& + \frac{1}{8} Q(\sqrt{2E_b / N_0} \cdot \alpha \cdot (1 + 2 \cdot \zeta - \beta)) + \\
& + \frac{1}{8} Q(\sqrt{2E_b / N_0} \cdot \alpha \cdot (1 - 2 \cdot \zeta + \beta)) + \\
& + \frac{1}{8} Q(\sqrt{2E_b / N_0} \cdot \alpha \cdot (1 - 2 \cdot \zeta - \beta)),
\end{aligned} \tag{2.34}$$

где  $E_b / N_0$  – битовое отношение сигнал-шум в размах,

$Q(x)$  – Q-функция.

$\alpha, \beta, \zeta$  – постоянные расчётные параметры, которые равны:

$$\alpha = 0,99973,$$

$$\beta = 0,013025,$$

$$\zeta = 0,013022.$$

### 2.4.3 Характеристики и параметры моделируемых импульсных помех

В имитационной модели используются следующие модели импульсных помех:

- Импульсная помеха с квазигармоническим заполнением;
- Импульсная помеха с шумовым заполнением;
- Структурно подобная импульсная помеха;
- Импульсная помеха собственного излучения стационарных плазменных двигателей (СПД).

В общем виде импульсные помехи можно рассматривать как периодические (или квазипериодические) процессы с различными характеристиками, формой и параметрами, которые наблюдаются на времени длительности помехи  $\tau_u$  и имеют период повторения  $T_{II}$ :

$$s_{um}(t) = \begin{cases} s_n(t), & t \in \tau_u \\ 0, & t \notin \tau_u \end{cases} \tag{2.35}$$

Периодические импульсные помехи задаются параметром скважности, которая определяется как отношение периода повторения  $T_{\Pi}$  к длительности импульса  $\tau_u$ :

$$Q = \frac{T_{\Pi}}{\tau_u} \quad (2.36)$$

Модели и характеристики формируемых помех рассмотрены далее.

### **Импульсная помеха с квазигармоническим заполнением**

Аналитическая формула гармонической импульсной помехи, существующей на длительности импульса  $\tau_u$  может быть записана следующим образом:

$$s_n(t) = A_n \cos(2\pi(f_0 + \Delta f_n)t + \varphi_n), \quad (2.37)$$

где  $A_n$  – амплитуда гармонической помехи,  $f_0$  – центральная частота полезного сигнала,  $\Delta f_n$  – относительная величина частотной расстройки помехового излучения относительно центральной частоты полезного сигнала,  $\varphi_n$  – начальная фаза.

Частным случаем гармонической помехи является сканирующая помеха, частота которой изменяется по некоторому периодическому закону.

### **Шумовая импульсная помеха**

Шумовая импульсная помеха может быть представлена как импульс в виде белого гауссового шума с нулевым математическим ожиданием. Дисперсия шума определяется из требуемого значения отношения помеха-сигнал в канале.

Существует множество генераторов псевдослучайных чисел с различными законами распределения, имеющие различные достоинства и недостатки. Основным компромиссом при выборе алгоритмов генерации псевдослучайных чисел является период повторения псевдослучайной последовательности, возможность многопоточной генерации и техническая сложность алгоритма. Например, линейный конгруэнтный генератор случайных чисел крайне прост в реализации, но имеет малый период повторения, равный  $2^{32} - 2$  [68; 69], из-за чего не предназначен для моделирования с большим объемом выборки. Реализация алгоритма формирования равномерно распределенных случайных чисел МТ19937 на основе Вихря Мерсена (Mersenne Twister) позволяет формировать выборки с периодом повторения вплоть до

$2^{19937} - 1$ , но требует значительно большего количества вычислительных ресурсов из-за довольно сложной технической реализации [70].

В качестве формирователя псевдослучайных чисел в модели применяется алгоритм под названием SFMT19937 [71], являющийся практической реализацией улучшенного алгоритма Вихря Мерсена с преобразованием Бокса-Мюллера для получения выборки с нормальным законом распределения из равномерно-распределенных отсчетов. Данный алгоритм, как и MT19937, позволяет получить псевдослучайные числа с периодом повторения до  $2^{19937} - 1$ , но при этом вычислительно проще за счет применения инструкций с одним потоком команд и множеством потоков данных (Single Instruction stream, Multiple Data stream, SIMD).

Подобным образом формируются тепловые шумы приемника в канале. Во избежание формирования одинаковых последовательностей, каждый массив псевдослучайных чисел формируется генератором с различными начальными значениями.

### **Структурно подобная помеха**

Данный тип помех имеет схожую с полезным сигналом структуру. Как правило, структурно подобные помехи бывают ретранслируемые, задержанные во времени, и помехи со схожими характеристиками (методом модуляции, символьной скоростью передачи и т.д.).

Формируемые в модели структурные импульсные помехи имеют тот же метод модуляции и символьную скорость, что и полезный сигнал, но различаются передаваемым информационным сообщением и существуют на длительности импульса. Аналитические формулы формируемых полезных сигналов были приведены в разделе 2.6.2.

### **Помеха от стационарного плазменного двигателя**

В разделе 1.1. описана проблема воздействия импульсных помех от стационарных плазменных двигателей, приводятся характеристики этих излучений, а также эпюры и графики СПМ излучения лабораторного макета СПД-100, снятые в вакуумной безэховой камере.

В [72] проведен подробный анализ эмпирических и феноменологических (функциональных) моделей формирования импульсных помех и сравнение с экспериментальными результатами излучения СПД, в результате которого были даны рекомендации по использованию для различных уровней сигнала следующие модели: Миддлтона, Холла (или обобщенная t-модель), Мерца, Вейбулла, Лапласа и Гильберта. Для формирования помехи от СПД при имитационном моделировании использовались модель Холла, упрощенная модель Холла (или стробированный гауссовский шум) [24] и применение реализаций реального излучения СПД, полученных экспериментально в вакуумной безэховой камере.



Подробное описание модели Холла и упрощенной модели Холла приведено в главе 6.

#### 2.4.4 Контроль точности и достоверности результатов моделирования

Для обеспечения требуемых величин точности и достоверности значений оценки вероятности битовой ошибки при заданных величинах битового отношения сигнал-шум, получаемых на основе имитационного моделирования, требуется определить необходимый объем выборки  $N$ , который может быть рассчитан по формуле [73]:

$$N = t_{\varphi}^2 \frac{1-p}{p\varepsilon_o^2}, \quad (2.38)$$

Где  $t_{\varphi}$  – квантиль гауссовского закона распределения вероятностей,  $t_{\varphi} = 1,645$  при величине доверительной вероятности  $Q = 0,9$  [74].

$p$  – оцениваемая вероятность битовой ошибки.

$\varepsilon_o$  – относительная точность полученных результатов.

Таким образом, например, для оценки вероятности битовой ошибки  $10^{-4}$  с относительной точностью  $\varepsilon_o = 0,1$  и доверительной вероятностью  $Q = 0.9$  требуется выборка из  $2,71 \cdot 10^6$  информационных бит.

С целью экономии вычислительных ресурсов и сокращения времени моделирования, размер выборки выбирался адаптивно в соответствии с текущим значением величины битового отношения сигнал-шум.

## 2.5 Выводы

На основе проведенного анализа математической постановки задачи для различных методов слепого разделения сигналов были приведены примеры алгоритмов СРС на основе метода АНК, а также их принцип работы.

Проведенный анализ позволил выявить основные ограничения применения методов СРС в радиосистемах, такие как необходимость идентификации сигнала и инверсия фазы. Предложен алгоритм идентификации полезного сигнала и устранения инверсии фазы на основе

анализа законов распределения разделенных сигналов и сравнения их с ЗР, характерным для сигналов с заданным методом манипуляции.

Для исследования методов слепого разделения сигналов применительно к радиосистемам была разработана имитационная модель канала связи с разнесенным приемом на две и более антенны. Приведена блок-схема разработанной модели, описаны её основные модули и проведены результаты их верификации. Выбраны основные типы помех, которые были использованы при моделировании, и описаны их математические модели.

Проведённая верификация разработанных моделей сигналов и помех показала, что обеспечивается точность результатов имитационного моделирования не хуже 5% относительно теоретических значений для заданных методов модуляции.

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы в работах автора [47; 48; 75].

### **3 Повышение помехоустойчивости систем передачи информации с использованием методов слепого разделения сигналов при воздействии квазипериодических импульсных гармонических помех и тепловых шумов приёмного тракта**

В данной главе представлен анализ результатов имитационного моделирования канала связи с ЧМн-М и ФМн-М при воздействии импульсной помехи с гармоническим заполнением и тепловых шумов приемных трактов без применения алгоритмов слепого разделения сигналов и после применения алгоритмов СРС SOBI и c-FastICA. Произведена оценка показателей энергетического выигрыша и выигрыша по битовой ошибке от применения СРС в каналах с импульсной помехой с гармоническим заполнением в зависимости от величин среднего коэффициента заполнения, величин отношения помеха-сигнал и сигнал-шум в каналах.

#### **3.1 Анализ эффективности использования методов слепого разделения сигналов для повышения помехоустойчивости радиосистем передачи информации с ФМн-М и ЧМн-М при воздействии периодических импульсных помех с гармоническим заполнением и тепловых шумов приёмного тракта**

Методика имитационного моделирования заключается в оценке параметров помехоустойчивости каналов связи с ФМн-М и ЧМн-М к воздействию импульсных гармонических помех и тепловых шумов приемника при использовании алгоритмов СРС SOBI и c-FastICA при разнесенном приеме на две антенны и сравнении с результатами, полученными при демодуляции принятых смесей без СРС. При анализе полученных результатов производится оценка параметров энергетического выигрыша (проигрыша) и выигрыша (проигрыша) по вероятности битовой ошибки от использования SOBI и c-FastICA при разных параметрах коэффициента заполнения импульсной помехи, отношениях помеха-сигнал и битового отношения сигнал-шум в каналах.

На рис. 3.1 приведены примеры эюр сигналов, полученные в результате имитационного моделирования канала связи с ФМн-2 при воздействии импульсной помехи с гармоническим заполнением и тепловыми шумами приемного тракта. Сверху вниз: нормированная амплитудная огибающая синфазной компоненты сигнала ФМн-2 на выходе модулятора (рис. 3.1 (а)); амплитудная огибающая синфазной компоненты сигнала ФМн-2 в смеси с импульсной помехой с гармоническим заполнением (импульсная помеха на рисунке не вмещается в границы рисунка) и тепловыми шумами приемника (рис. 3.1 (б)); разность переданной и принятой битовой последовательностей без слепой обработки (рис. 3.1 (в)),

амплитудная огибающая синфазной компоненты сигнала ФМн-2 после слепой обработки принятых смесей алгоритмом *c*-FastICA (рис. 3.1 (з)); разность переданной и принятой битвой последовательностей без слепой обработки (рис. 3.1 (д)). Отношение помеха-сигнал в канале составило 20 дБ, битовое отношение сигнал-шум – 15 дБ.

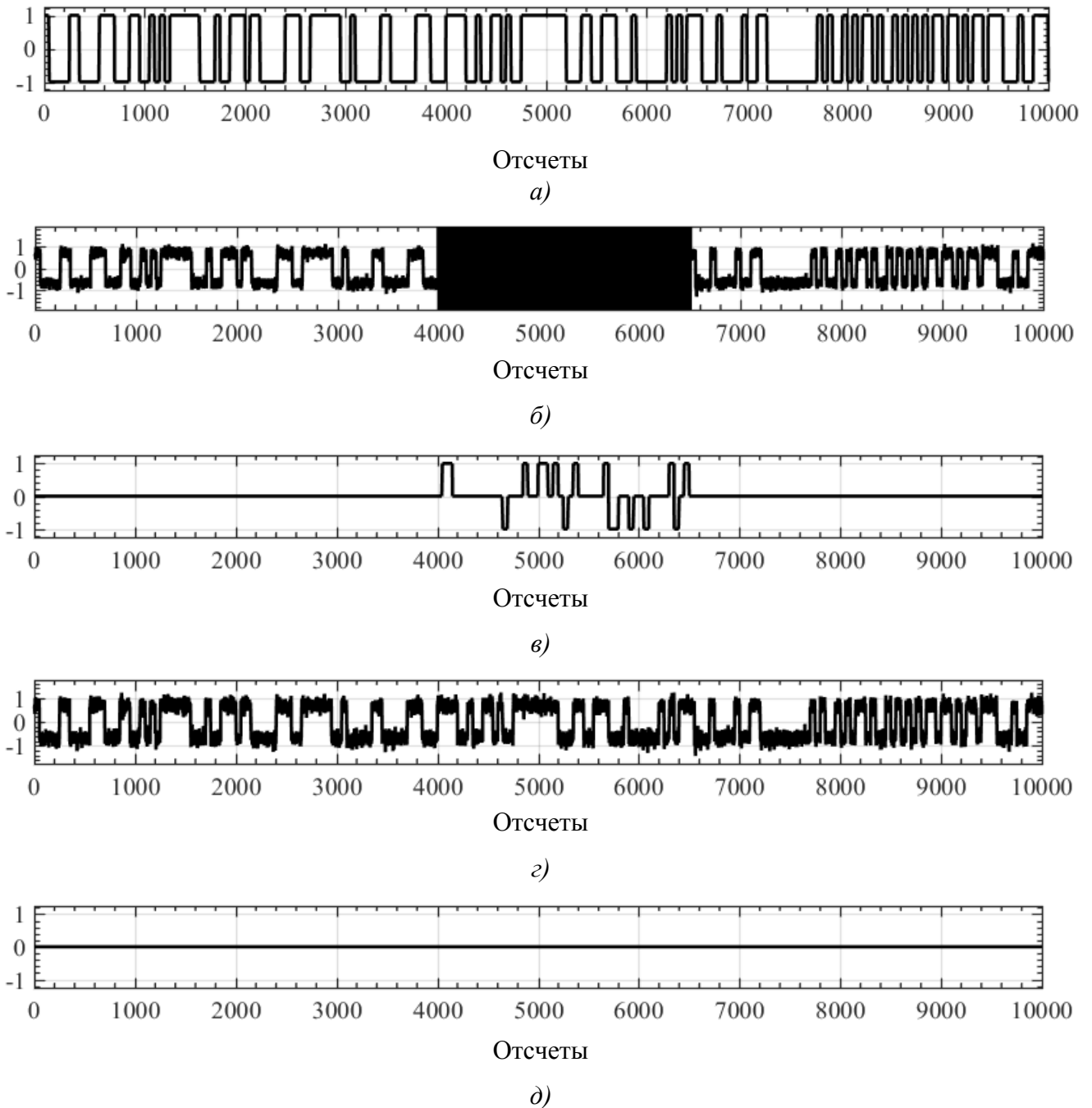


Рисунок 3.1 — Эпюры сигналов, полученные на разных этапах имитационного моделирования для случая демодуляции сигнала ФМн-2 в смеси с импульсной помехой.

На рис. 3.1 (б) видно, что при демодуляции принятой смеси без слепого разделения, на всей длительности воздействия импульсной помехи возникают битовые ошибки. Тем не менее,

на выходе алгоритма СРС с-FastICA воздействия импульсной помехи на выделенный входной сигнал не наблюдается, что позволяет успешно демодулировать сигнал на рассмотренном участке рис. 3.1 (д). Таким образом, использование СРС существенно сокращает количество битовых ошибок при передаче информации, несмотря на то, что уровень помехи многократно превышает уровень принимаемого (полезного) сигнала.

Иногда разделенные сигналы на выходе алгоритмов СРС на базе метода анализа независимых компонент могут быть инвертированы по фазе относительно входных смесей. Это связано с неоднородностью оценки фазы и является особенностью метода анализа независимых компонент. Данный эффект может ухудшить прием радиосигналов с фазовыми методами манипуляции. Кроме того, на выходе алгоритмов СРС из  $N$  входных смесей по  $M$  исходных сигналов получаются  $N$  разделенных сигналов – векторов исходных сигналов. В нашем случае, образуются разделенные информационный сигнал и импульсная помеха. При этом, алгоритмы СРС не выполняют задачу обнаружения (идентификации) полезного сигнала, поэтому данная задача должна выполняться последующими каскадами обработки в приемнике перед демодуляцией.

Для борьбы с подобными рода эффектами был реализован алгоритм идентификации сигнала и устранения фазовой неопределенности на выходе алгоритмов СРС. Алгоритм заключается в поиске полезного сигнала и оценке инверсии фазы методом корреляционного поиска относительно известных на приемной стороне символов кадровой синхронизации: к настоящему времени абсолютное большинство систем связи в настоящее время используют кадровую синхронизацию за счет вставки в начало сообщения преамбулы, которая известна на приемной стороне. Таким образом, среди разделенных векторов-сигналов на выходе алгоритма СРС производится корреляционный поиск известной последовательности символов кадровой синхронизации (преамбулы) и, в случае если данная последовательность инвертирована – производится обратная инверсия фазы принятого сигнала. Таким образом, на вход демодулятора поступает разделенный полезный сигнал без инверсии по фазе.

С использованием данного алгоритма оценки полезного сигнала и устранения фазовых инверсий, было проведено имитационное моделирование канала связи с импульсной гармонической помехой и тепловыми шумами приемника. Параметры имитационного моделирования приведены далее:

Метод модуляции информационного сигнала: ФМн-2, ФМн-4, ФМн-8, ЧМн-2, ЧМн-4, ЧМн-8.

Алгоритмы СРС: SOBI, с-FastICA.

Тип импульсной помехи: импульсная с гармоническим заполнением.

Величина отношения помеха-сигнал в первом канале: от 0 до 30 дБ

Величина отношения помеха-сигнал во втором канале: от 0 до 30 дБ

Величина среднего коэффициента заполнения импульсной помехи: 0,006

### 3.2 Анализ результатов имитационного моделирования

На рис. 3.2 приведены графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в каналах с ФМн-4 при воздействии импульсной помехи с гармоническим заполнением и аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ). Отношения помеха-сигнал составили 10 дБ в первом канале и 20 дБ во втором. Штрихпунктирной кривой отмечена теоретическая кривая для ФМн-4 в канале с АБГШ без воздействия импульсной помехи. Серая кривая соответствует результатам демодуляции принятого сигнала в смеси с импульсной помехой. Черной сплошной кривой изображена кривая BER, полученная для случая демодуляции сигнала ФМн-4 после прохождения через алгоритм СРС SOBI.

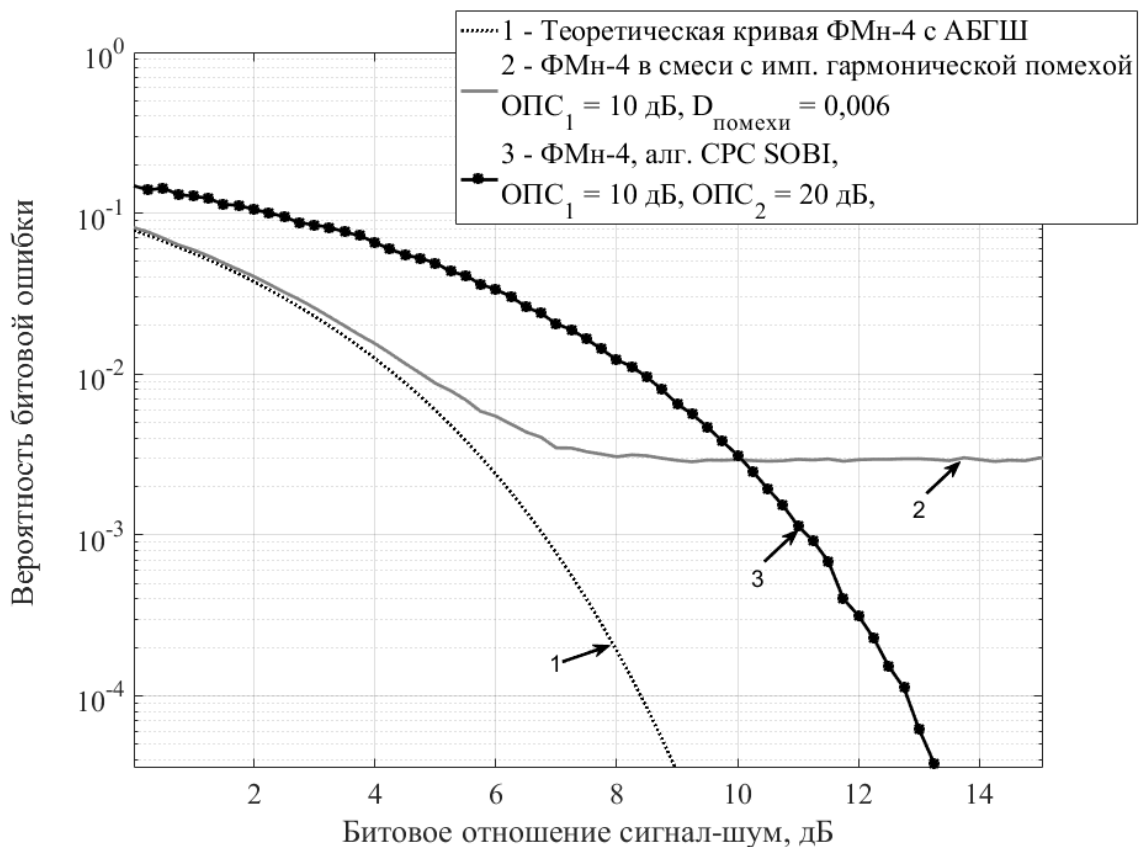


Рисунок 3.2 — График зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с ФМн-4, импульсной помехой с гармоническим заполнением и АБГШ

Из графика видно, что при величинах битового отношения сигнал-шум более 10 дБ наблюдается выигрыш от использования СРС. Так, например, при битовом отношении сигнал-

шум  $E_b / N_0 = 12$  дБ, вероятность битовой ошибки при демодуляции смесей без слепого разделения составляет  $2,97 \cdot 10^{-3}$ . При демодуляции сигнала с использованием СРС вероятность битовой ошибки составляет  $3,01 \cdot 10^{-4}$ . Выигрыш по вероятности битовой ошибки в этом случае составляет 9,87 раз.

На рис. 3.3 приведен график зависимости выигрыша по битовой ошибке от применения алгоритма СРС SOBI от величины битового отношения сигнал-шум в каналах с ФМн-4, импульсной гармонической помехой и АБГШ.

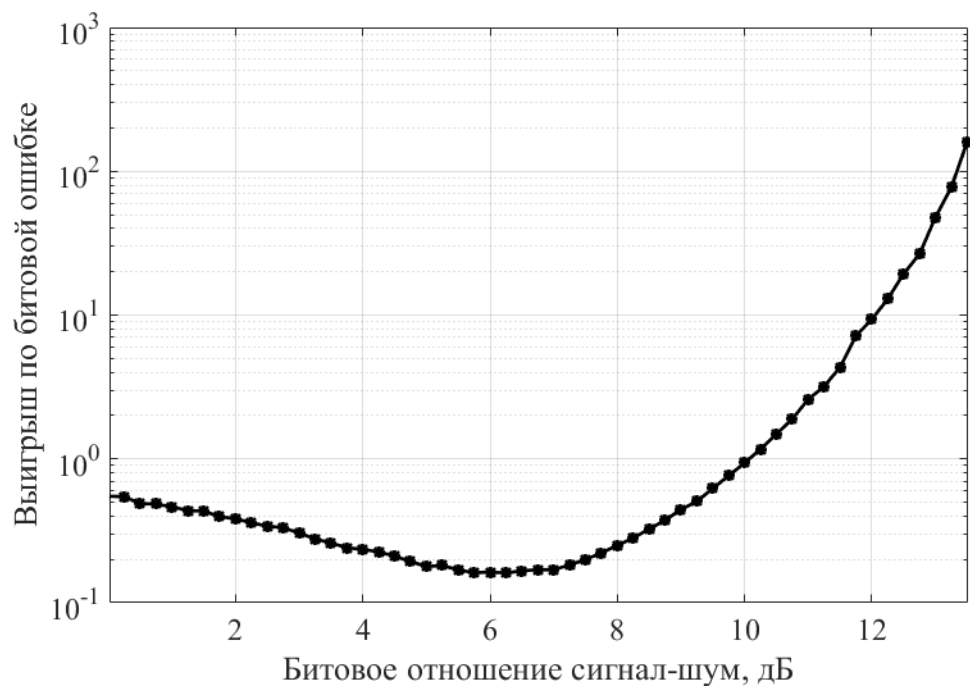


Рисунок 3.3 — график зависимости выигрыша по битовой ошибке от применения алгоритма СРС SOBI от величины битового отношения сигнал-шум в каналах с ФМн-4, импульсной гармонической помехой и АБГШ

Из рисунка видно, что при величинах битового отношения сигнал-шум менее 10 дБ наблюдается проигрыш по вероятности битовой ошибки от использования СРС относительно случая демодуляции принятых смесей без слепой обработки. Так, например, при величине битового отношения сигнал-шум равному 6 дБ, проигрыш по битовой ошибке от применения СРС алгоритмом SOBI составил 6,12 раз. При величинах битового отношения сигнал-шум более 10 дБ наблюдается резкий выигрыш от применения СРС. Например, при битовом ОСШ равном 13 дБ, выигрыш по битовой ошибке составляет 47,95 раза, а при 13,5 дБ – уже 160,7.

Аналогичные исследования были проведены для сигналов ЧМн-М с применением алгоритма слепого разделения сигналов c-FastICA. Анализ полученных результатов для ЧМн-2

представлен на рис. 3.4. В этом случае отношения помеха-сигнал в каналах составили 10 дБ и 17 дБ. Коэффициент заполнения импульсной помехи составляет 0,0055.

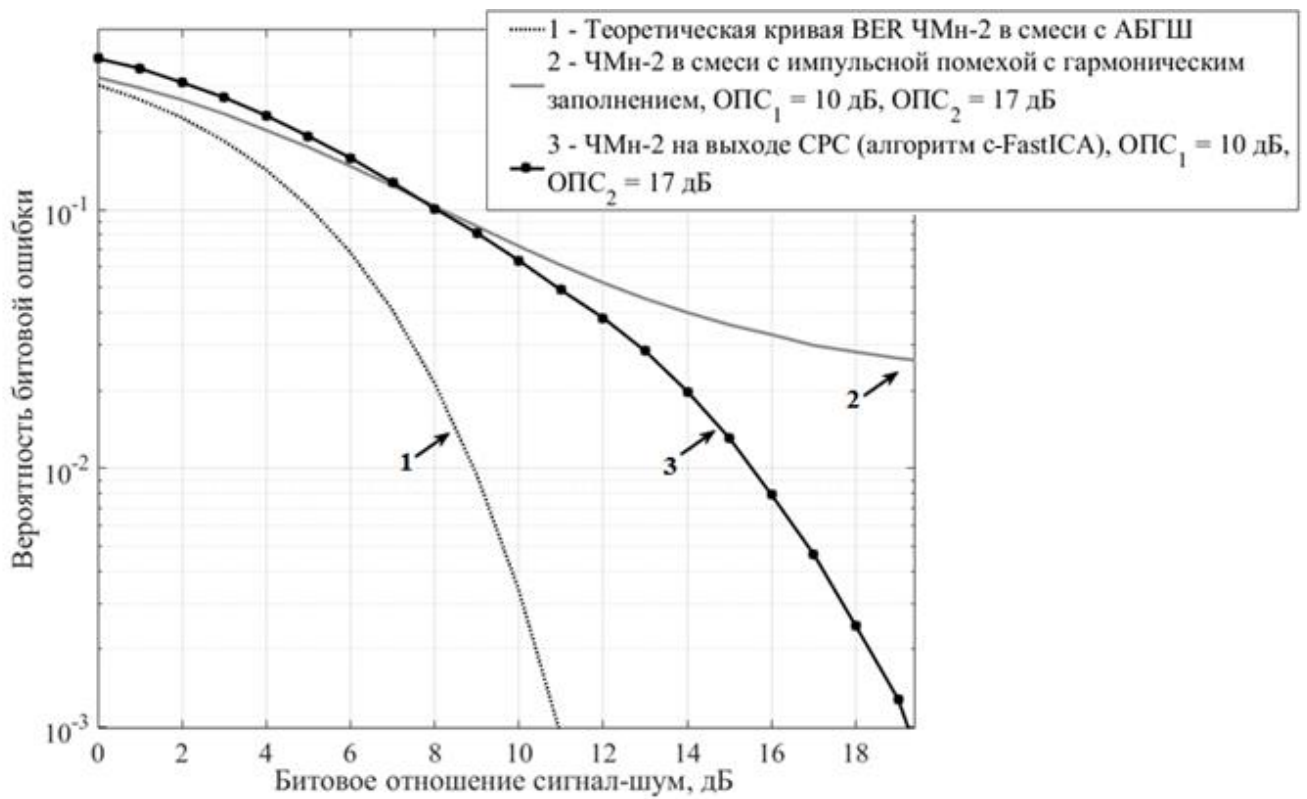


Рисунок 3.4 — График зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с ЧМн-2, импульсной помехой с гармоническим заполнением и АБГШ

Из графика видно, что при битовом отношении сигнал-шум менее 8 дБ наблюдается энергетический проигрыш от применения СРС c-FastICA относительно случая без слепого разделения, а при битовом ОСШ 8 дБ и более – наблюдается выигрыш по битовой ошибке. Например, при битовом отношении сигнал-шум равном 15 дБ, вероятность битовой ошибки при демодуляции принятых смесей без СРС составляет 0,0359, а после демодуляции после слепого разделения алгоритмом c-FastICA составляет 0,01307, что в 2,75 раз меньше.

График зависимости выигрыша по битовой ошибке от применения алгоритма СРС SOBI от величины битового отношения сигнал-шум в каналах с ЧМн-2, импульсной шумовой помехой и АБГШ приведен на рис. 3.5



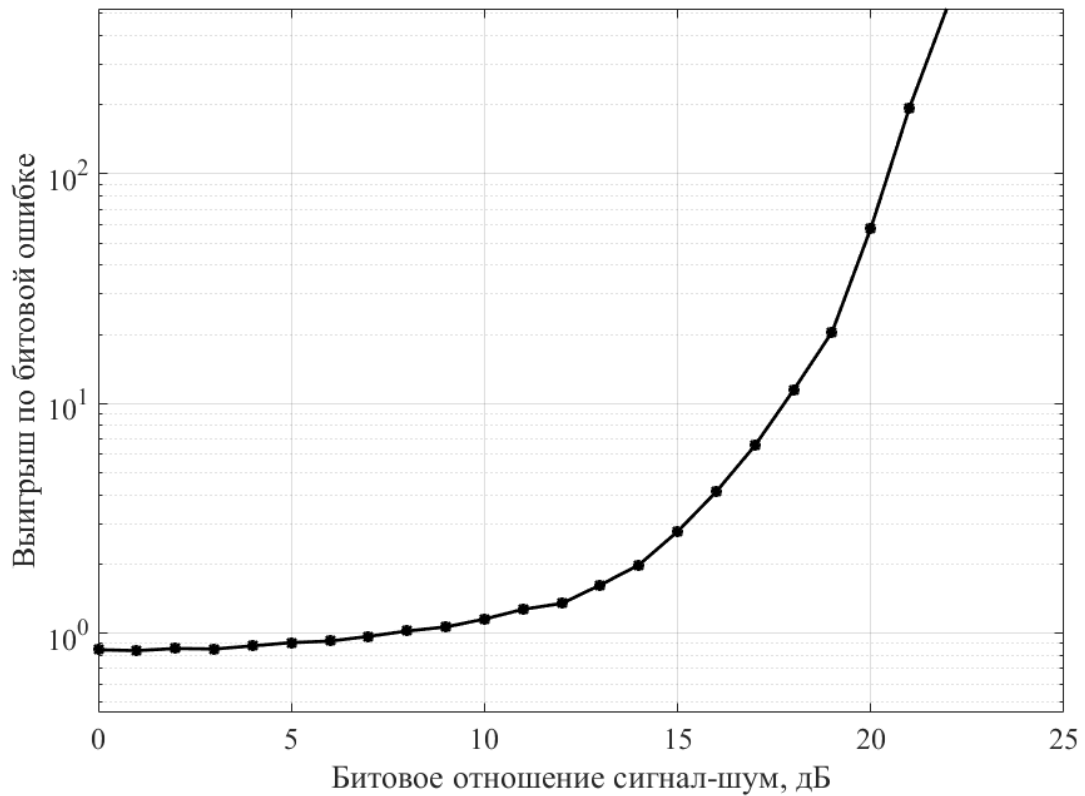


Рисунок 3.5 — график зависимости выигрыша по битовой ошибке от применения алгоритма СРС с-FastICA от величины битового отношения сигнал-шум в каналах с ЧМн-2, импульсной шумовой помехой и АБГШ

Из рис. 3.5 видно, что при величинах битового отношения сигнал-шум менее 8 дБ наблюдается проигрыш по битовой ошибки от использования алгоритма СРС с-FastICA относительно случая демодуляции принятых смесей с ЧМн-2 без слепой обработки. Так, например, при величине битового отношения сигнал-шум равному 3 дБ, проигрыш по битовой ошибке от применения СРС алгоритмом с-FastICA составил 1,17 раз. При величинах битового отношения сигнал-шум более 8 дБ наблюдается резкий выигрыш от применения СРС. Например, при битовом ОСШ равном 19 дБ, выигрыш по битовой ошибке составляет 20,51 раза, а при 20 дБ – уже 57,99.

### 3.3 Выводы

Имитационное моделирование канала связи для сигналов с модуляцией ЧМн-М и ФМн-М при воздействии импульсной помехи с гармоническим заполнением и тепловых шумов

приёмника при использовании алгоритмов слепого разделения сигналов SOBI и c-FastICA показало следующее:

- подтверждён эффект, связанный с возможностью инверсии фазы разделенного сигнала на выходе алгоритмов СРС, и предложен алгоритм по его устранению,

- получены количественные оценки выигрыша по вероятности битовой ошибки относительно случая демодуляции без слепого разделения сигналов. Анализ полученных результатов показал, что при малых величинах битового отношения сигнал-шум, как правило, наблюдается энергетический проигрыш 1-2 дБ относительно случая демодуляции принятых сигналов без слепой обработки. При увеличении битового ОСШ в канале наблюдается выигрыш по вероятности битовой ошибки от применения СРС, который может составлять до 80 и более раз. Данный выигрыш зависит от величин битового отношения сигнал-шум и отношения помеха-сигнал в канале. Например, при моделировании канала связи с ФМн-4, импульсной гармонической помехой с коэффициентом заполнения 0,006 и АБГШ, ОПС равном 10 дБ в первом канале и 20 дБ во втором, при битовом отношении сигнал-шум 13 дБ, выигрыш по битовой ошибке составляет 47,95 раза, а при 13,5 дБ – уже 160,7. При ЧМн-2, импульсной гармонической помехой с коэффициентом заполнения 0,0055 и АБГШ, ОПС равном 10 дБ в первом канале и 17 дБ во втором, при битовом отношении сигнал-шум 19 дБ, выигрыш по битовой ошибке составляет 20,51 раза, а при 20 дБ – уже 57,99.

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы автором в [76].

#### **4 Повышение помехоустойчивости систем передачи информации с использованием методов слепого разделения сигналов при воздействии квазипериодических импульсных шумовых помех и тепловых шумов приёмного тракта**

В данной главе приведены результаты исследования алгоритмов слепого разделения сигналов в каналах связи с импульсными шумовыми помехами и тепловыми шумами приемника, проведенного с использованием разработанной имитационной модели. Рассмотрены особенности применения методов слепого разделения сигналов в каналах с импульсными шумовыми помехами при наличии временных и фазовых задержек относительно принятых смесей.

В главе 3 приведен анализ результатов имитационного моделирования канала связи с импульсными гармоническими помехами и тепловыми шумами приемных трактов для фазовых и частотных методов манипуляции. Было установлено, что алгоритмы CPC с-FastICA и SOBI в зависимости от величин коэффициента заполнения импульсной помехи, отношения помеха-сигнал и битового отношения сигнал-шум в канале, могут иметь как энергетический проигрыш, так и энергетический выигрыш относительно случая демодуляции принятых смесей без CPC. Для оценки величины выигрыша от применения алгоритмов слепого разделения сигналов было введено понятие выигрыша по битовой ошибке, то есть отношения между полученными значениями вероятности битовой ошибки без CPC и после CPC для одной и той же величины значения битового отношения сигнал-шум.

Актуальна задача определения, от каких параметров зависит величина выигрыша (проигрыша) по вероятности битовой ошибки от применения методов CPC в радиоканалах с импульсными шумовыми помехами: возможно ли достичь выигрыша от применения методов слепого разделения сигналов, а также как сильно влияют фазовые и временные задержки в каналах на качество слепого разделения полезного сигнала из входных смесей.

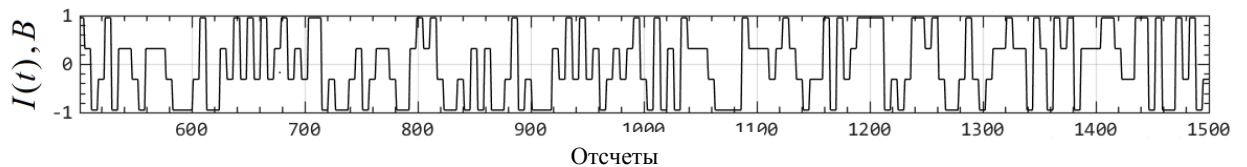
В данной главе представлены результаты имитационного моделирования канала связи с ФМн-М и КАМ-М при воздействии импульсных шумовых помех, тепловых шумов приемника при использовании алгоритмов SOBI, AMUSE и с-FastICA [8–13]. При моделировании задаются параметры отношения помеха-сигнал, битового отношения сигнал-шум и значения фазовых и временных задержек между принятыми сигналами в каналах. Проведен анализ полученных результатов и построены графики зависимости выигрыша по вероятности битовой ошибки в зависимости от отношения сигнал-шум и помеха-сигнал, а также приведен анализ влияния отношения помеха-сигнал в каналах на качество слепого разделения сигналов.

#### 4.1 Методика имитационного моделирования и параметры

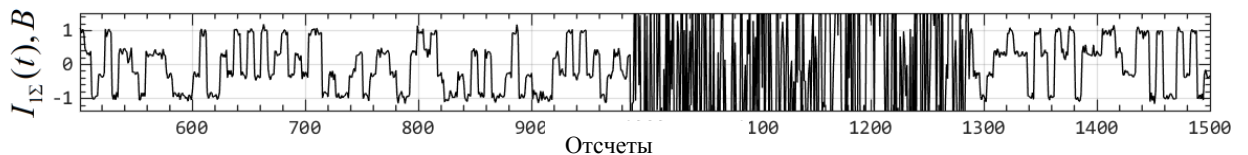
Блок-схема имитационной модели аналогична модели для исследования методов СРС в каналах с импульсными гармоническими помехами из главы 3 за исключением рассмотренных методов модуляционно-кодовых конструкций, формы импульсной помехи и возможности задавать величины фазовых и временных задержек между принятыми смесями.

Величины отношения помеха – сигнал при моделировании варьировались в диапазоне 5...35 дБ, причем в смесях  $H_1(t)$  и  $H_2(t)$  заданы разные величины отношения помеха – сигнал. Величины битового отношения сигнал-шум в каналах задавались в диапазоне от 0 до 16 дБ.

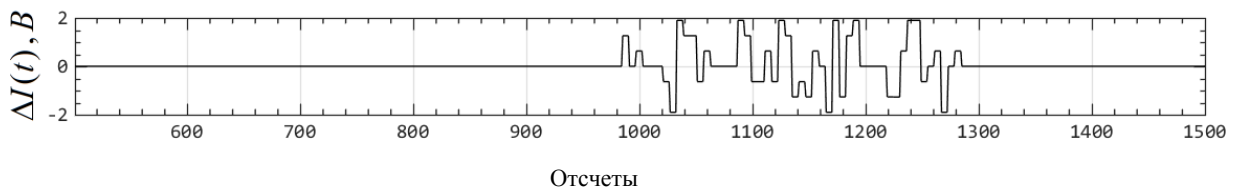
На рис. 4.1 приведены эпюры сигналов при прохождении через различные каскады имитационной модели. Рис. 4.1 а демонстрирует нормированную амплитудную огибающую синфазной компоненты сигнала КАМ-16 на выходе модулятора. На рис. 4.1 б представлена нормированная амплитудная огибающая синфазной компоненты смеси сигнала КАМ-16, импульсной шумовой помехи и АБГШ (битовое отношение сигнал-шум составляет 16 дБ, отношение помеха-сигнал составляет 20 дБ); на рис. 4.1 в – разность переданной и принятой последовательностей символов без слепой обработки; на рис. 4.1 г – амплитудная огибающая синфазной компоненты смеси выделенного сигнала КАМ-16 на выходе блока слепого разделения сигналов. На рис. 4.1 д приведена разность переданной и принятой последовательностей символов после слепой обработки. При построении эпюр в качестве алгоритма разделения использовался алгоритм СРС SOBI.



а



б



в

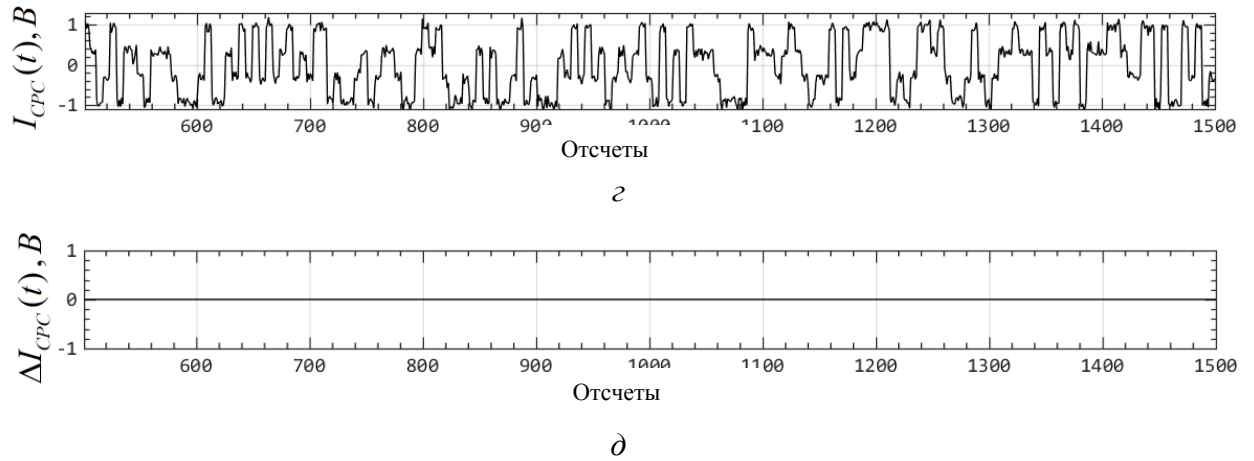


Рисунок 4.1 – Эпюры сигналов, полученные в различных каскадах имитационной модели

Из полученных при имитационном моделировании эпюр на рис. 4.1 видно, что использование CPC SOBI в данном случае позволяет существенно сократить количество битовых ошибок при передаче сигнала КАМ-16 через канал с АБГШ и импульсной шумовой помехой, несмотря на то, что уровень помехи многократно превышает уровень принимаемого (полезного) сигнала.

На рис. 4.2 изображена векторная диаграмма сигнала КАМ-16 в смеси с аддитивным белым гауссовским шумом и импульсной шумовой помехой до применения алгоритма слепого разделения SOBI. Величина битового отношения сигнал – шум в канале составляет 16 дБ, величина отношения помеха – сигнал составляет 5 дБ.

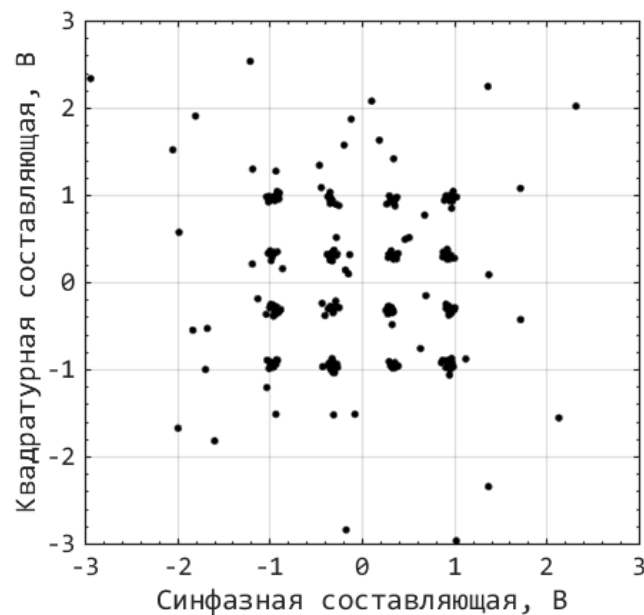


Рисунок 4.2 – Векторная диаграмма сигнала КАМ-16 в смеси с импульсной шумовой помехой и АБГШ до обработки алгоритмом CPC SOBI

Векторная диаграмма сигнала КАМ-16 после применения алгоритма слепого разделения сигналов SOBI приведена на рис. 4.3.

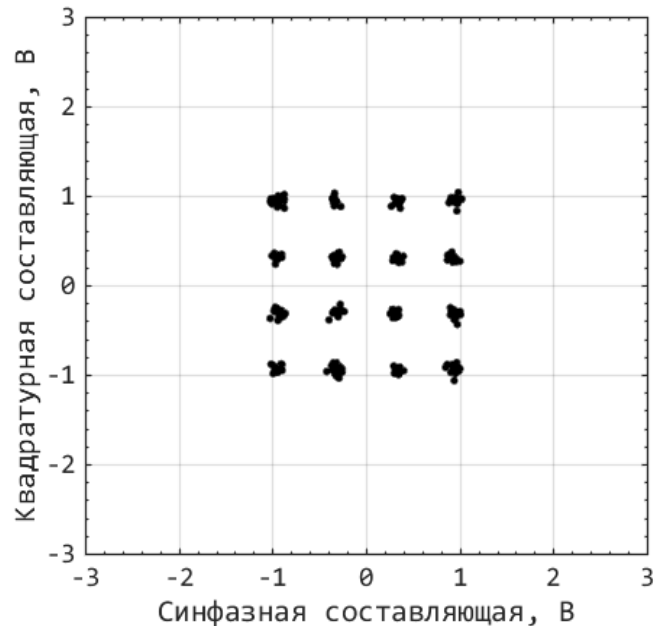


Рисунок 4.3 — Векторная диаграмма сигнала КАМ-16 в смеси с импульсной шумовой помехой после обработки алгоритмом CPC SOBI

На векторной диаграмме (рис. 4.2) наблюдаются anomальные выбросы относительно теоретического положения созвездия 16-КАМ, связанные с воздействием импульсной помехи. В результате демодуляции воздействие подобных помех значительно ухудшает качество приема сигнала. На рис. 4.3, в результате разделения алгоритмом SOBI полезного сигнала из входных смесей с импульсной шумовой помехой и тепловыми шумами приемника, подобных anomальных выбросов не наблюдается.

Для оценки численных показателей эффективности применения алгоритмов CPC на основе метода АНК было проведено имитационное моделирование канала связи с импульсными шумовыми помехами.

Далее приводятся параметры имитационного моделирования и анализ полученных результатов для различных методов модуляции, величин битового отношения помеха-сигнал в каналах и величинах коэффициента заполнения импульсной помехи.

В таблице 4.1 приведены параметры имитационного моделирования, характерные для проведенных исследований над имитационной моделью.

Таблица 4.1 – Параметры имитационной модели

Количество антенных каналов с разнесенным приемом:	2
Частота дискретизации сигнала на входе алгоритмов слепого разделения сигналов:	5 МГц
Битовая скорость передачи данных:	500 кбит/с
Диапазон изменения значений битового отношения сигнал-шум в канале:	0...15 дБ
Шаг изменения значений битового отношения сигнал-шум в канале:	0,5 дБ
Величина отношения мощности импульсной помехи к мощности полезного сигнала в первом канале:	10 дБ.
Величина отношения мощности импульсной помехи к мощности полезного сигнала во втором канале:	15...35 дБ с шагом 5 дБ.
Средняя величина коэффициента заполнения импульсной помехи:	0,05
Требуемая относительная точность результатов имитационного моделирования, ( $\varepsilon_o$ ):	0,1
Доверительная вероятность полученных результатов, ( $Q$ ):	0,9

Далее приведены результаты имитационного моделирования канала связи для методов модуляции ФМн-8, КАМ-16.

#### **4.2 Анализ эффективности использования методов слепого разделения сигналов при повышении помехоустойчивости радиосистем передачи информации с фазовыми методами модуляции при воздействии импульсных шумовых помех и тепловых шумов приёмного тракта**

Для расчёта значений вероятности битовой ошибки при заданных величинах битового отношения сигнал-шум в имитационной модели требовалось оценить объем выборки  $N$ . Объем выборки был определен по формуле (2.43), глава 2. Так, для оценки вероятности битовой ошибки  $10^{-4}$  с относительной точностью  $\varepsilon_o = 0.1$  и доверительной вероятностью  $Q = 0.9$  требуется выборка из  $2.71 \cdot 10^6$  информационных бит. При проведении моделирования, объем выборки был оценен для каждого значения битового отношения сигнал-шум в канале.

Полученный в результате имитационного моделирования график зависимости вероятности битовой ошибки представлен на рис. 4.4. Кривой «1» обозначена теоретическая

кривая ФМн-8 для канала с АБГШ, кривыми «2» и «3» обозначены результаты демодуляции первой и второй принятых смесей без прохождения через СРС алгоритмом c-FastICA. Кривой «4» обозначена результирующая кривая результата демодуляции принятых смесей после СРС алгоритмом c-FastICA.

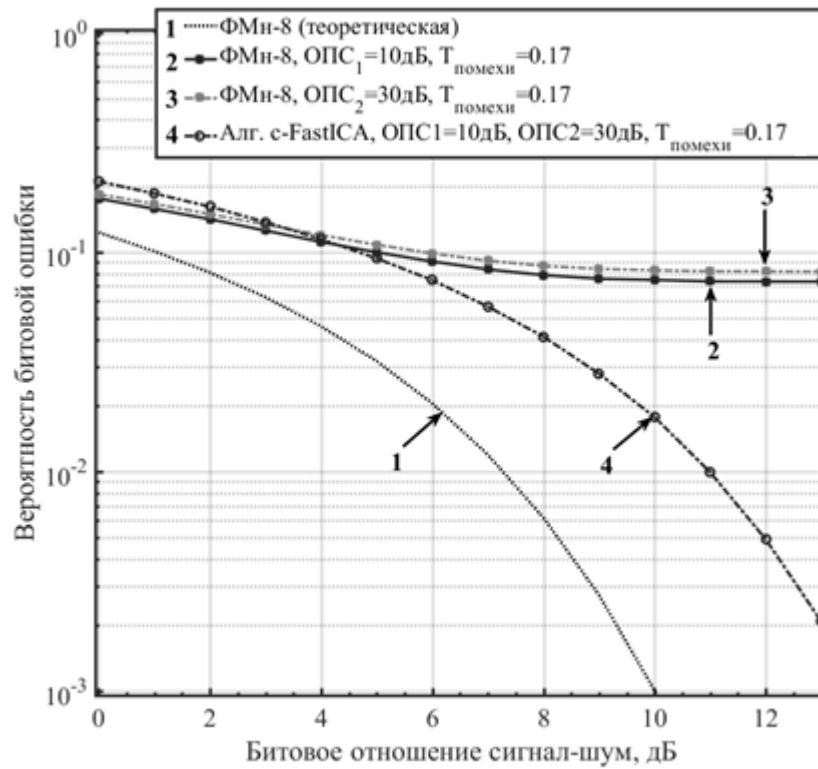


Рисунок 4.4 – График зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с ФМн-8, импульсной шумовой помехой и АБГШ в результате применения алгоритма СРС c-FastICA и без него

Из рисунка 4.4 видно, что при заданных величинах отношения помеха-сигнал в каналах, величине коэффициента заполнения импульсной помехи, алгоритм СРС c-FastICA имеет энергетический выигрыш при битовом отношении сигнал-шум от 0 до 4 дБ, и от 4 дБ и более наблюдается резкий энергетический выигрыш, который составляет по битовой ошибке 5,4 раза при битовом отношении сигнал-шум 10 дБ, 15,6 раз при битовом ОСШ равном 12 дБ и 39,3 раза при битовом отношении сигнал-шум 14 дБ.

График зависимости выигрыша по битовой ошибке от битового отношения сигнал-шум представлен на рис. 4.5.



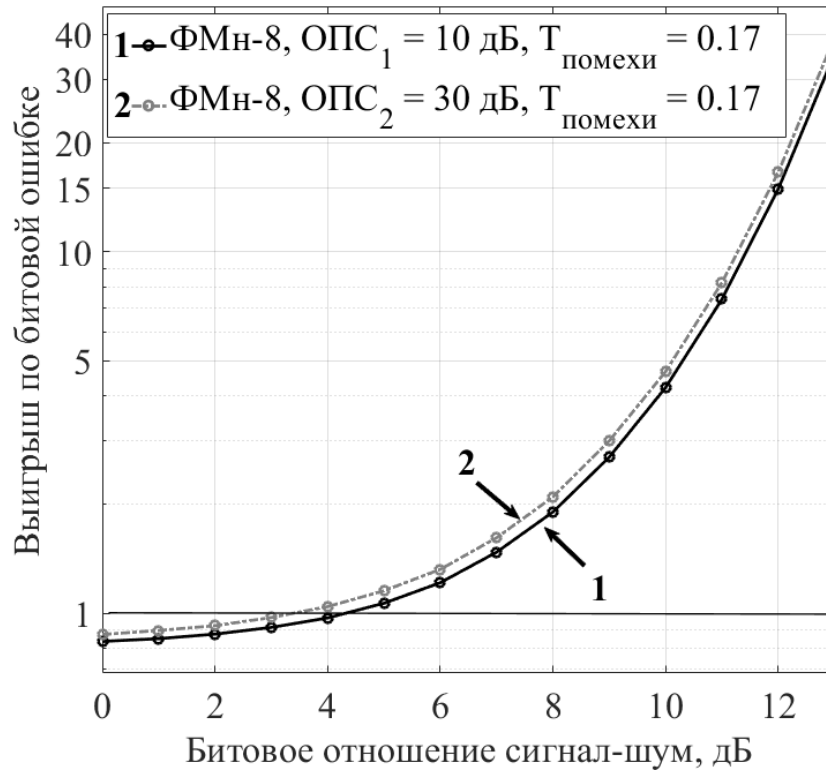


Рисунок 4.5 – График зависимости выигрыша по вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум при использовании алгоритма СРС с-FastICA в канале с ФМн-8, импульсными шумовыми помехами и АБГШ

Далее приведены результаты имитационного моделирования канала связи с КАМ-16 при исследовании нескольких алгоритмов слепого разделения сигналов: с-FastICA, SOBI, AMUSE.

На основе результатов имитационного моделирования была получена серия зависимостей вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал – шум при различных отношениях помеха – сигнал в первом ( $ОПС_1$ ) и втором ( $ОПС_2$ ) каналах.

На рис. 4.6 приведен график зависимости вероятности битовой ошибки от битового отношения сигнал – шум для КАМ-16 при воздействии импульсной шумовой помехи и  $ОПС_1 = 10$  дБ,  $ОПС_2 = 35$  дБ. Коэффициент заполнения импульсной помехи  $D$  составляет 0,075.

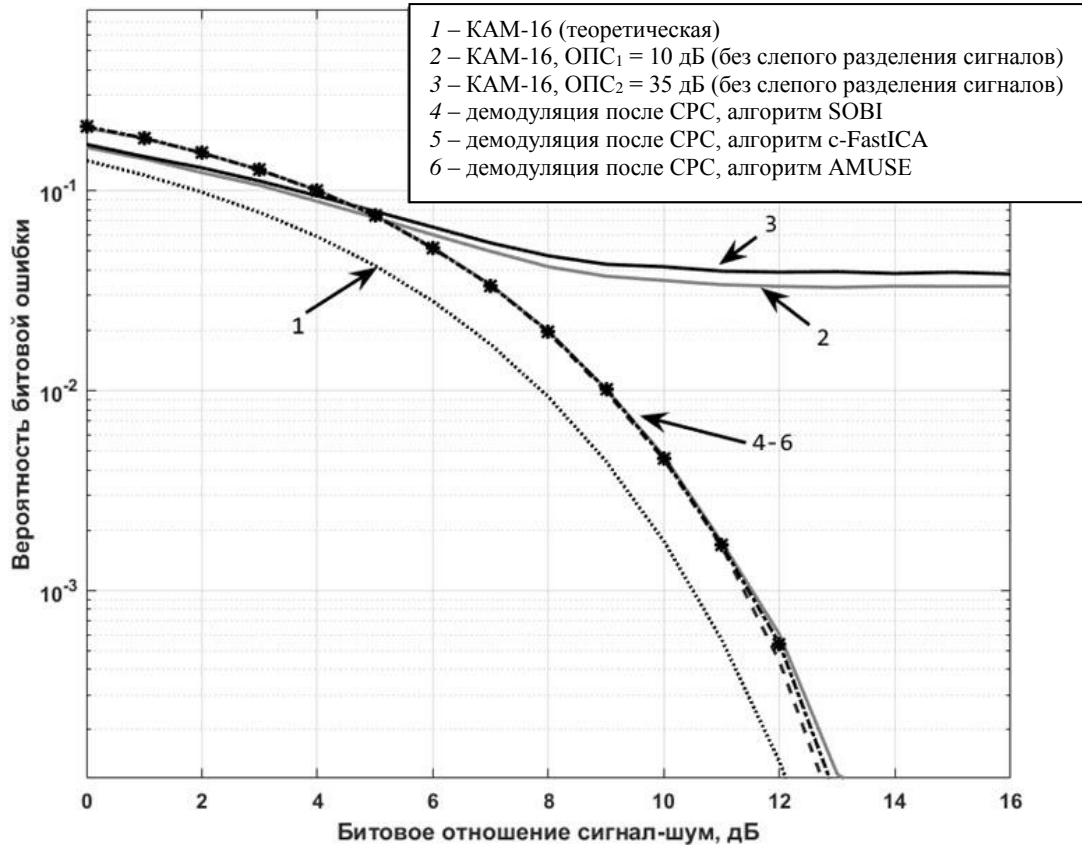


Рисунок 4.6 – График зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с КАМ-16, импульсной шумовой помехой и АБГШ в результате применения алгоритма CPC SOBI, c-FastICA и AMUSE и без CPC

Как видим (см. рис. 4.6), кривые зависимости вероятности битовой ошибки, полученные при применении слепых алгоритмов разделения сигналов AMUSE, SOBI и c-FastICA, практически совпадают и имеют различия по отношению сигнал-шум не более 0,02 дБ. В связи с этим далее будем приводить результаты, полученные только для одного алгоритма слепого разделения сигналов, – SOBI.

На рис. 4.7 приведен график зависимости выигрыша по битовой ошибке от применения алгоритма слепого разделения сигналов SOBI ( $p_{\Pi}/p_{\text{CPC}}$ , где  $p_{\Pi}$  – вероятность битовой ошибки при приеме смесей с импульсной помехой;  $p_{\text{CPC}}$  – вероятность битовой ошибки при демодуляции выделенного алгоритмом SOBI сигнала из смесей) относительно случая приема без слепого разделения сигналов (ОПС<sub>1</sub> = 10 дБ, ОПС<sub>2</sub> = 35 дБ, скважность импульсной помехи – 0,075).

Как видно из графика, относительное сравнение битовых ошибок двух систем описывается нелинейной возрастающей функцией. Причем, для порогового битового отношения сигнал – шум 12 дБ (которое соответствует вероятности битовой ошибки  $1.34 \cdot 10^{-4}$  для гауссового канала с модуляцией КАМ-16) использование алгоритма SOBI позволяет понизить вероятность битовой ошибки практически на два порядка.

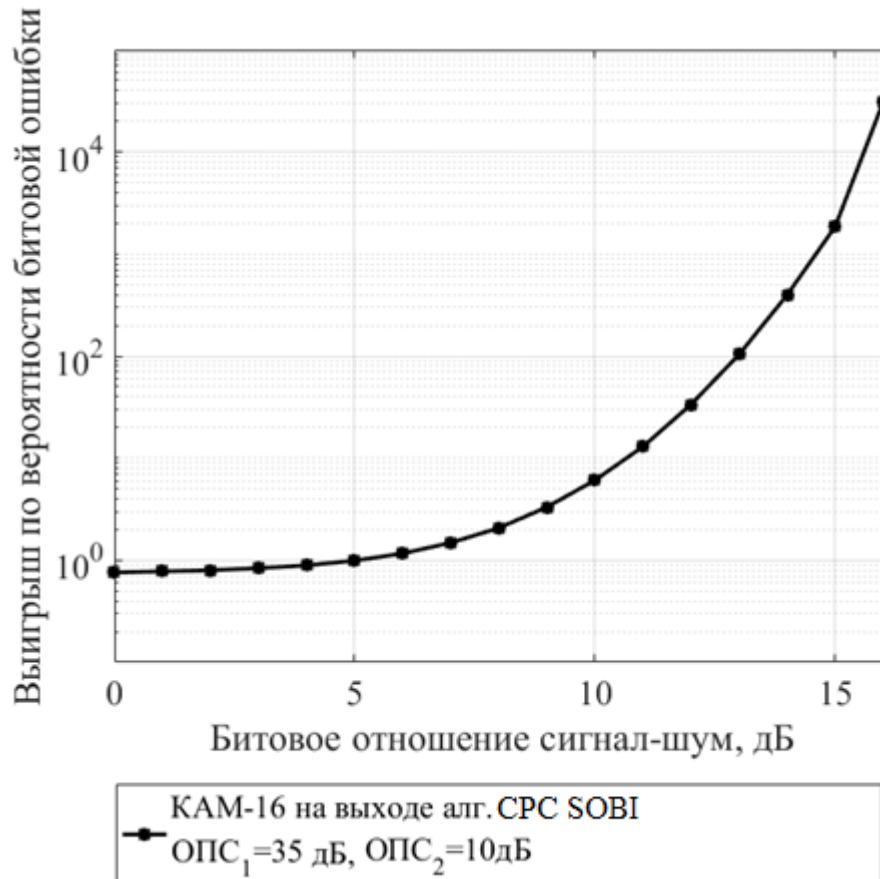


Рисунок 4.7 – График зависимости выигрыша по вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум при использовании алгоритма CPC SOBI в канале с ФМн-8, импульсными шумовыми помехами и АБГШ

Также был проведен анализ качества разделения сигнала КАМ-16 алгоритмом SOBI при различных величинах отношения средней мощности помехи в первом канале приема к средней мощности помехи во втором канале приёма при равных значениях средних мощностей полезного сигнала. Полученный в результате график приведен на рис 4.8.

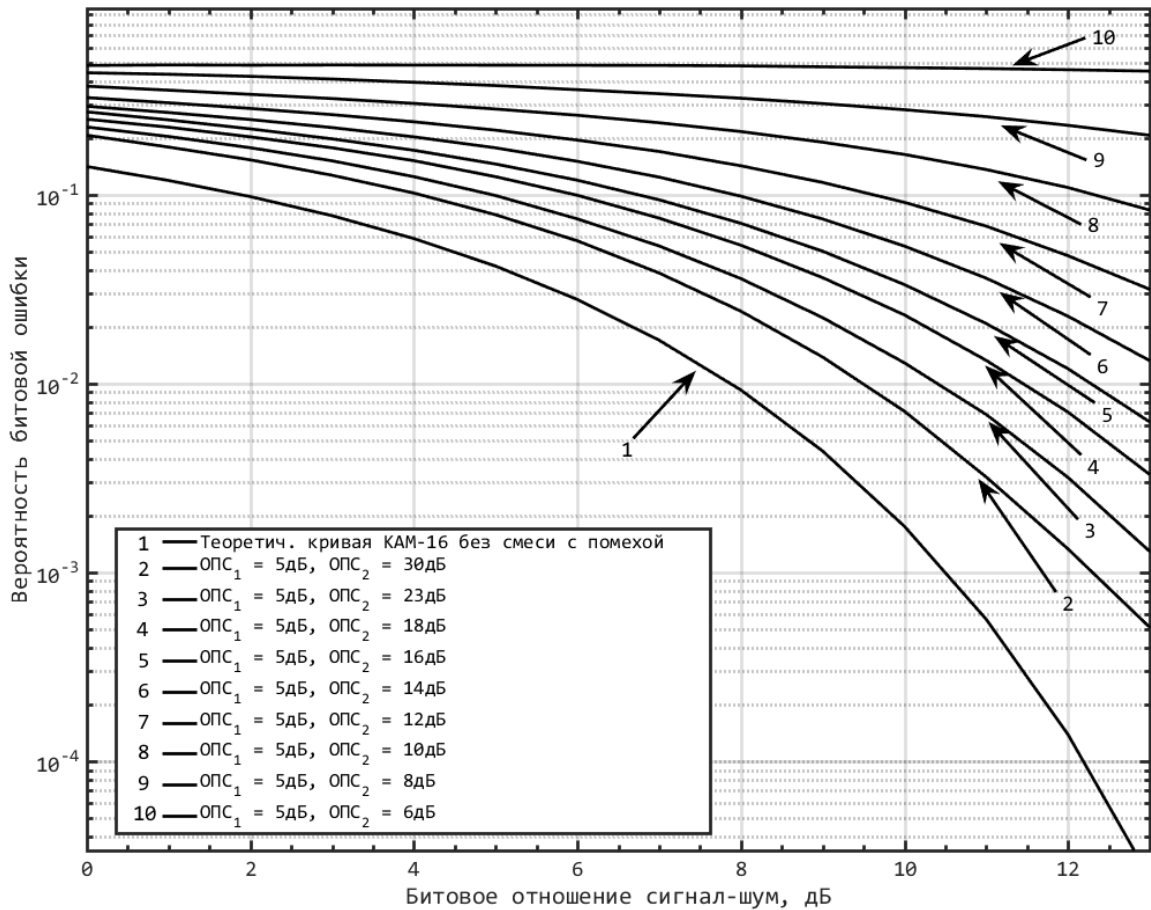


Рисунок 4.8 – Серия графиков зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с КАМ-16, импульсной шумовой помехой и АБГШ в результате применения алгоритма CPC SOBI при фиксированной величине ОПС в первом

канале  $\hat{h}_{nc1}^2 = 5$  дБ и во втором канале от 6 дБ до 30 дБ

Из рис. 4.8 видно, что чем больше различие уровней помехи в каналах, тем лучше осуществляется слепое разделение и тем меньше величина энергетического проигрыша относительно теоретической кривой КАМ-16 с шумом. Например, при величине отношения средних мощностей помехи равной 17 дБ, энергетический проигрыш относительно теоретической кривой составляет 2,5 дБ при вероятности битовой ошибки, равной  $2 \cdot 10^{-2}$ , в то время как при отношении мощностей помехи 11 дБ энергетический проигрыш для той же вероятности битовой ошибки составляет уже 5,5 дБ.

Зависимость вероятности битовой ошибки от величины отношения средних мощностей помехи в двух каналах, в дБ ( $\Delta P_{II}$ ), приведена на рис. 4.11: кривая получена при фиксированной величине битового отношения сигнал – шум 10 дБ.

Поскольку алгоритмы слепого разделения сигналов основываются на различии статистических характеристик сигналов, то, чем больше это различие в первом и втором

каналах приема, тем более качественно осуществляется разделение сигналов и, соответственно, более эффективно осуществляется компенсация импульсной помехи, что демонстрирует рис. 4.9.

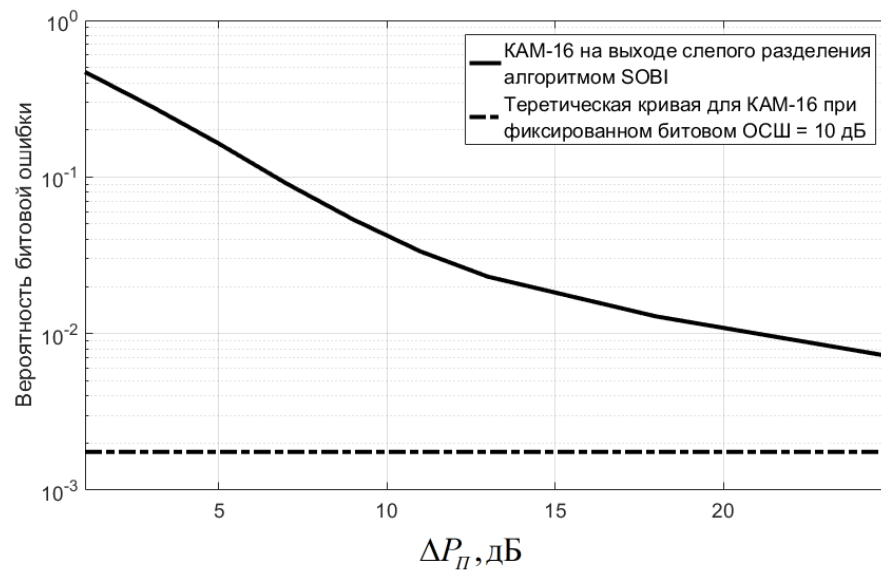


Рисунок 4.9 – График зависимости вероятности битовой ошибки от величины отношения средних мощностей помехи в двух каналах приёма с КАМ-16, импульсной шумовой помехой и АБГШ при использовании алгоритма CPC SOBI

Также были получены результаты оценки среднего времени, затрачиваемого на разделение сигнала с применением алгоритмов слепого разделения сигналов. Поскольку среднее время, затраченное алгоритмами на разделение сигналов из принятых смесей, сильно зависит от производительности используемых вычислительных средств, полученные результаты были нормированы относительно алгоритма AMUSE, который показал максимальное быстродействие. Разделение принятых смесей алгоритмом AMUSE осуществляется в 1,48 раза быстрее, чем алгоритмом c-FastICA, и в 2,26 раза быстрее, чем алгоритмом SOBI.

Таким образом, рассмотрена возможность применения методов слепого разделения сигналов и помех в приемных трактах радиосистем передачи информации при наличии периодических шумовых помех. На примере использования метода анализа независимых компонент, разработана процедура оценки помехоустойчивости канала связи с квадратурной амплитудной модуляцией при работе в сложной помеховой обстановке, позволяющая проводить оценку эффективности использования методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными шумовыми помехами.

В рамках метода анализа независимых компонент проведено сравнение эффективности алгоритмов его реализации (SOBI, AMUSE, c-FastICA) с использованием имитационного моделирования двухканальной радиосистемы передачи информации с разнесенным приемом и КАМ-16. В качестве основного показателя, характеризующего помехоустойчивость радиосистемы, рассматривалась вероятность битовой ошибки. Проведенный анализ показал, что при прочих равных условиях разделение принятых смесей алгоритмом AMUSE осуществляется быстрее, чем алгоритмами c-FastICA и SOBI.

Анализ результатов имитационного моделирования показал, что с точки зрения вероятности битовой ошибки, рассмотренные алгоритмы слепого разделения сигналов AMUSE, SOBI и c-FastICA дают близкие результаты. Установлено, что чем больше различаются величины отношения помеха-сигнал в каналах приема, тем более эффективно осуществляется слепое разделение сигналов. Так, при различии ОПС<sub>1</sub> и ОПС<sub>2</sub>, равном 5 дБ, и битовом отношении сигнал – шум, равном 12 дБ, вероятность битовой ошибки равна  $1,1 \cdot 10^{-1}$ , а при различии ОПС<sub>1</sub> и ОПС<sub>2</sub>, равном 25 дБ, уже  $1,3 \cdot 10^{-3}$ .

#### **4.3 Анализ эффективности использования методов слепого разделения сигналов для повышения помехоустойчивости радиосистем передачи информации при воздействии импульсных шумовых помех, тепловых шумов приёмного тракта при наличии фазовых и временных задержек между принятыми каналами**

В РСПИ с разнесенным приемом на две и более антенны, принятые сигналы приходят, как правило, с некоторой задержкой по фазе. В зависимости от конфигурации антенных систем возможны случаи, когда принятые сигналы приходят с задержкой по времени. В контексте поставленной задачи, когда в принятых смесях помимо сигнала и тепловых шумов приемника присутствует импульсная шумовая помеха, задержки могут наблюдаться как между компонентами полезного сигнала в принятых смесях, так и между компонентами импульсной помехи.

На рисунке 4.10 представлена интерпретация математического смысла наличия задержек между двумя компонентами сигналов в принятых смесях. Два источника  $I_1$  и  $I_2$  находятся на разном расстоянии относительно антенн  $A_1$  и  $A_2$  приёмника и излучают сигналы. Будем считать, что две передающих и две приемных антенны имеют такие диаграммы направленности, что в двух каналах приема вне зависимости от положения передающих и приемных антенн наблюдаются смеси из двух источников  $I_1$  и  $I_2$ . Источник  $I_1$  излучает

сигнал на центральной частоте  $f_1$ , источник  $I_2$  излучает сигнал на центральной частоте  $f_2$ . Расстояние между двумя антенными элементами –  $\Delta d_A$ .

На приемной стороне происходит аналого-цифровое преобразование принятых смесей с частотой дискретизации  $f_\delta$ .

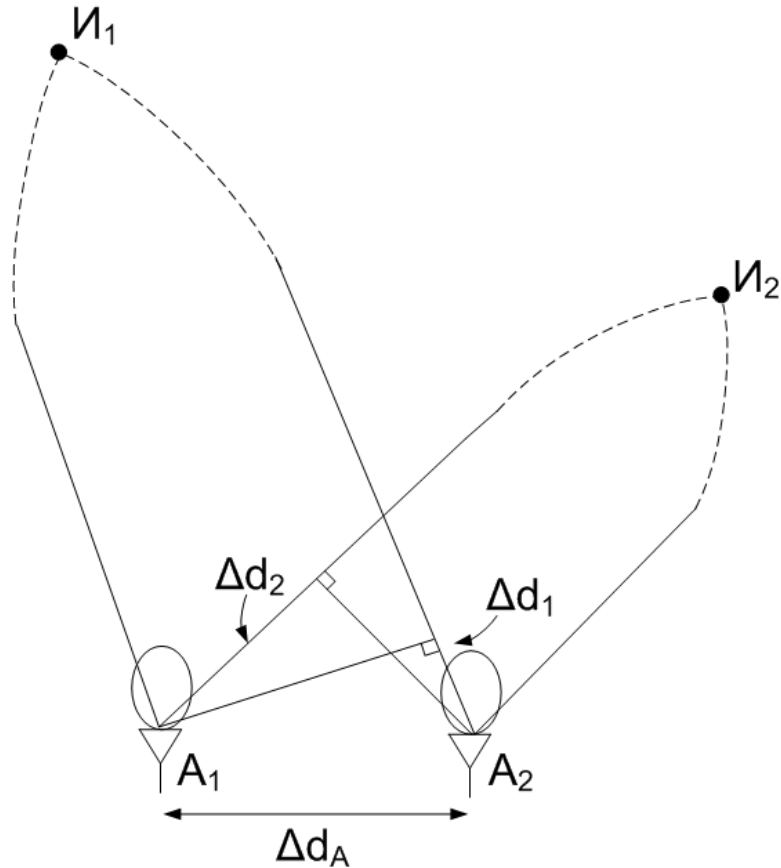


Рисунок 4.10 – Положения передающих антенн-источников  $I_1$  и  $I_2$  относительно разнесенных приёмных антенн  $A_1$  и  $A_2$  для демонстрации случаев возникновения временных задержек между компонентами в принятых смесях

Величину временной задержки сигнала  $i$ -го источника  $\Delta T_i$  в двух разнесенных антеннах можно определить следующим образом:

$$\Delta T_i = \frac{\Delta d_i}{c}, \text{ где}$$

$\Delta d_i$  – модуль разности расстояний между разнесенными приемными антеннами и  $i$ -м источником.

$c$  – скорость света.

В зависимости от расстояния между антенными элементами, а также от положения передающих антенн источников  $I_1$  и  $I_2$  относительно приемных антенн, частоты дискретизации принятых смесей и частот излучаемых сигналов возможны три случая:

1. Компоненты сигналов от источников  $I_1$  и  $I_2$  в принятых смесях поступают синхронно (т.е. без временных задержек).
2. В принятых смесях наблюдается временная задержка только по одному сигналу от источника  $I_1$  либо  $I_2$ .
3. Оба сигнала от источников  $I_1$  и  $I_2$  пришли с задержками в принятых смесях.

Приведенные ранее результаты имитационного моделирования соответствуют случаю отсутствия временных задержек в каналах.

На рисунках 4.11 и 4.12 приведены результаты имитационного моделирования при наличии временных задержек между компонентами полезного сигнала в принятых смесях.

На рис. 4.11 представлен результат, полученный при моделировании с временной задержкой между компонентами импульсной шумовой помехи (с привязкой к частоте дискретизации). Была задана временная задержка между компонентами помехи в принятых смесях в диапазоне от 0 до 4 отсчетов (речь идет об отсчетах, связанных с дискретизацией комплексной огибающей)

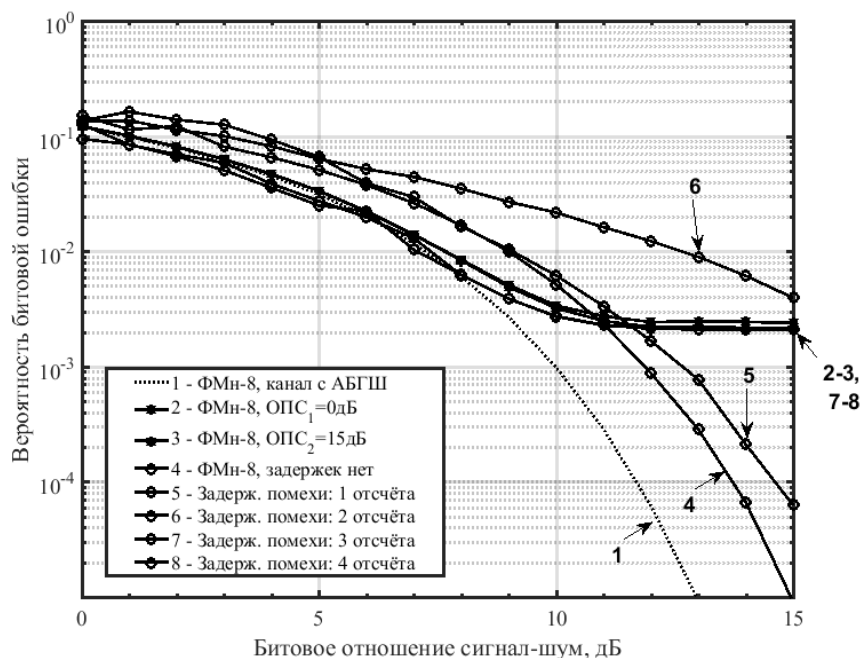


Рисунок 4.11 – График зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с ФМн-8, импульсной шумовой помехой и АБГШ в результате применения алгоритма CPC SOBI при наличии временных задержек между компонентами импульсной шумовой помехи в принятых смесях



Из рисунка 4.11 видно, что наилучшие результаты по разделению полезного сигнала из канала с импульсными шумовыми помехами достигаются при отсутствии задержки компоненты помехи в принятых смесях. Далее, при величине задержки компоненты импульсной помехи в смесях равной одному отсчёту, качество слепого разделения ухудшается, но, при этом, все еще наблюдается выигрыш по битовой ошибке относительно случая демодуляции принятых смесей без СРС, который составляет примерно 10,33 при битовом отношении сигнал-шум 14 дБ. В случае приема смесей без задержек, величина выигрыша по битовой ошибке составляет 28,61 раз при той же величине битового отношения сигнал-шум равной 14 дБ. При задержке компоненты импульсной помехи равной два отсчета, слепое разделение полезного сигнала также производится, но выигрыш по битовой ошибке достигается при битовом отношении сигнал-шум равном 16 и более дБ. При больших величинах задержки импульсной помехи разделение полезного сигнала рассмотренными алгоритмами не осуществляется.

Результаты имитационного моделирования в случае наличия задержки компоненты сигнала в принятых смесях приведены на рис. 4.12. Временная задержка между компонентами полезного сигнала в принятых смесях задана равной 0 (задержка отсутствует), 1 и 2.

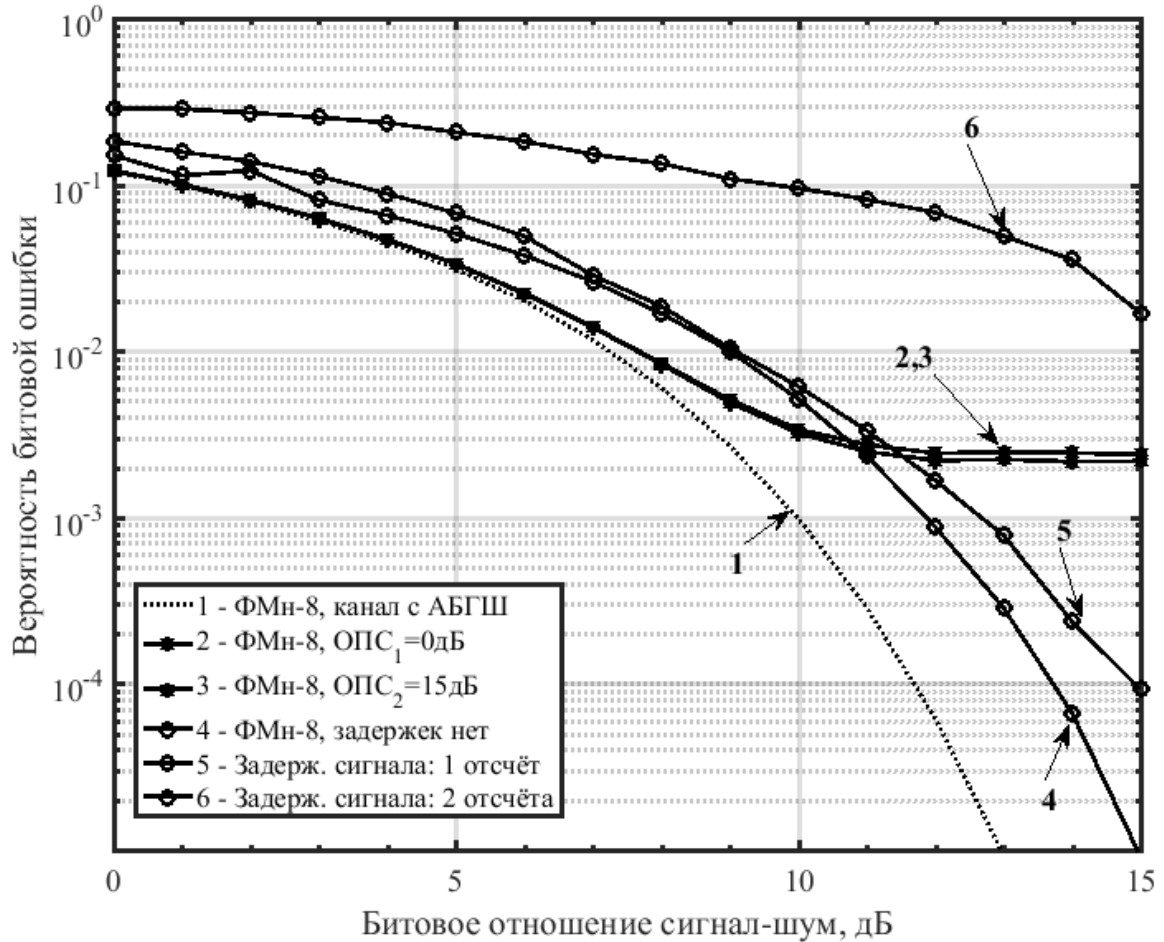


Рисунок 4.12 – График зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с ФМн-8, импульсной шумовой помехой и АБГШ в результате применения алгоритма CPC SOBI при наличии временных задержек между компонентами полезного сигнала в принятых смесях

На рисунке 4.12 показано, что наилучшие результаты разделения полезного сигнала из канала с импульсными шумовыми помехами достигаются при отсутствии задержки компоненты сигнала между принятыми смесями, аналогично случаю задержки компоненты помехи на рис. 4.11. Если задержка компоненты сигнала между принятыми смесями составляет один отсчет, качество слепого разделения ухудшается, хотя все еще наблюдается выигрыш по битовой ошибке по сравнению с демодуляцией принятых смесей без использования CPC. При задержке компоненты сигнала равной двум отсчетам слепое разделение полезного сигнала также возможно, но выигрыш по битовой ошибке будет наблюдаться при величинах битового отношения сигнал-шум 18 дБ и более. При увеличении величины задержки компоненты полезного сигнала, алгоритмы CPC уже не способны осуществлять разделение полезного сигнала из принятых смесей.

Применение методов СРС в каналах с импульсными шумовыми помехами позволяет получить выигрыш по битовой ошибке в случае, когда величина задержки компоненты полезного сигнала и/или помехи в смеси не превышает 2 отсчета, при этом получаемая после СРС вероятность битовой ошибки будет хуже, чем в случае приема без задержек.

Также были получены результаты имитационного моделирования для случая наличия фазовых задержек в канале приема.

Было проведено имитационное моделирование влияния фазовых задержек между компонентами полезного сигнала и импульсных шумовых помех в принятых смесях на качество слепого разделения сигналов алгоритмами SOBI, c-FastICA и AMUSE. В процессе моделирования величины фазовых задержек между компонентами полезного сигнала и импульсных помех в принятых смесях варьировались в диапазоне от 0 (отсутствие фазовых задержек) до  $\pi/2$  с шагом  $\pi/8$ .

Результаты моделирования показали, что наличие фазовых задержек не оказывает значительного влияния на качество слепого разделения принятых смесей. Это можно объяснить, например, следующим образом: задача СРС заключается в оценке матрицы разделения, обратной матрице смешивания и которая состоит из весовых коэффициентах при всех источниках сигналов и тепловых шумах, а фазовая задержка может рассматриваться как комплексный весовой коэффициент, влияющий на компоненты исходного сигнала в одной из смесей. Следовательно, при наличии фазовых задержек между компонентами исходных сигналов сохраняются требования независимости для слепого разделения методом анализа независимых компонент. Единственное отличие состоит в том, что матрица разделения оценивается с учетом добавленных комплексных коэффициентов.

#### 4.4 Выводы

Приведен анализ результатов имитационного моделирования каналов связи с ФМн-8 и КАМ-16 при воздействии импульсных шумовых помех и тепловых шумов приёмных трактов с применением алгоритмов СРС SOBI, AMUSE и c-FastICA. Полученные в результате моделирования графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум при разных методах манипуляции, скважности импульсной помехи и величинах отношения средних мощностей помехи и сигнала свидетельствуют о возможности эффективного использования алгоритмов слепого разделения сигналов для борьбы с помехами подобного рода при выполнении следующих условий:

1. Битовое отношение сигнал-шум в каналах равно 5 дБ и более

2. Различие уровня мощностей импульсной помехи в принятых смесях: 10 дБ и более
3. Величина задержки компоненты сигнала и/или помехи в первом канале относительно второго: 2 отсчета и менее.

Наличие фазовых задержек компонент сигнала и/или помехи и величины коэффициента заполнения импульсной помехи не влияют на качество слепого разделения сигналов.

Анализ полученных результатов имитационного моделирования показал, что применение методов СРС позволяет при некоторых значениях битового отношения сигнал-шум, отношений помеха-сигнал в каналах и среднего значения величины скважности импульсной шумовой помехи получить выигрыш по вероятности битовой ошибки на два порядка и более. Например, выигрыш от применения алгоритма *s-FastICA* достигается при величинах битового отношения сигнал/шум более 5 дБ при значениях отношения помеха-сигнал в первом канале приёма 10 дБ и втором канале 30 дБ.

Результаты имитационного моделирования при наличии временных и фазовых задержек в компоненте полезного сигнала в принятых смесях показали, что методы слепого разделения сигналов позволяют разделять полезный сигнал из смесей с импульсными помехами несмотря на временные и фазовые задержки, но качество разделения будет хуже относительно случая при отсутствии фазовых и временных задержек. Например, При задержке компоненты импульсной помехи в смесях с ФМн-8, равной одному отсчету, качество слепого разделения ухудшается, однако по-прежнему наблюдается выигрыш по битовой ошибке относительно демодуляции без использования СРС, составляющий приблизительно 10,33 при битовом отношении сигнал-шум 14 дБ. В условиях приема смесей без задержек выигрыш по битовой ошибке составляет 28,61 при той же величине битового ОСШ в канале.

Исследовалось также влияние фазовых задержек между компонентами полезного сигнала и импульсными шумовыми помехами на качество СРС. Фазовые задержки варьировались от 0 до  $\pi/2$ . Анализ полученных результатов показал, что наличие фазовых задержек не оказывает значительного влияния на качество слепого разделения смесей

Полученные результаты позволяют дать рекомендации по выбору и применению методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными шумовыми помехами в канале, а также оценить примерные значения выигрыша по битовой ошибке в зависимости от величины коэффициента заполнения импульсной помехи, метода модуляции, отношения сигнал-шум и помеха-сигнал в канале, а также величине временных и фазовых задержек между компонентами полезного сигнала в принятых смесях.

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы автором в [77–80].

## **5 Повышение помехоустойчивости систем космической связи с использованием методов слепого разделения сигналов при воздействии квазипериодических импульсных шумовых помех от СПД и тепловых шумов приёмного тракта**

В первой главе была описана проблема приема сигналов от земных станций дальней космической связи на борту космических аппаратов, оснащенных маршевыми стационарными плазменными двигателями: необходимо учитывать влияние импульсной шумоподобной помехи, вызванной собственным электромагнитным излучением этих двигателей. Данное излучение занимает полосу частот в диапазоне от сотен Гц до десятков ГГц и может ухудшать качество приема сигналов от земных станций (ЗС).

В третьей и четвертой главах приведены результаты исследования применимости методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными гармоническими и шумовыми помехами. Анализ полученных результатов позволил определить, что с применением методов СРС можно получить значительный выигрыш по битовой ошибке при определенных значениях величины битового отношения сигнал-шум, помеха-сигнал в каналах, коэффициента заполнения импульсной помехи, а также величинах фазовой и временной задержек в каналах.

Для полученных значений энергетических характеристик приведен анализ применимости и количественная оценка потенциальной эффективности использования алгоритмов слепого разделения сигналов для борьбы с помехами, создаваемыми стационарными плазменными двигателями в радиосистемах дальней космической связи (РСДКС). С применением разработанной имитационной модели были получены графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум для различных значений отношения помеха-сигнал и величин средней скважности импульсной помехи. Был рассмотрен канал передачи командно-программной информации радиосистемы дальней космической связи с разнесенным приемом на две антенны. В моделировании использовалась модуляционно-кодовая схема на основе ГММС-сигнала и кода Рида-Соломона (255,223). Был смоделирован протокол физического уровня, соответствующий рекомендациям Международного Консультативного Комитета по космическим системам передачи данных (The Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS).

В результате моделирования были получены зависимости величин энергетического выигрыша и выигрыша по битовой ошибке от применения алгоритмов слепого разделения сигналов при различных величинах отношения помеха-сигнал и битового отношения сигнал-шум в каналах.

Полученные результаты позволяют производить количественную оценку потенциальной эффективности использования алгоритма слепого разделения сигналов SOBI в каналах с сигналом ГММС при воздействии излучения от стационарных плазменных двигателей и тепловых шумов приемного тракта.

### **5.1 Основные характеристики командных радиолиний радиосистем дальней космической связи (в соответствии с рекомендациями CCSDS)**

Международный консультативный комитет по космическим системам передачи данных был создан в 1982 году и в настоящий момент включает в себя 11 космических агентств разных стран: Государственная корпорация по космической деятельности «Роскосмос», Национальное управление по аэронавтике и исследованию космического пространства (National Aeronautics and Space Administration, NASA), Японское агентство аэрокосмических исследований (Japan Aerospace Exploration Agency, JAXA), Европейское космическое агентство (European Space Agency, ESA) и другие. Ключевой сферой CCSDS является разработка рекомендаций, стандартов и спецификаций для космических систем связи с целью повышения эффективности их работы на больших расстояниях.

Параметры протокола передачи данных для систем космической связи приведены в рекомендациях CCSDS 133.0-B-2 [81]. Характеристики радиолиний дальней космической связи приводятся в рекомендации CCSDS 401.0-B-32 [82].

В CCSDS существует классификация космических миссий в зависимости от максимального удаления космического аппарата от поверхности Земли на категории А и В [81]. Для космических миссий категории А, максимальное расстояние КА относительно Земли составляет не более чем  $2 \cdot 10^6$  км. Космические миссии с удаленностью КА от поверхности Земли на большее расстояние относятся к категории В, что соответствует определению Международного союза электросвязи «дальняя космическая связь» [83]. В связи с этим, далее приводятся характеристики рекомендации CSSDS для космических миссий категории В:

В системах дальней космической связи CCSDS рекомендует использовать следующие модуляционные схемы: ФМн-2, ФМн-4, ФМн-8 и ГММС (гауссовскую модуляцию минимального сдвига, GMSK).

Диапазоны частот:

S (2290–2300 МГц),

X (7145–7190 МГц),

Ка (от 26,5 ГГц до 40 ГГц).

Используются следующие схемы помехоустойчивого кодирования:

Свёрточное кодирование, LDPC (2/3, 4/5) или код Рида-Соломона (225,223).

Символьная скорость в канале не должна превышать:

2 Мсимволов/с для диапазонов 2 и 8 ГГц,

10 Мсимволов/с для диапазонов 26 ГГц,

20 Мсимволов/с для диапазонов 32 ГГц.

Было установлено [41; 84], что на расстоянии космического аппарата, оснащенного двигателями СПД-140Д, равном несколько миллионов километров, значительно осложняется прием сигналов с Земли за счет воздействия импульсных помех собственного излучения стационарных плазменных двигателей в процессе их работы. Одним из способов работы с ЗС на подобном расстоянии является выключение стационарных плазменных двигателей на момент передачи и приема информации, однако этот вариант может быть не всегда приемлем. Во время работы СПД можно использовать такие методы, как ШОУ, ККИП а также применение помехоустойчивых кодов и перемежителей. Однако, данные методы неэффективны при величинах отношения помеха-сигнал в каналах более 0 дБ.

Для разрешения данной проблемы был предложен следующий подход: на космическом аппарате устанавливается дополнительная антенная система простой конструкции, основной задачей которой является прием помехи от электроракетных двигательных установок (ЭРДУ) (см. рис. 5.1). Тем самым образуются два канала приема: основной, направленный в сторону передатчика информационного сигнала, и канал приема помехи от ЭРДУ (см. рис. 5.1). Пояснения к рис. 5.1:  $A_{СПД}$  – антенна, принимающая излучение СПД;  $A_{rx}$  – антенна, принимающая сигналы командно-программной информации с земной станции.

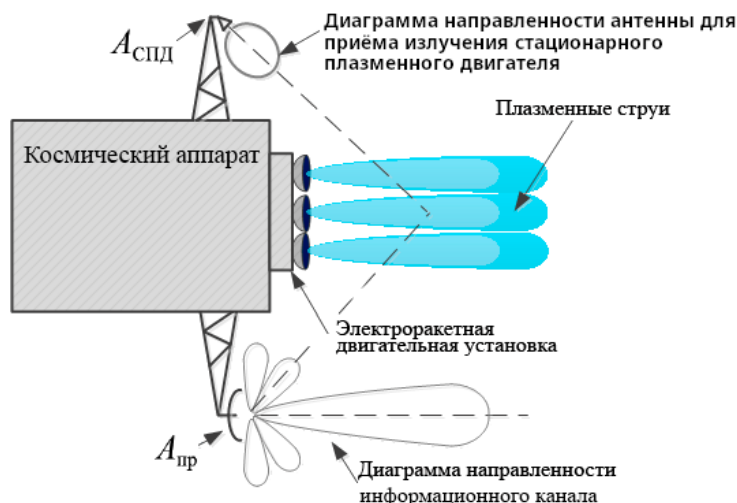


Рисунок 5.1 – КА с СПД и двумя каналами приема сигналов

Сигналы, принятые в каждом канале, составляют совокупность полезного сигнала, помехи от ЭРДУ и теплового шума в канале приема, которые образуют смеси. Математически, принятые смеси на входе приемников каждого из каналов можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned}\dot{S}_{ex1}(t) &= a_{c1} \cdot \dot{s}_c(t) + a_{п1} \cdot \dot{s}_п(t) + a_{ш1} \cdot \dot{n}_1(t); \\ \dot{S}_{ex2}(t) &= a_{c2} \cdot \dot{s}_c(t) + a_{п2} \cdot \dot{s}_п(t) + a_{ш2} \cdot \dot{n}_2(t),\end{aligned}\quad (5.1)$$

где:

$\dot{S}_{ex1}(t)$  и  $\dot{S}_{ex2}(t)$  — смеси основного и побочного каналов на входе приемника.

$\dot{s}_c(t)$  — полезный сигнал от ЗС.

$\dot{s}_п(t)$  — импульсная помеха от СПД.

$\dot{n}_1(t)$  и  $\dot{n}_2(t)$  — тепловые шумы каналов приема.

$a_{c1}$  и  $a_{c2}$  — весовые коэффициенты при полезном сигнале в принятых смесях.

$a_{п1}$  и  $a_{п2}$  — весовые коэффициенты при импульсной помехе в принятых смесях.

$a_{ш1}$  и  $a_{ш2}$  — весовые коэффициенты при тепловых шумах приемников.

Далее приведены характеристики, параметры и результаты имитационного моделирования канала связи «ЗС-КА» с тепловыми шумами приемника и собственным излучением от СПД с применением методов слепого разделения сигналов для повышения помехоустойчивости принимаемой командно-программной информации с земной станции.



## 5.2 Имитационное моделирование канала дальней космической связи при воздействии импульсных помех от стационарных плазменных двигателей

### 5.2.1 Блок-схема имитационной модели

На рис. 5.2 приведена блок-схема имитационной модели, разработанной для исследования эффективности использования методов слепого разделения сигналов с целью повышения помехоустойчивости радиосистем дальней космической связи в условиях воздействия помех от СПД. Данная блок-схема может быть использована для любого алгоритма слепого разделения сигналов, используемого в модели.

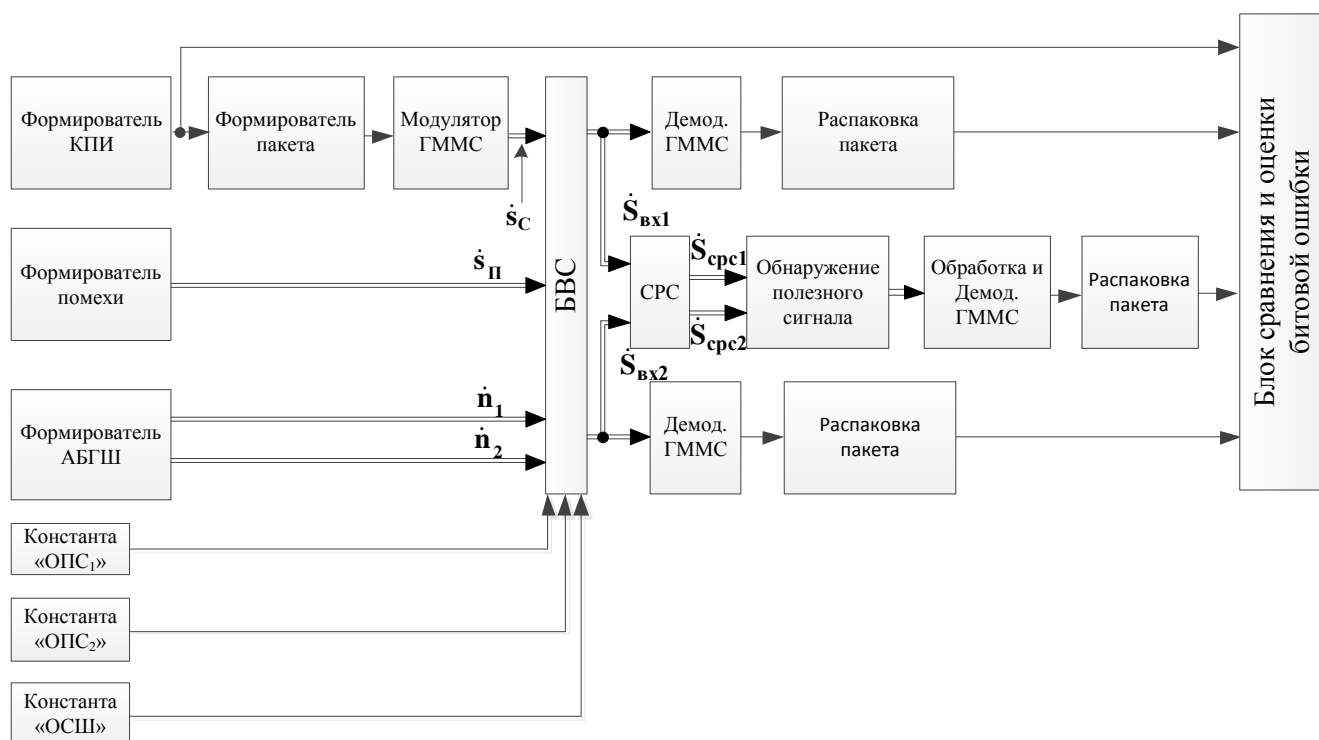


Рисунок 5.2 – Блок-схема имитационной модели для исследования эффективности использования методов СРС с целью повышения помехоустойчивости РСДКС в условиях воздействия помех от СПД

Блок формирователя командно-программной информации (КПИ) (блок «Формирователь КПИ», рис. 5.2) осуществляет генерацию массива бит, который представляет собой командно-программную информацию радиосистемы дальней космической связи. Параметры данного массива бит, задаются согласно рекомендации CCSDS [81].

Затем, сформированный массив передается на модуль «Формирователь пакета». Структура данного блока приведена на рисунке 5.3.

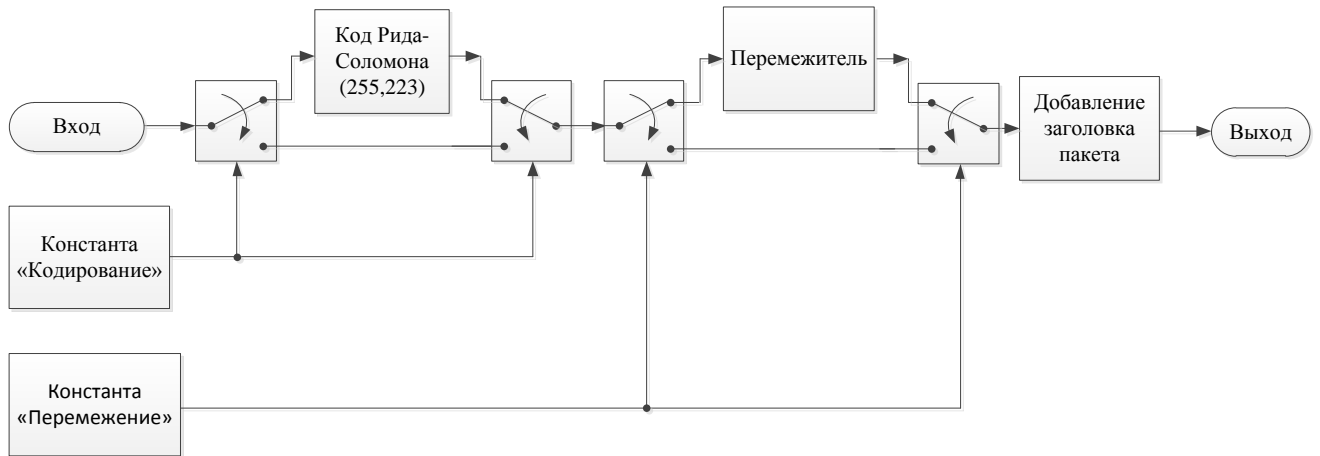


Рисунок 5.3 – Структура блока «Формирователь пакета»

В зависимости от значений констант «Кодирование» и «Перемежение» осуществляется кодирование входных данных линейным циклическим кодом Рида-Соломона (255,223) и блочное перемежение. Затем, к информационной части пакета добавляется заголовок пакета, который состоит из 48 бит (6 октетов).

Сформированный пакет передается на модулятор ГММС. Перед модуляцией для обеспечения непрерывности фазы осуществляется дифференциальное кодирование входных данных.

На блоке весового суммирования (блок «БВС» рис. 5.2) производится формирование двух комплексных векторов смесей  $\dot{\mathbf{S}}_{\text{вх1}}$  и  $\dot{\mathbf{S}}_{\text{вх2}}$  которые представляют собой нормированные к единичной мощности комплексный сигнал  $\dot{\mathbf{s}}_c$  на выходе модулятора, помеху  $\dot{\mathbf{s}}_{\text{п}}$  и векторы аддитивного белого гауссова шума (АБГШ)  $\dot{\mathbf{n}}_1$  и  $\dot{\mathbf{n}}_2$  сложенные между собой с разными весовыми коэффициентами:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{S}}_{\text{вх1}} &= a_{c1} \cdot \dot{\mathbf{s}}_c + a_{\text{п1}} \cdot \dot{\mathbf{s}}_{\text{п}} + a_{\text{ш1}} \cdot \dot{\mathbf{n}}_1; \\ \dot{\mathbf{S}}_{\text{вх2}} &= a_{c2} \cdot \dot{\mathbf{s}}_c + a_{\text{п2}} \cdot \dot{\mathbf{s}}_{\text{п}} + a_{\text{ш2}} \cdot \dot{\mathbf{n}}_2, \end{aligned} \quad (5.2)$$

Так, коэффициентами  $a_{\text{ш1}}$  и  $a_{\text{ш2}}$  задаются величины отношения средних мощностей сигнала и шума (отношение сигнал-шум, ОСШ) в имитационной модели, а коэффициентами  $a_{c_i}$  и  $a_{\text{п}_i}$  (где  $i = (1,2)$ ) определяются величины отношения средних мощностей помехи и сигнала в смесях  $\hat{h}_{\text{psi}}^2$ .

$$\hat{h}_{\text{пс}i}^2 = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_{\text{п}i}}{P_{\text{с}i}}\right), \quad (5.3)$$

Где  $P_{\text{п}i}$  – средняя мощность помехового излучения в  $i$  смеси,

$P_{\text{с}i}$  – средняя мощность сигнала в  $i$  смеси

Подробно пересчет величин битового отношения сигнал-шум к отношению средних мощностей сигнала и шума, а также переход от величин ОПС в смесях к значениям  $a_{\text{с}i}$  и  $a_{\text{п}i}$  рассмотрен в [85].

Характеристики и модели импульсных помех от стационарных плазменных двигателей подробно рассмотрены во второй главе. В имитационной модели были реализованы следующие варианты формирования импульсной помехи:

1. Применение реализаций реального излучения от СПД, полученных экспериментально [14].
2. Применение модели импульсного помехового излучения СПД на основе модифицированной модели Холла [15].
3. Применение упрощенной модели Холла для импульсного помехового излучения.

Применение в модели реализаций, полученных в результате эксперимента приоритетно, но ограничивается конечным объемом имеющихся выборок, а также невозможностью изменять параметры скважности.

В [72; 86] предложена и исследована модель импульсного помехового излучения СПД на основе модифицированной модели Холла. Она обеспечивает схожие характеристики с реальными помехами от СПД и позволяет задавать различные параметры средней скважности помехи, однако ее использование связано с большим объемом вычислительных затрат при формировании реализаций помехового излучения.

На основе вышеупомянутой модифицированной модели Холла предложена упрощенная модель импульсной помехи, которая представляет собой последовательность квазипериодических шумоподобных импульсов, которые имеют нормальный закон распределения. Скважность данного процесса задается параметром в имитационной модели. Данная модель значительно проще с точки зрения используемых вычислительных ресурсов.

Графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум для смеси сигнала ГММС с реальной импульсной помехой, и с упрощенной моделью импульсного помехового излучения приведены на рис. 5.4.  $\hat{h}_{\text{пс}1}^2 = 10$  дБ,  $\hat{h}_{\text{пс}2}^2 = 30$  дБ. Значение величины средней скважности импульсной помехи составляет 0,17. Кривые 1 и 4

получены в результате демодуляции после разделения принятых смесей алгоритмом SOBI. Кривые 2,3,5,6 получены в результате демодуляции смесей без слепого разделения.

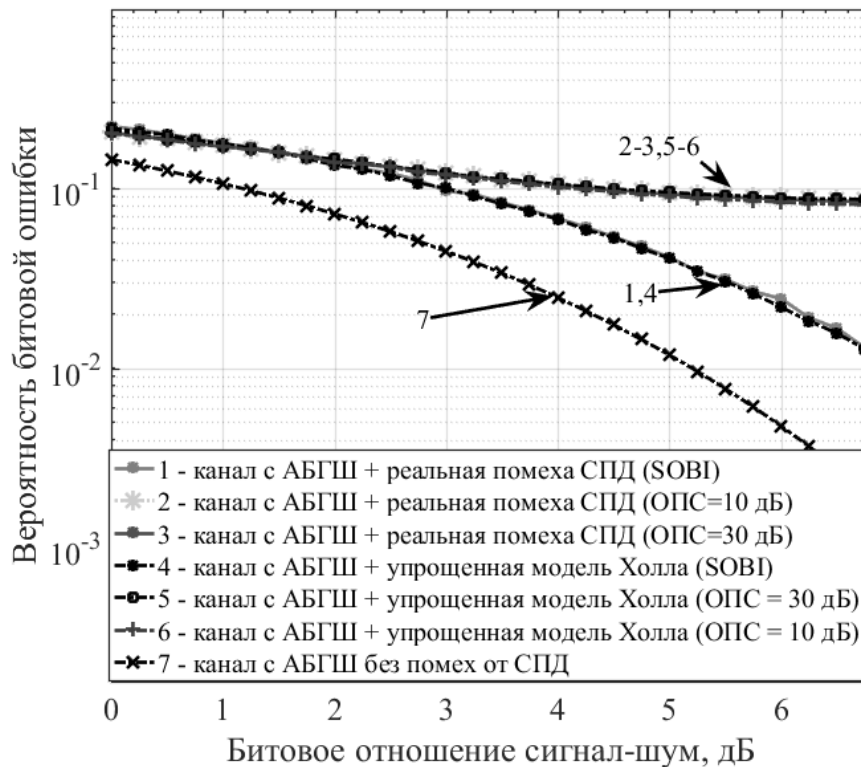


Рисунок 5.4 – Графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум для смеси сигнала ГММС с реальной импульсной помехой, и с упрощенной моделью импульсного помехового излучения

Из рисунка 5.4 видно, что использование упрощенной модели Холла показывает хорошее совпадение с результатами, полученными при использовании экспериментально полученных реализаций помехи от СПД, как при демодуляции без слепого разделения, так и после слепого разделения алгоритмом SOBI. В имитационной модели были применены и получены результаты для всех трёх моделей импульсной помехи от СПД: модифицированной и упрощенной моделей Холла, а также отдельно реализации реального излучения от СПД.

После блока весового суммирования, последовательно осуществляется демодуляция, дегерметизация и декодирование комплексных векторов смесей без прохождения через блок слепого разделения сигналов и после прохождения.

Поскольку на выходе блока слепого разделения сигналов образуются два комплексных вектора оценки сигнала и помехи ( $\dot{S}_{срc1}$  и  $\dot{S}_{срc2}$ ), но заранее неизвестно, на каком из выходов будет каждый сигнал, то требуется произвести захват и дальнейшую обработку только разделенного полезного сигнала. Самими алгоритмами слепого разделения сигналов данная

задача не реализуется. Для этого в имитационной модели используется блок обнаружения полезного сигнала (см. рис. 5.2). Обнаружение сигнала производится методом сравнения максимумов взаимной корреляционной функции (блок «ВКФ», рис. 5.2) сигналов  $\dot{S}_{\text{срс1}}$  и  $\dot{S}_{\text{срс2}}$  на выходе блока слепого разделения сигналов с известной преамбулой, входящей в структуру передаваемых данных (см. рис. 5.2). Обнаруженный сигнал поступает на блок обработки разделённого сигнала и демодуляции, затем на блок распаковки пакета.

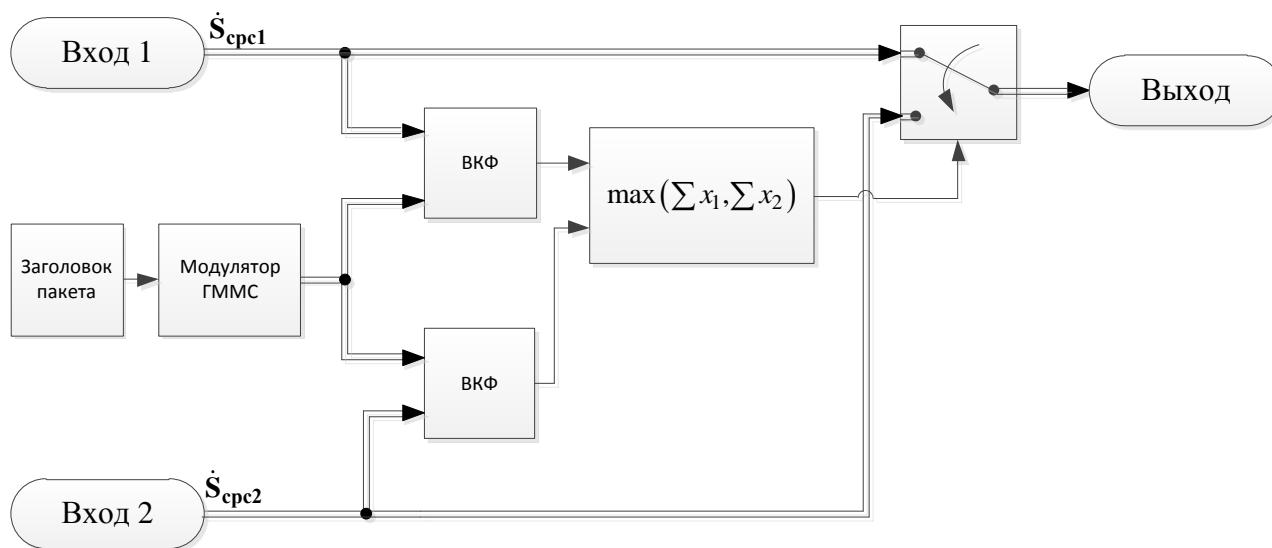


Рисунок 5.5 – Структура блока сравнения и оценки битовой ошибки

Блок сравнения и оценки битовой ошибки (см. рис. 5.5) производит сравнение массива переданных бит командно-программной информации радиосистемы дальней космической связи (ДКС) с принятыми массивами без слепого разделения и после слепого разделения. Оцениваются вероятности битовых ошибок и величины выигрыша по битовой ошибке от применения алгоритмов СРС  $p_{\text{п}}/p_{\text{СРС}}$ , где  $p_{\text{п}}$  – вероятность битовой ошибки при демодуляции ГММС-сигнала в смеси с импульсной помехой;  $p_{\text{СРС}}$  – вероятность битовой ошибки при демодуляции ГММС-сигнала, выделенного из входных смесей алгоритмом слепого разделения SOBI.

Перед проведением имитационного моделирования необходимо задать параметры сигналов и помех и рассчитать требуемый объем выборки.

### 5.2.2 Параметры имитационного моделирования

В качестве примера использовались параметры, соответствующие типовой радиосистеме дальней космической связи, предназначенной для связи с КА, находящимся на орбите Марса

или далее. Рассматривалась геометрия задачи, при которой отношение помеха-сигнал может лежать в диапазоне 10...35 дБ. Все исходные данные моделирования сведены в таблицу 5.1 и соответствуют задаче передачи командно-программной информации по каналу Земля – КА.

Таблица 5.1 – Параметры имитационной модели

Количество антенных каналов с разнесенным приемом:	2
Частота дискретизации сигнала на входе алгоритмов слепого разделения сигналов:	115,2 МГц
Битовая скорость передачи данных:	960 кбит/с
Размер информационной части пакета, октетов	65536
Диапазон изменения значений битового отношения сигнал-шум в канале:	0...10 дБ
Шаг изменения значений битового отношения сигнал-шум в канале:	0,5 дБ
Величина отношения мощности импульсной помехи к мощности полезного сигнала в первом канале:	10 дБ.
Величина отношения мощности импульсной помехи к мощности полезного сигнала во втором канале:	15...35 дБ с шагом 5 дБ.
Средняя величина скважности импульсной помехи:	0,05
Требуемая относительная точность результатов имитационного моделирования, ( $\varepsilon_o$ ):	0,1
Доверительная вероятность полученных результатов, ( $Q$ ):	0,9

### 5.2.3 Анализ полученных результатов имитационного моделирования

На рис. 5.6 приведены графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум для канала с АБГШ и импульсной шумовой помехой без применения помехоустойчивого кода (рис. 5.6 а) и с использованием кода Рида-Соломона

(рис. 5.6 б). Величины отношения помеха-сигнал в каналах составляют  $\hat{h}_{\text{пс1}}^2 = 10$  дБ и

$\hat{h}_{\text{пс2}}^2 = 30$  дБ соответственно.

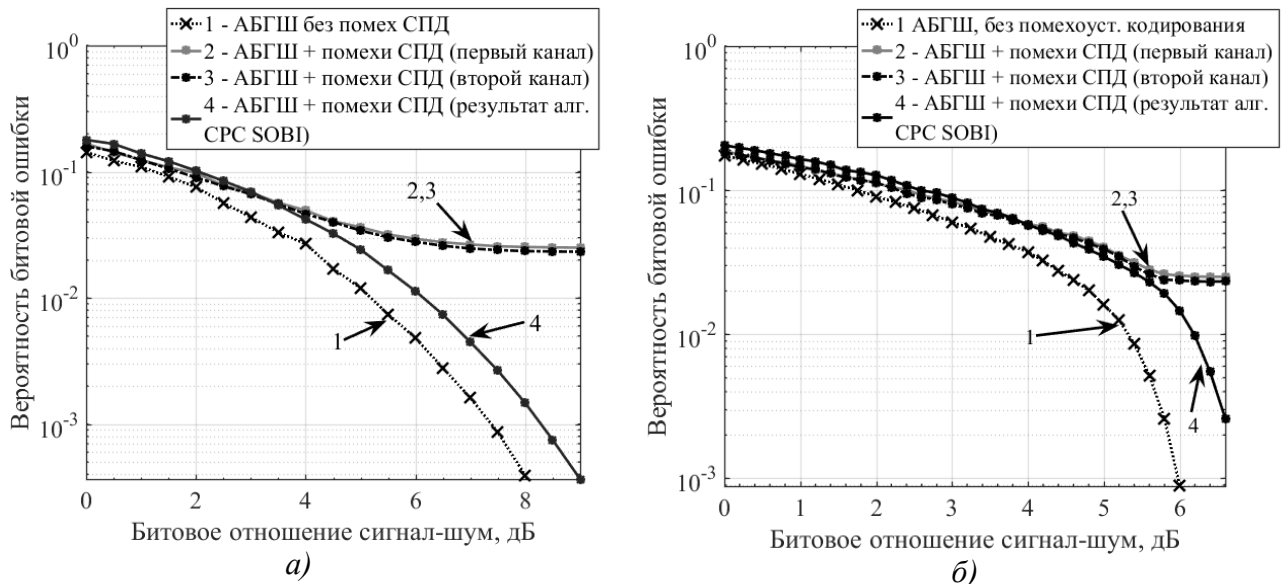


Рисунок 5.6 – Графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум для канала с АБГШ и импульсной шумовой помехой без применения помехоустойчивого кода «а») и с использованием кода Рида-Соломона (255,223) «б)»

По приведенным графикам на рис. 5.6 а) можно сделать следующие выводы:

Влияние помехового излучения СПД при величинах  $\hat{h}_{\text{пс1}}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{\text{пс2}}^2 = 30$  дБ в каналах существенно ограничивает вероятность битовой ошибки, которая при увеличении битового ОСШ после 5 дБ перестает снижаться и составляет примерно  $2.5 \cdot 10^{-2}$ .

Использование метода слепого разделения сигналов SOBI позволяет существенно уменьшить вероятность битовой ошибки. Так, при битовом отношении сигнал-шум равном 8,5 дБ (см. рис. 5.6 а) ) вероятность битовой ошибки, полученная при демодуляции после слепого разделения сигналов составляет  $7.502 \cdot 10^{-4}$ , что в 33.3 раза меньше, чем при демодуляции смеси с импульсной помехой равной  $2.5 \cdot 10^{-2}$ .

Сравнение зависимости вероятности битовой ошибки от битового отношения сигнал-шум для сигнала ГММС на выходе алгоритма слепого разделения сигнала SOBI с результатами, полученными при демодуляции сигнала в канале с АБГШ без импульсной помехи от стационарных плазменных двигателей, показывает, что энергетический проигрыш при использовании СРС относительно гауссовского канала составляет порядка 1 дБ (см. рис. 5.6 а)).

На рисунке 5.6 б) энергетический выигрыш от применения слепого разделения в канале с кодом Рида-Соломона достигается при битовом отношении сигнал-шум от 4,5 дБ и более, проигрыш относительно гауссовского канала также не превышает 1 дБ. В целом, кривая вероятности битовой ошибки, полученная при слепом разделении алгоритмом SOBI с кодированием Рида-Соломона, до величины битового отношения сигнал-шум 6,2 дБ имеет

энергетический проигрыш относительно кривой без применения помехоустойчивого кода. Далее, наблюдается выигрыш: например, при величине битового отношения сигнал-шум равном 6,6 дБ вероятность битовой ошибки, полученная при демодуляции разделенного сигнала в канале без СРС составляет  $2.5 \cdot 10^{-2}$ , в то время вероятность битовой ошибки разделенной смеси в канале с кодом Рида-Соломона равна  $2.609 \cdot 10^{-3}$ .

Аналогичные графики зависимости, для величины отношения помеха-сигнал в каналах  $\hat{h}_{\text{пс1}}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{\text{пс2}}^2 = 20$  дБ приведены на рисунке 5.7.

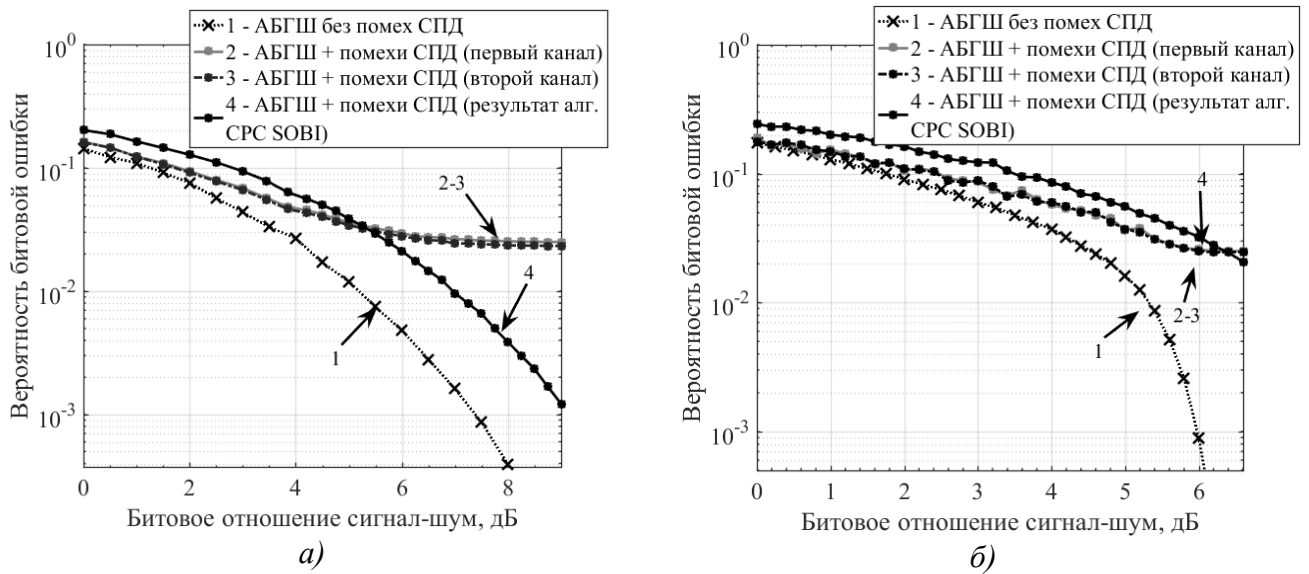


Рисунок 5.7 – Графики зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум для канала с АБГШ и импульсной шумовой помехой без применения помехоустойчивого кода «а») и с использованием кода Рида-Соломона (255,223) «б)»

Из представленных на рис. 5.7 результатов видно, что при сравнении результатов, полученных для ГММС-сигнала с импульсной помехой без слепого разделения, с результатами при применении алгоритма слепого разделения сигналов SOBI при величинах битового отношения сигнал-шум до 6 дБ (на рисунке 5.7 б, с применением кода Рида-Соломона – до 6,2 дБ) наблюдается энергетический проигрыш от использования СРС, который составляет до 1,5 дБ. При увеличении битового отношения сигнал-шум в смесях от 6 дБ и более (на рисунке 5.7 б – от 6,2 дБ и более), наблюдается выигрыш по битовой ошибке. Так, например, при полученных результатах без использования кода Рида-Соломона (рис. 5.7 а) при величине битового отношения сигнал-шум 9 дБ величина выигрыша по битовой ошибке составляет порядка 19 раз.

При сравнении полученных результатов на рисунках 5.6 и 5.7 видно, что для достижения энергетического выигрыша от применения алгоритма SOBI в канале с импульсной



помехой от СПД с  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{nc1}^2 = 20$  дБ требуется большая величина битового отношения сигнал-шум в каналах, чем в случае с импульсной помехой от СПД с  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{nc2}^2 = 30$  дБ: в каналах без помехоустойчивого кодирования при одном и том же значении битового отношения сигнал-шум равном 8 дБ вероятность битовой ошибки, полученная после слепого разделения с  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{nc2}^2 = 30$  дБ составляет  $1.471 \cdot 10^{-3}$ , а после разделения с  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  и  $\hat{h}_{nc2}^2 = 20$  дБ —  $3.861 \cdot 10^{-3}$ . То есть, чем больше различие ОПС в каналах приема, тем большую эффективность показывает СРС.

На рисунке 5.8 представлена серия графиков зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум при фиксированной величине отношения средних мощностей помехи и сигнала в первом канале  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  дБ и величине отношения сигнал-помеха во втором канале ( $\hat{h}_{nc2}^2$ ) в диапазоне 17..35 дБ.

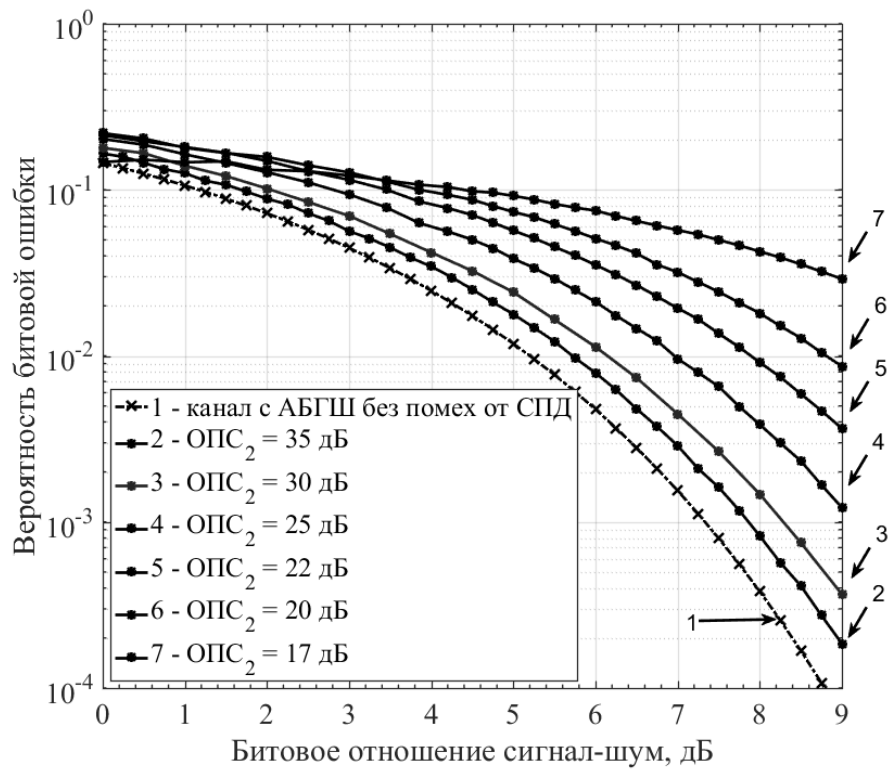


Рисунок 5.8 – Серия графиков зависимости вероятности битовой ошибки от битового отношения сигнал-шум в канале с ГММС-сигналом, импульсной помехой от СПД и тепловыми шумами приемника для величины отношения помеха-сигнал в первом канале  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  и величине отношения сигнал-помеха во втором канале  $\hat{h}_{nc2}^2$  в диапазоне 17..35 дБ

Видно, что с увеличением величины  $\hat{h}_{nc2}^2$  относительно  $\hat{h}_{nc1}^2$  улучшается качество слепого разделения алгоритмом SOBI и, соответственно лучше результат демодуляции: при битовом

отношении сигнал-шум 7 дБ и  $\hat{h}_{nc2}^2 = 17$  дБ вероятность битовой ошибки составляет 0,0572, в то время как при  $\hat{h}_{nc2}^2 = 30$  дБ вероятность битовой ошибки равна  $4.475 \cdot 10^{-3}$ , что приблизительно в 12,78 раз меньше, чем в первом случае.

Серия графиков зависимости выигрыша по битовой ошибке от применения алгоритма SOBI относительно величины битового отношения сигнал-шум в каналах с импульсной помехой и тепловыми шумами без применения помехоустойчивого кодирования при  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{nc2}^2$  в диапазоне 17..35 дБ приведена на рис. 5.9.

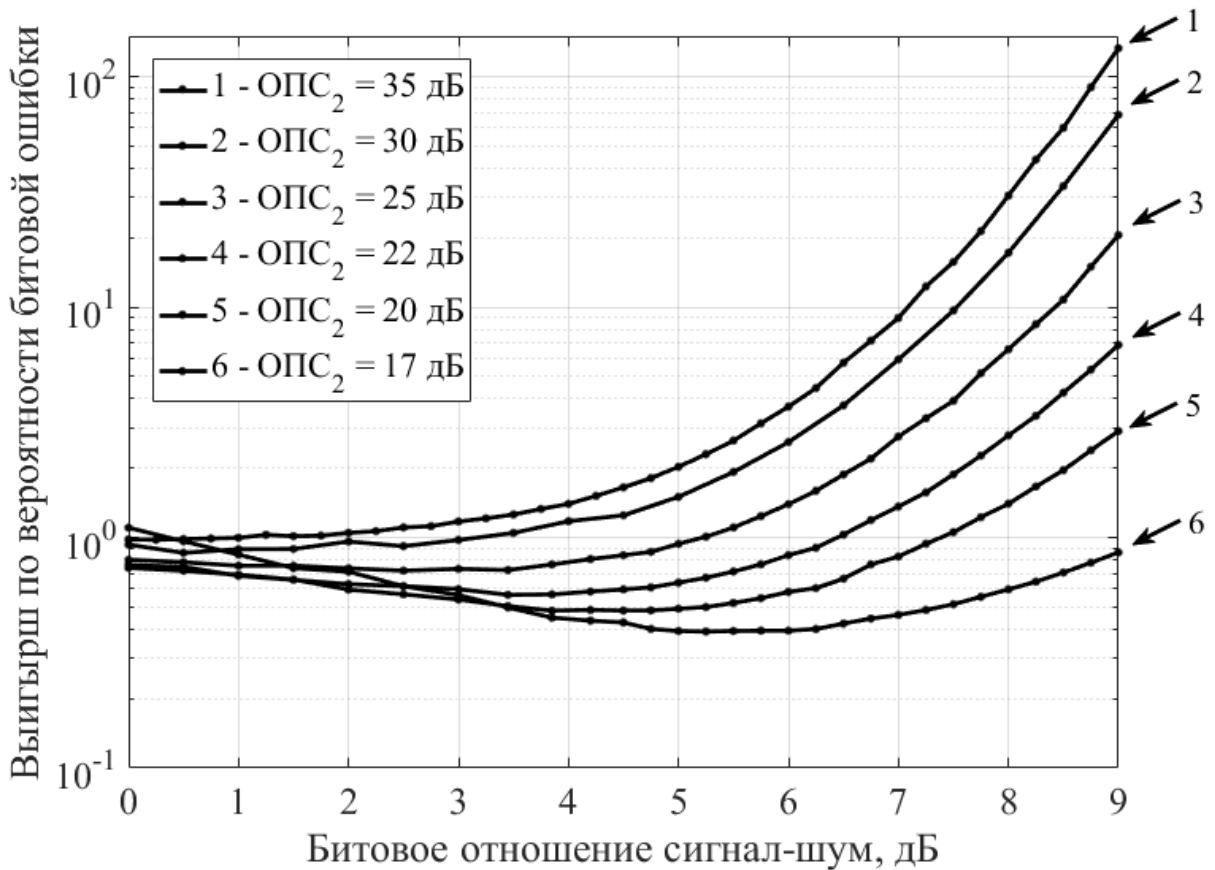


Рисунок 5.9 – Серия графиков зависимости выигрыша по вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале при использовании алгоритма CPC SOBI.

Величины отношения помеха-сигнал в первом канале  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  и величине отношения сигнал-помеха во втором канале  $\hat{h}_{nc2}^2$  в диапазоне 17..35 дБ

Из рис. 5.9 видно, что чем меньше различие уровней отношения помеха-сигнал в принятых смесях  $\Delta \hat{h}_{nc}^2 = \left| \hat{h}_{nc2}^2 - \hat{h}_{nc1}^2 \right|$ , тем большее значение величины битового отношения сигнал-

шум в каналах требуется для достижения выигрыша от применения алгоритма слепого разделения SOBI.

На рис. 5.10 приведена серия графиков зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с тепловыми шумами приемника, помеховым излучением от СПД и помехоустойчивым кодированием кодом Рида-Соломона (255,223) при фиксированной величине  $\hat{h}_{\text{пс1}}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{\text{пс2}}^2$ , находящемся в диапазоне от 15 до 35 дБ.

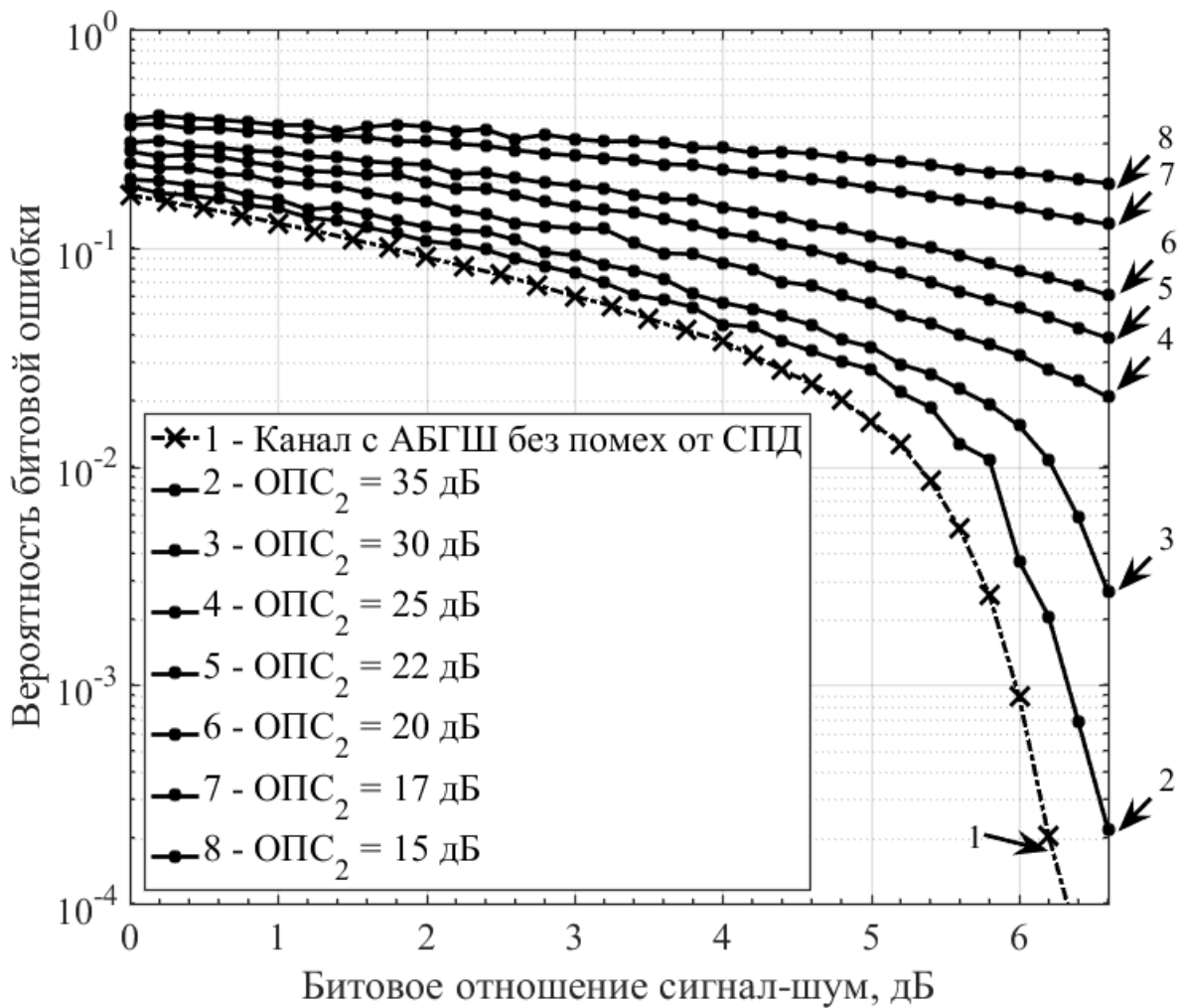


Рисунок 5.10 – Серия графиков зависимости вероятности битовой ошибки от величины битового отношения сигнал-шум в канале с тепловыми шумами приемника, помеховым излучением от СПД и помехоустойчивым кодированием кодом Рида-Соломона (255,223) при фиксированной величине  $\hat{h}_{\text{пс1}}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{\text{пс2}}^2$ , находящемся в диапазоне от 15 до 35 дБ

График зависимости выигрыша по битовой ошибке от величины битового отношения сигнал-шум для фиксированного значения величины  $\hat{h}_{\text{пс1}}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{\text{пс2}}^2$ , находящемся в диапазоне от 15 до 35 дБ приведен на рис. 5.11.

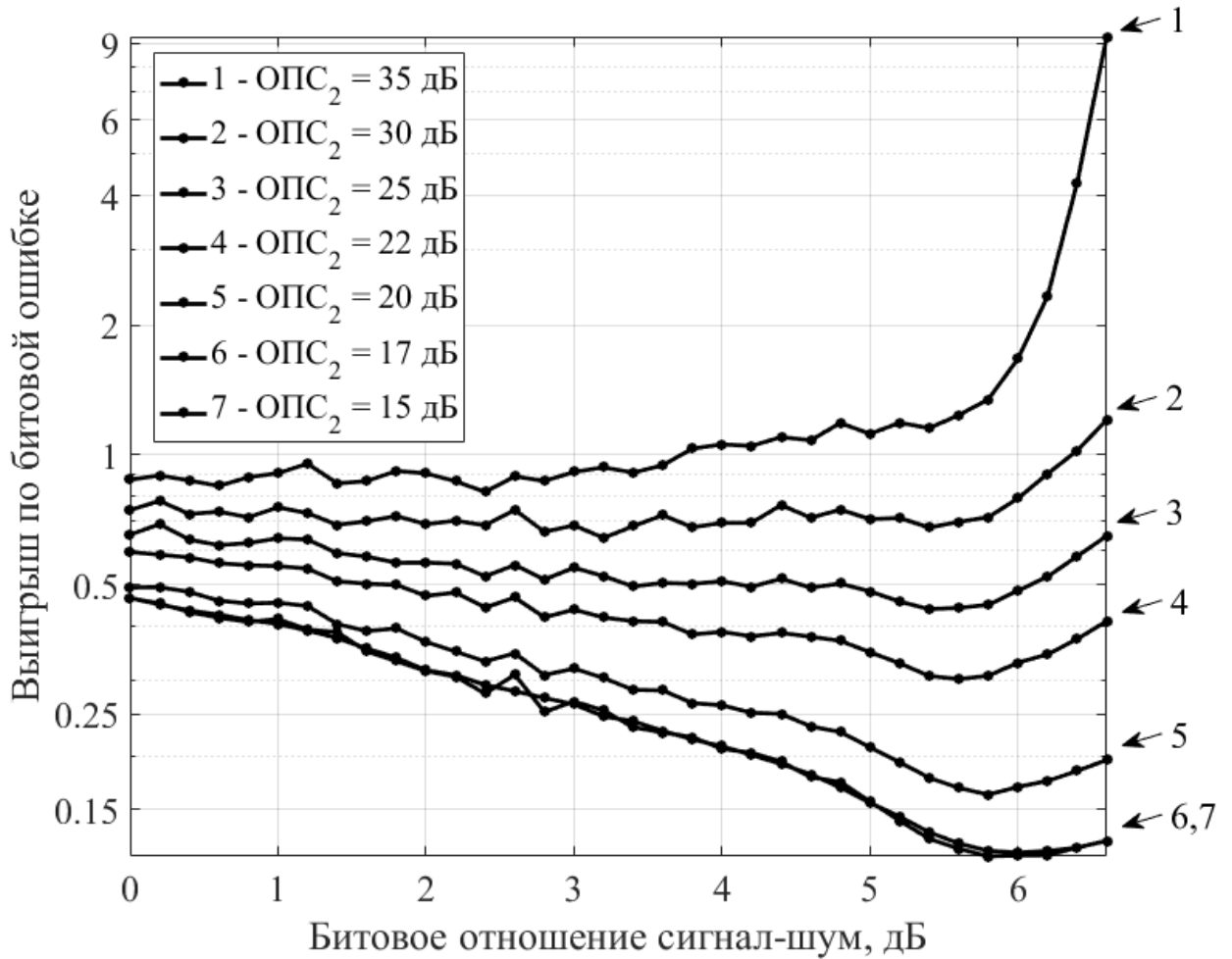


Рисунок 5.11 – Серия графиков зависимости выигрыша по битовой ошибке от величины битового отношения сигнал-шум для фиксированного значения величины  $\hat{h}_{\text{пс1}}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{\text{пс2}}^2$ , находящемся в диапазоне от 15 до 35 дБ

Аналогично рис. 5.9, из рисунка 5.11 видно, что для достижения выигрыша по битовой ошибке при малых величинах битового отношения сигнал-шум требуется, чтобы величины отношения помеха-сигнал  $\hat{h}_{\text{пс1}}^2$  и  $\hat{h}_{\text{пс2}}^2$  в принятых сигналах различались как можно больше: при  $\hat{h}_{\text{пс1}}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{\text{пс2}}^2 = 35$  дБ выигрыш от применения алгоритма SOBI начинает достигаться при битовом отношении сигнал-шум от 3.8 дБ и выше. При сравнении полученных результатов на

рис.13 относительно рис. 5.9 видно, что за счет применения кода Рида-Соломона выигрыш по битовой ошибке достигается при меньших значениях битового отношения сигнал-шум.

В таблице 5.1 приведены результаты сравнения методов слепого разделения сигналов относительно квадратурного компенсатора импульсных помех и «широкая – ограничитель – узкая» при борьбе с импульсными помехами от работы стационарного плазменного двигателя. В качестве метода модуляции используется ФМн-2. В качестве алгоритма СРС используется SOBI. Величины ОПС в каналах при использовании ШОУ и ККИП составляют 0 дБ. Величины ОПС в каналах при использовании SOBI составляют  $\hat{h}_{nc1}^2 = 0$  дБ в первом канале и  $\hat{h}_{nc2}^2 = 15$  дБ во втором. Результаты использования ККИП и ШОУ взяты из [38].

Таблица 5.1

	$E_b / N_0 = 5$ дБ	$E_b / N_0 = 10$ дБ
ШОУ	$7,14 \cdot 10^{-2}$	$1,08 \cdot 10^{-2}$
ККИП	$4,21 \cdot 10^{-2}$	$5,13 \cdot 10^{-3}$
SOBI ( $\hat{h}_{nc2}^2 = 15$ дБ)	$8,15 \cdot 10^{-2}$	$3,92 \cdot 10^{-4}$

Из таблицы 5.1 видно, что при битовом отношении сигнал/шум канале  $E_b / N_0 = 5$  дБ наименьшая вероятность битовой ошибки получена за счет использования квадратурного компенсатора импульсных помех. Далее, в 1,7 раза по вероятности битовой ошибки уступает применение ШОУ и в 1,94 раза использование алгоритма СРС SOBI. Как и было установлено ранее, методы слепого разделения сигналов имеют ограниченную эффективность при малых величинах битового отношения сигнал-шум в каналах.

При битовом отношении сигнал/шум канале  $E_b / N_0 = 10$  дБ алгоритм SOBI показал наименьшую вероятность битовой ошибки, которая в 13,09 меньше результата, полученного с использованием ККИП и в 27,55 раз меньше результата, полученного с применением ШОУ.

### 5.3 Выводы

Проведенный анализ характеристик помехоустойчивости канала передачи командно-программной информации РСДКС с разнесенным приемом на две антенны для протокола физического уровня, соответствующего рекомендациям CCSDS, и модуляционно-кодовой схемы на основе ГММС-сигнала и кода Рида-Соломона (255,223) в условиях тепловых шумов приемника и квазипериодических шумоподобных импульсных помех от СПД показал, что влияние помех от работы ЭРДУ на основе СПД может оказывать существенное влияние на достоверность принимаемой информации и характеризуется следующим:

- При величине средней скважности импульсной помехи  $T = 0.05$ , помехоустойчивый код Рида-Соломона (255,223) в совокупности с перемежением бит при величинах битового отношения сигнал-шум в канале более 6 дБ и  $\hat{h}_{nc}^2 = 10$  дБ, не способен исправить возникшие битовые ошибки. Вероятность битовой ошибки в данном случае перестает уменьшаться при увеличении битового отношения сигнал-шум и составляет примерно 0,025.

- Возможно получение существенного выигрыша по помехоустойчивости благодаря применению методов слепого разделения сигналов. Так для алгоритма SOBI: в канале без помехоустойчивого кодирования при битовом отношении сигнал-шум равном 9 дБ,  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{nc2}^2 = 25$  дБ достигается выигрыш по битовой ошибке равный 20,5 относительно случая демодуляции принятых сигналов без слепого разделения. В канале с кодом Рида-Соломона при битовом отношении сигнал-шум равном 6,6 дБ получен выигрыш в 9,377 раза при сравнении с демодуляцией без слепого разделения при  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{nc2}^2 = 35$  дБ.

- На эффективность борьбы с помехами с использованием слепого разделения сигналов существенно влияют значения величин отношения помеха-сигнал в каналах приема. Так, например, при демодуляции принятых смесей без помехоустойчивого кодирования, при битовом отношении сигнал-шум 8 дБ, фиксированном значении величины  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{nc2}^2 = 30$  дБ наблюдается выигрыш по вероятности битовой ошибки равный 28,9 раз относительно демодуляции сигнала с  $\hat{h}_{nc1}^2 = 10$  дБ и  $\hat{h}_{nc2}^2 = 17$  дБ. Поэтому для эффективного использования методов слепого разделения в радиосистемах дальней космической связи необходимо поддерживать разность отношений помеха-сигнал в каналах приема  $\Delta \hat{h}_{nc}^2$  от 10 дБ и более. Это может быть обеспечено пространственным разнесением антенн относительно положения ЭРДУ на борту космического аппарата.

- При сравнении методов СРС на примере SOBI относительно ККИП и ШОУ при борьбе с импульсными помехами от работы СПД, SOBI позволяет достичь меньшей вероятности битовой ошибки при больших значениях битового отношения сигнал/шум. В условиях низкого битового ОСШ ( $E_b / N_0 = 5$  дБ) SOBI дает наибольшую вероятность битовой ошибки: в 1,94 раза больше относительно ККИП и в 1,14 больше относительно ШОУ. При увеличении битового отношения сигнал-шум до  $E_b / N_0 = 10$  дБ, SOBI показал наименьшую вероятность битовой ошибки: в 13,09 меньше относительно ККИП и в 27,55 меньше относительно ШОУ.

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы в [85; 87]

## **6 Аппаратно-программный комплекс для отработки вариантов технической реализации методов слепого разделения сигналов на программируемой логике.**

Данная глава посвящена вопросам технической реализации аппаратно-программного комплекса для исследования методов слепого разделения сигналов в радиосистемах. Здесь отражены результаты разработки и верификации аппаратно-программного комплекса, а также приведен анализ полученных результатов работы тестового стенда.

Разработанный аппаратно-программный комплекс состоит из формирователя сигнала, многоканального приемника и персонального компьютера. Приёмник основан на использовании концепции программно-определяемого радио и состоит из восьми аналого-цифровых преобразователей, программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) и каскада PCI-Express для передачи данных в ПК для последующей обработки и демодуляции. В работе приведено описание и функциональное назначение каскадов приема и обработки сигналов.

Приведена методология проведения эксперимента с разработанным аппаратно-программным комплексом.

По результатам тестирования даны численные оценки пропускной способности разработанного радиоприемника как в режиме приема непрерывного потока бит, так и в режиме приема импульсных сигналов, которые представляют собой короткие пакеты информации с фиксированным периодом следования посылок. Приведены варианты изменения текущей технической реализации многоканального приемника с методами слепого разделения сигналов на программируемой логике с целью повышения пропускной способности каналов связи в условиях воздействия импульсных помех.

Полученные результаты свидетельствуют о корректной работоспособности разработанных имитационных моделей и, как следствие, подтверждают возможность применения алгоритмов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами в радиосистемах с различными модуляционно-кодowymi схемами.

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы автором в [88–95].

## 6.1 Аппаратно-программный комплекс для исследования алгоритмов слепого разделения сигналов

### 6.1.1 Постановка задачи

С целью практической верификации разработанных имитационных моделей каналов связи с различными модуляционно-кодowymi схемами при воздействии импульсных помех различной формы и скважности, была поставлена задача разработки аппаратно-программного комплекса для исследования методов слепого разделения сигналов в радиосистемах. Разрабатываемый аппаратно-программный комплекс должен иметь от двух каналов разнесенного приема. Величина динамического диапазона обрабатываемых сигналов должна быть такой, чтобы обеспечить возможность приема сигналов при величинах отношения помеха-сигнал от 30 и более дБ. Особых требований к ширине полосы принимаемых сигналов не предъявлялось. Должна быть предусмотрена возможность применения различных алгоритмов слепого разделения сигналов для сравнения полученных результатов по качеству приема в условиях воздействия импульсных помех.

### 6.1.2 Блок-схема и описание аппаратно-программного комплекса

Упрощенная блок-схема разработанного аппаратно-программного комплекса для исследования методов слепого разделения сигналов приведена на рисунке 6.1:

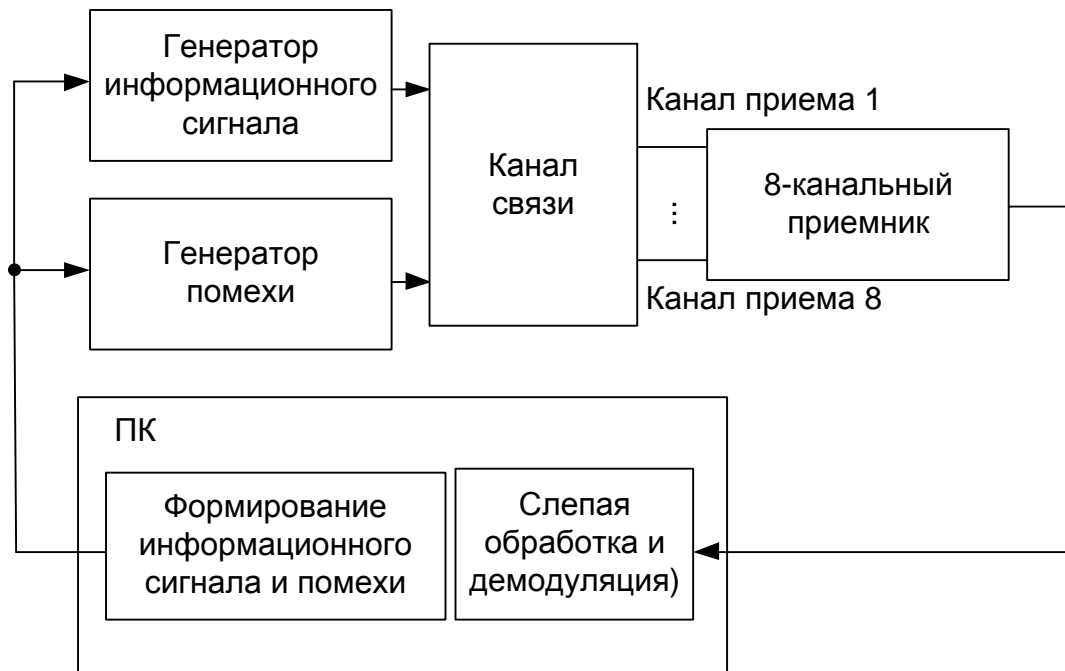


Рисунок 6.1 — Упрощённая блок-схема аппаратно-программного комплекса



Разработанный аппаратно-программный комплекс включает в себя формирователь информационного сигнала, формирователь помехи, 8-канальный приемник и управляющий персональный компьютер. Генераторы сигналов не зависят друг от друга и не тактируются от общего задающего генератора.

Блок-схема пошагового алгоритма работы аппаратно-программного комплекса приведена на рисунке 6.2:

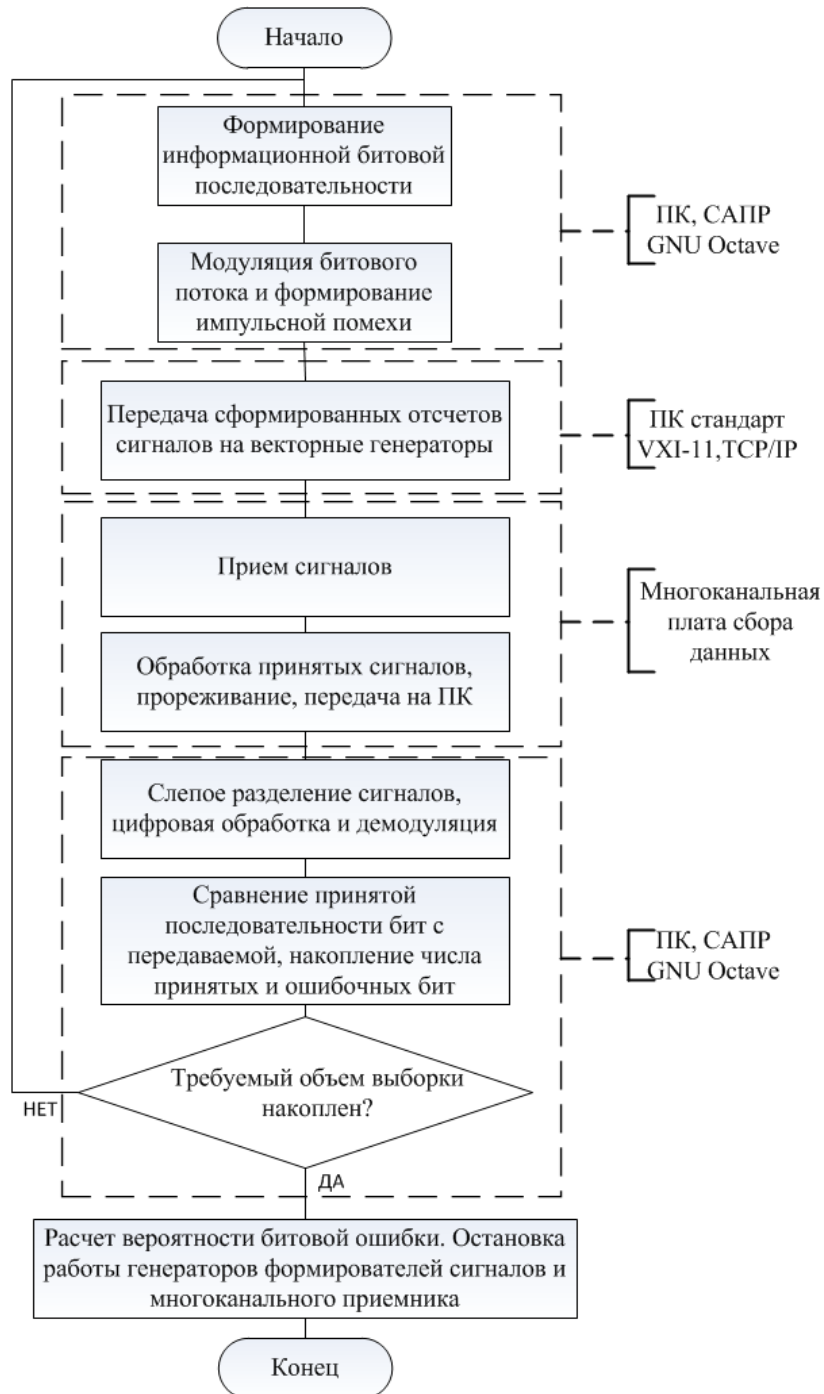


Рисунок 6.2 — Блок-схема алгоритма работы аппаратно-программного комплекса для исследования алгоритмов слепого разделения сигналов

Управление процессом тестирования и формирование комплексных сигналов для генераторов осуществляется в САПР GNU Octave.

В качестве формирователя информационных сигналов в разработанном аппаратно-программном тестовом комплексе применяется векторный генератор сигналов Keysight (Agilent) N5182A, получающий данные и команды управления с персонального компьютера через стек протоколов TCP/IP посредством стандарта VXI-11[96]. Данный векторный генератор обладает широким спектром возможностей [97; 98], основные из которых приведены далее:

- Диапазон частот: от 100 кГц до 3 ГГц;
- Выходная мощность: от -110 дБм до +13 дБм;
- Ширина полосы формируемых сигналов: до 100 МГц;
- Разрядность АЦП: 16 бит;
- Максимальный объем памяти для хранения сигналов произвольной формы: до 64 Мвыборок;
- Режимы запуска: однократный, непрерывный, от внешнего генератора импульсов.

В качестве формирователя помехи используется векторный генератор сигналов фирмы Keysight (Agilent) N5182B [99]. Данный генератор принципиально схож с генератором N5182A, используемым для формирования полезного сигнала, но обладает расширенными возможностями (за счет выбранных опций), такими как:

- Диапазон частот: от 100 кГц до 6 ГГц;
- Максимальный объем памяти для хранения сигналов произвольной формы: до 100 Мвыборок.

Имеется возможность добавления дополнительных источников сигналов или помех путём одновременного подключения к управляющему компьютеру нескольких генераторов с синхронизацией посредством внешнего тактового генератора.

На рисунке 6.3 приведена блок-схема алгоритма конфигурации генераторов формирователей сигнала и импульсной помехи.

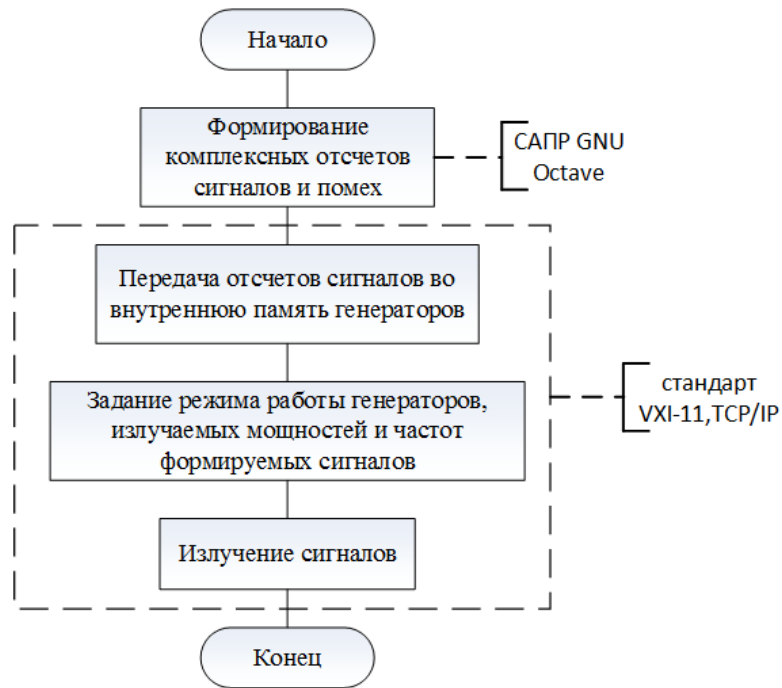


Рисунок 6.3 — Блок-схема алгоритма конфигурации генераторов формирователей полезного сигнала и импульсной помехи

Для захвата сигналов с генераторов требовалась разработка многоканального когерентного приемника с возможностью управления и гибкой реконфигурации.

Разработанный приемник использует концепцию программно-определяемой радиосистемы (SDR — Software Defined Radio) [94] и состоит из восьми аналого-цифровых преобразователей, программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) от Artix 7 200T от Xilinx и слот PCI-Express Gen 2.0 x4 для высокоскоростной передачи данных на управляющий ПК для последующей обработки и демодуляции. На рисунке 6.4 изображена плата, на базе которой был разработан приемник.

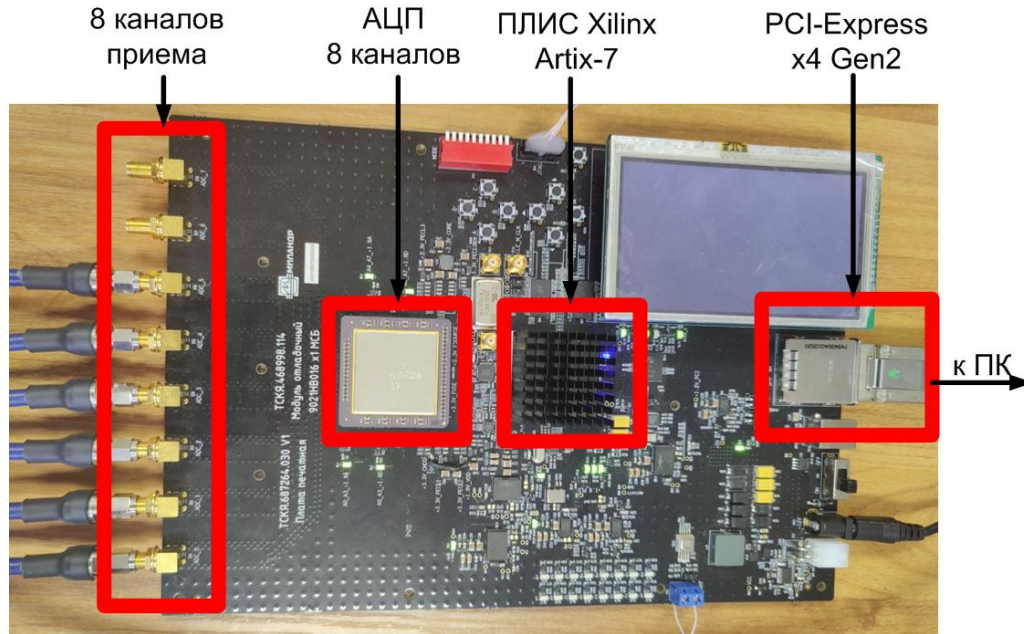


Рисунок 6.4 — Отладочная плата с АЦП, ПЛИС и каскадом PCI-Express

На отладочной плате установлена микросборка 9021НВ016 фирмы МИДАНДР из 8 высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей 5101НВ01Н4 [100]. Основные параметры данной микросборки приведены далее:

- Количество аналого-цифровых преобразователей: 8;
- Разрядность аналого-цифровых преобразователей: 14 бит;
- Частота выборки АЦП: от 15 до 125 МГц.

Применение данной микросборки позволяет осуществлять когерентный прием до 8 сигналов с частотой дискретизации до 125 МГц. Для поставленной исследовательской задачи данная частота дискретизации является избыточной, поскольку исследуется сама возможность применения алгоритмов слепого разделения сигналов в радиосистемах. Для апробации методов слепой обработки сигналов использовались сигналы со скоростями до 10000 бит/с. Ширина полосы частот излучаемых сигналов на выходе формирователей сигнала и импульсной помехи не превышает 62,5 кГц, поэтому в проекте применяются цифровые фильтры нижних частот (ФНЧ) с последующим прореживанием (децимацией) сигналов на выходе ФНЧ. Таким образом, можно повысить динамический диапазон полезного сигнала, принимаемого многоканальным приемником.

Теоретическое значение величины отношения сигнал-шум квантования сигнала (в децибелах) в полной разрядной сетке на выходе идеального АЦП разрядностью  $N$  бит приведено на формуле 6.1:

$$SNR = 6.02 \cdot N + 1.76 \text{ дБ}, \quad (6.1)$$

Где SNR – отношение сигнал-шум квантования на выходе аналого-цифрового преобразователя;  $N$  – разрядность АЦП.

В случае, когда ширина полосы принимаемого сигнала, согласно теореме Котельникова, меньше половины частоты дискретизации АЦП (или равна), значение SNR можно увеличить благодаря цифровой обработке сигналов на выходе АЦП используя прореживание и фильтрацию, уменьшая при этом энергию шума квантования. Значение отношения сигнал-шум квантования в данном случае будет составлять:

$$SNR = 6.02 \cdot N + 1.76 \text{ дБ} + 10 \lg\left(\frac{f_{s \text{ АЦП}}}{f_{s \text{ ЦОС}}}\right), \quad (6.2)$$

Где:

$f_{s \text{ АЦП}}$  – частота дискретизации сигнала на выходе АЦП,

$f_{s \text{ ЦОС}}$  – частота дискретизации сигнала после цифровой обработки (ФНЧ и прореживанием)

Частота дискретизации сигналов на выходе многоканального приемника в аппаратно-программном комплексе была задана равной 125 кГц. Соответственно, сигнал с частотой дискретизации 125 МГц на выходе АЦП можно проредить в 1000 раз, что позволит увеличить теоретическое значение отношения сигнал-шум квантования на 30 дБ с 86,04 дБ до 116,04 дБ, что в свою очередь повышает динамический диапазон принимаемых сигналов.

Для управления АЦП и PCI-Express, а также осуществления цифровой обработки сигналов на ПЛИС, был подготовлен файл конфигурации ПЛИС из разработанного проекта в САПР Xilinx Vivado 2019.1. Упрощенная блок-схема проекта приведена на рисунке 6.5:

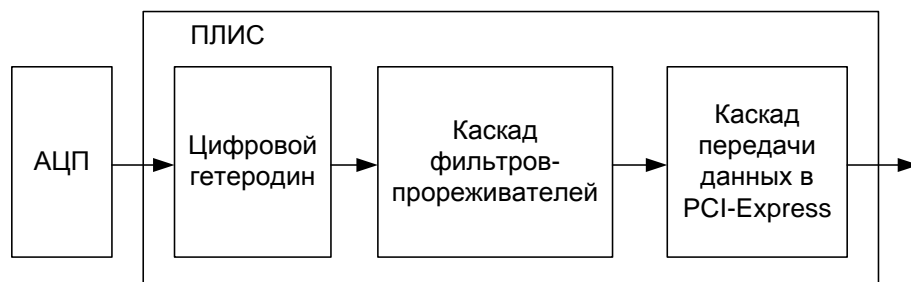


Рисунок 6.5 — Упрощенная блок-схема каскадов ЦОС расположенных на отладочной плате

14-битовый сигнал с выхода АЦП поступает на ПЛИС для последующей цифровой обработки: фильтрации и прореживания. Для последующей обработки сигнал передается на ПК через высокоскоростной порт PCI-Express.

Каскады обработки сигнала на ПК приведены на рисунке 6.6:

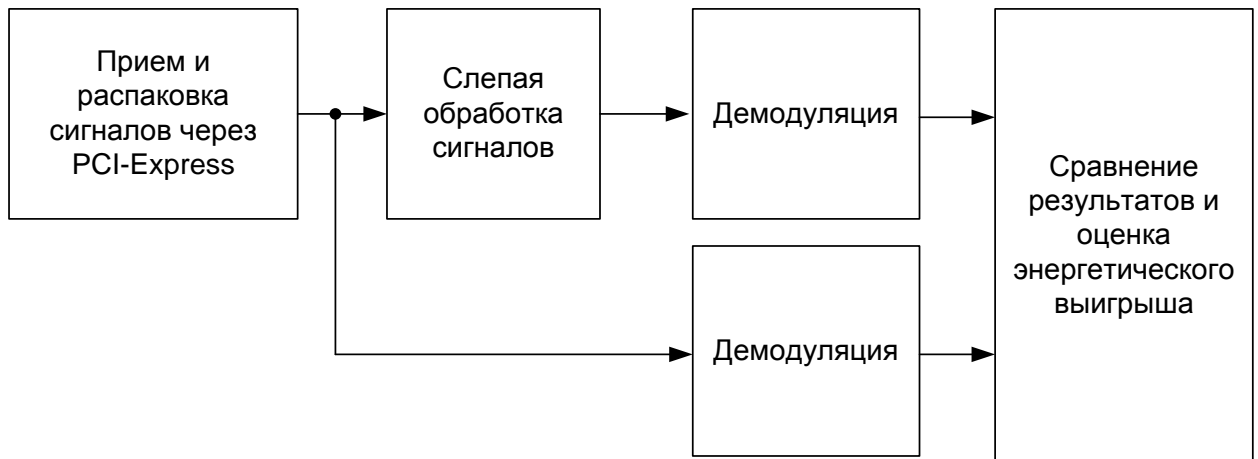


Рисунок 6.6 — Блок-схема каскадов обработки принятых сигналов на ПК

В таблице 6.1 приведены значения используемых ресурсов ПЛИС Xilinx Artix-7 A200T при разработке файла конфигурации:

Таблица 6.1 – Объем используемых ресурсов ПЛИС Xilinx Artix-7 AT200T, задействованных при разработке проекта

	Доступно в Xilinx A7200T	Используется в проекте
Блоки LUT	134600	47558 (35,33%)
Flip-Flops	269200	81203(30,16%)
Блочная память	365	116 (31,78%)
Блоки DSP-48	740	483 (65,27%)

На ПК осуществляется прием сигнала, его предварительная обработка и слепая обработка с применением алгоритмов слепого разделения сигналов. Были рассмотрены алгоритмы SOBI, AMUSE и c-FastICA, но все результаты далее приведены для алгоритма CPC SOBI. Данный алгоритмы показал хорошие результаты при малом времени, затрачиваемом на обработку [75; 89]. Производится оценка отношений сигнал-шум и помеха-сигнал в каналах. Сигналы, полученные в результате слепой обработки, сравниваются с исходными сигналами,



проводится идентификация информационного сигнала и его демодуляция с последующей оценкой энергетического выигрыша от применения алгоритма слепой обработки.

### 6.1.3 Планирование эксперимента аппаратно-программного комплекса

Эксперимент с разработанным аппаратно-программным тестовым комплексом проводился в безэховой камере, предназначенной для диапазона частот 400 МГц – 433 МГц (см. рисунок 6.7).

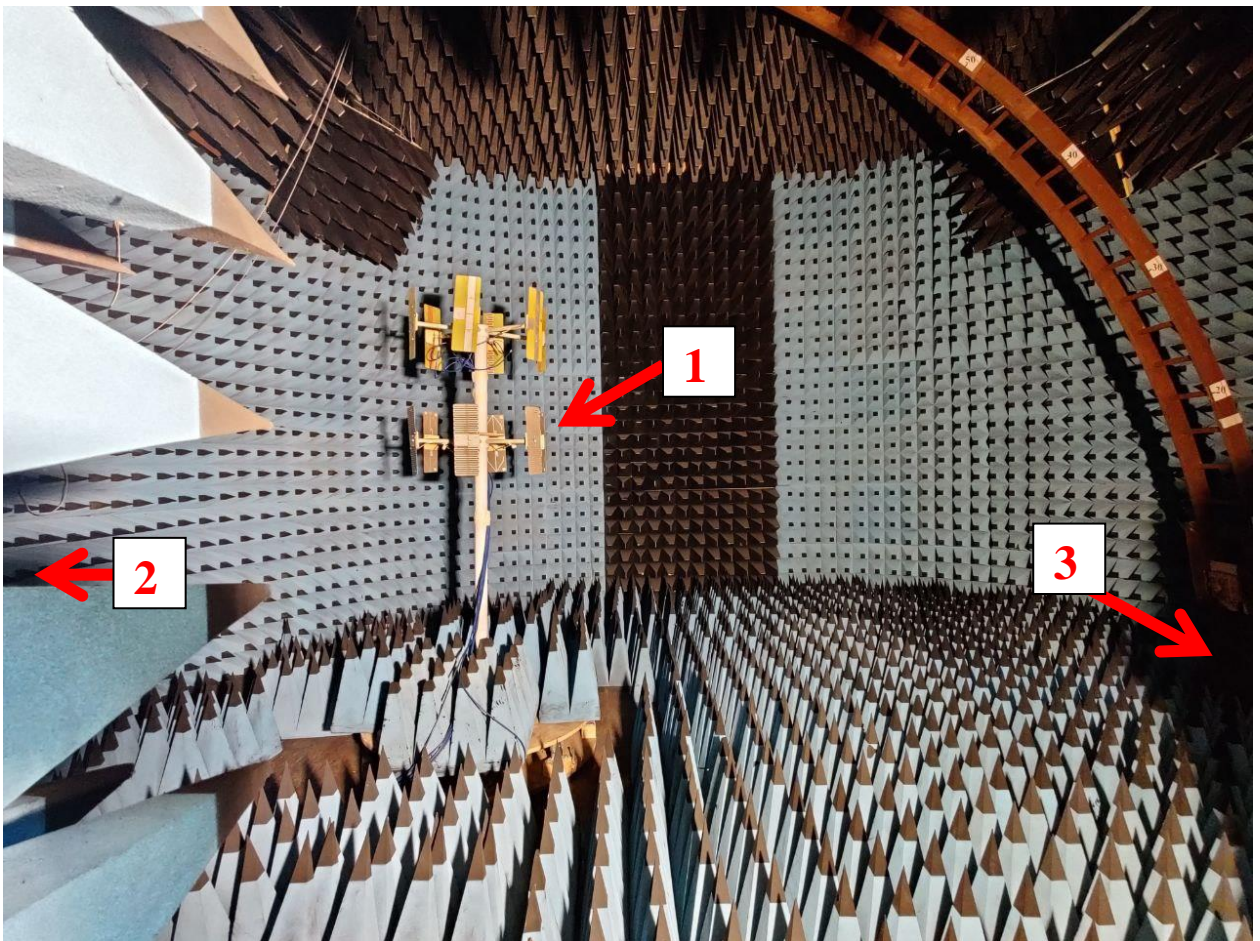


Рисунок 6.7 — Безэховая камера для диапазона частот 400 МГц – 433 МГц, используемая для проведения эксперимента. Вид на антенную сборку.

На рисунке 6.7 отмечены цифрами следующие обозначения:

- 1 – Антенная сборка для приема сигналов многоканальным приемником.
- 2 – Передающая антенна генератора формирователя импульсных помех.
- 3 – Передающая антенна генератора формирователя полезного сигнала.

На рисунке 6.8 изображен другой ракурс с видом на антенну генератора формирователя полезного сигнала.



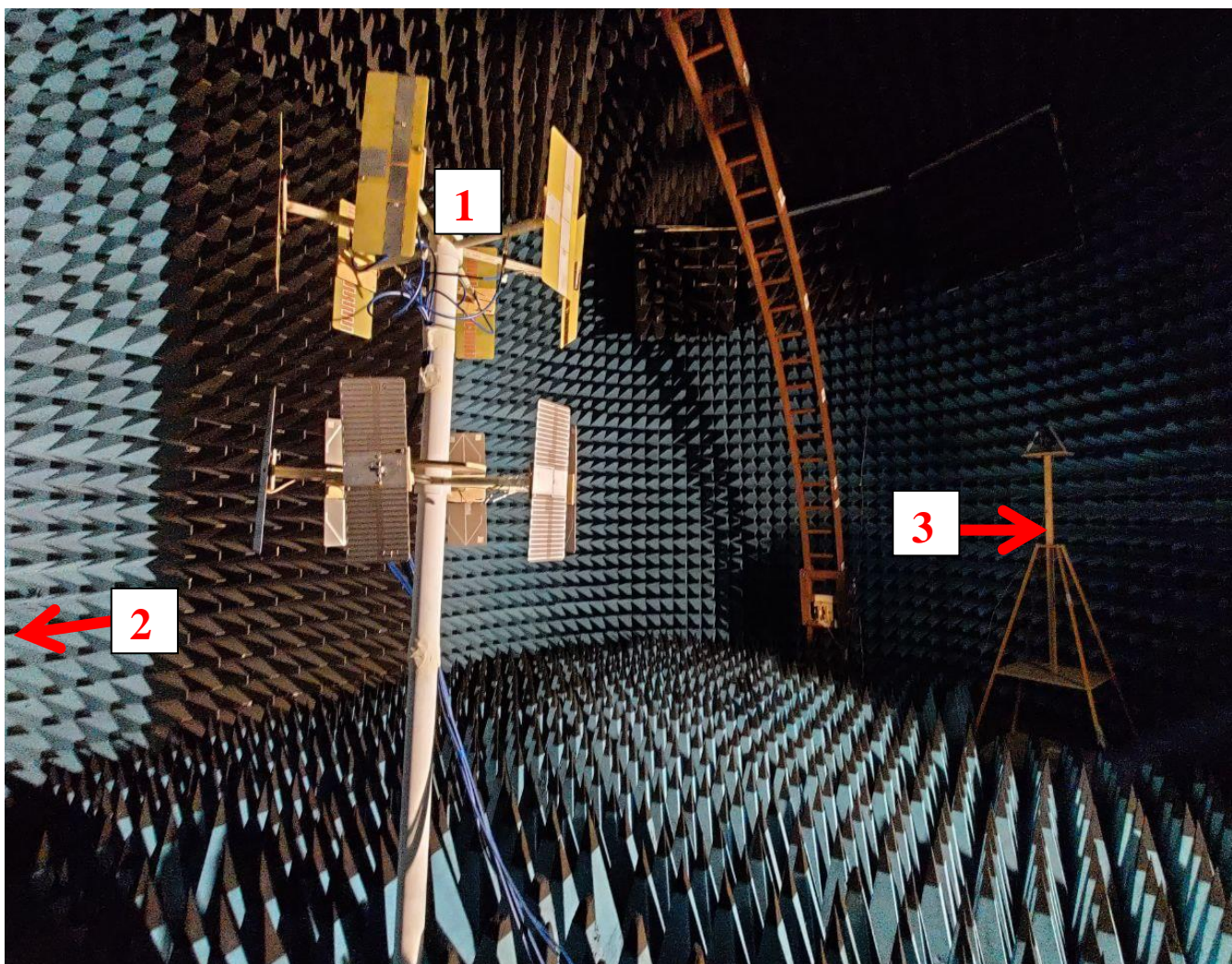


Рисунок 6.8 — Безэховая камера для диапазона частот 400 МГц – 433 МГц, используемая для проведения эксперимента. Вид на антенную сборку

Для проведения эксперимента были выбраны следующие характеристики:

Тип модуляции: ФМн-2.

Режимы передачи информационного сигнала: непрерывный и импульсный.

Длительность информационного сигнала в импульсном режиме передачи: 520 мс.

Информационная скорость передачи: 400 бит/с.

Для излучения генератором формирователя помех были подготовлены помеховые сигналы следующих форм:

- Импульсная помеха с заполнением сигналом линейной частотной модуляции (ЛЧМ).
- Импульсная широкополосная помеха.
- Импульсная помеха, представляющая собой сигнал ФМн-2.



Для более качественного сравнения полученных результатов, были установлены одинаковые скважности всех импульсных помех, а также периоды их повторения.

Мощности излучаемых генераторами сигналов были заданы таким образом, чтобы на приемной стороне средняя мощность импульсной помехи в десятки раз превышала среднюю мощность информационного сигнала. После обработки принятых сигналов проводится сравнение демодулированных сигналов без прохождения через алгоритмы слепой обработки с сигналами, которые были демодулированы после прохождения через алгоритм SOBI.

#### 6.1.4 Анализ полученных результатов работы аппаратно-программного комплекса

Далее приводятся спектральные плотности мощности и эюры сигналов, формируемые генераторами формирования полезного сигнала и импульсной помехи.

Первым вариантом тестовых сигналов для верификации являлись сигнал ФМн-2 и импульсная помеха, представляющая собой сигнал ЛЧМ.

На рисунке 6.9 приведены нормированные спектральные плотности мощности (СПМ) сигнала ФМн-2 (оранжевая кривая) и сигнала ЛЧМ (синяя кривая)

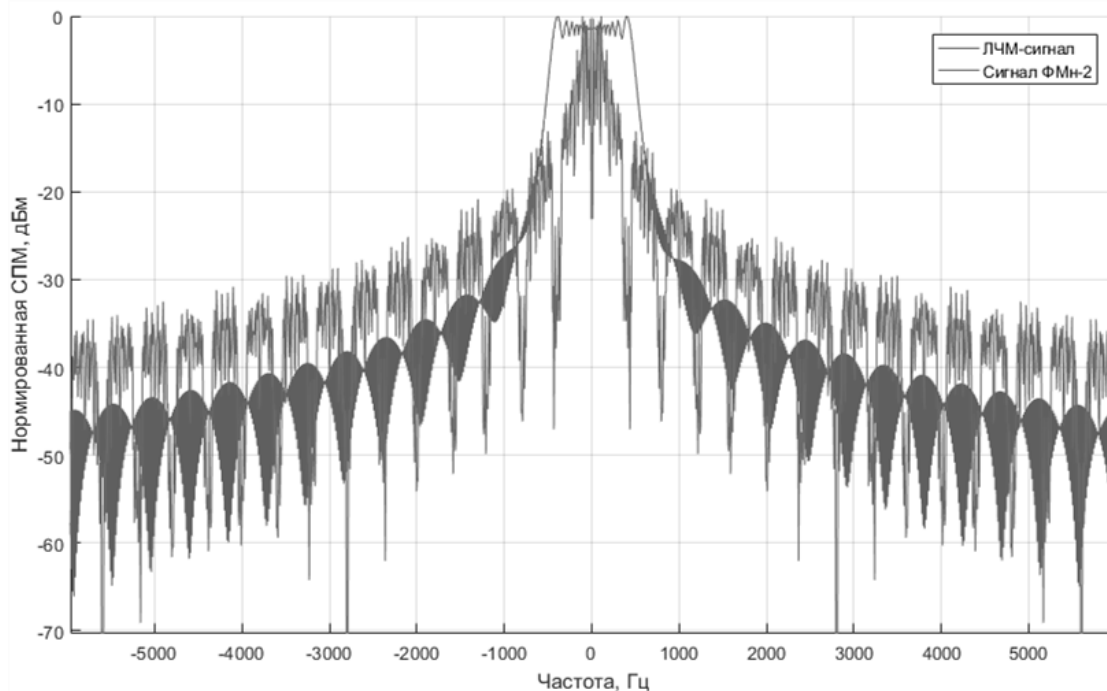


Рисунок 6.9 — Графики нормированных СПМ сигнала ФМн-2 и импульсной помехи

На рисунке 6.10 и 6.11 приведены эюры сигналов формируемого сигнала ФМн-2 (на нулевой частоте) и импульсной помехой с заполнением гармоническим сигналом с линейно

частотной модуляцией, результат их сложения и битовая ошибка, полученная при демодуляции сформированных сигналов без их прохождения через радиоканал.

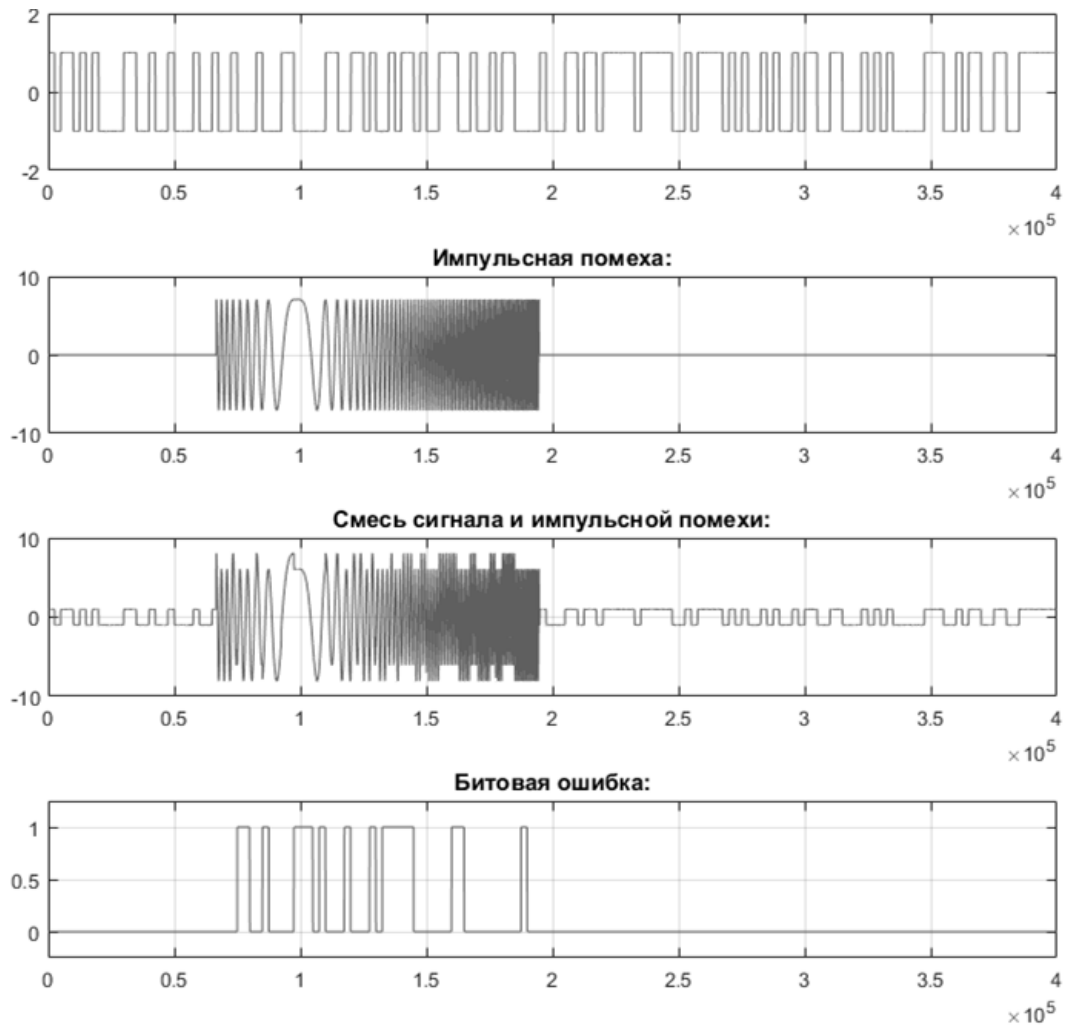


Рисунок 6.10 — Эпюры сигналов, полученные при верификации аппаратно-программного комплекса сигналом ФМН-2 и импульсной помехой с заполнением гармоническим сигналом с линейно-частотной модуляцией без слепой обработки принятых сигналов

При сравнении демодулированных принятых сигналов без предварительной слепой обработки с исходными, наблюдаются битовые ошибки, связанные с наличием импульсной помехи.

При демодуляции того же самого сигнала на рисунке 6.11, но прошедшего через алгоритм слепой обработки SOBI, были получены следующие результаты:

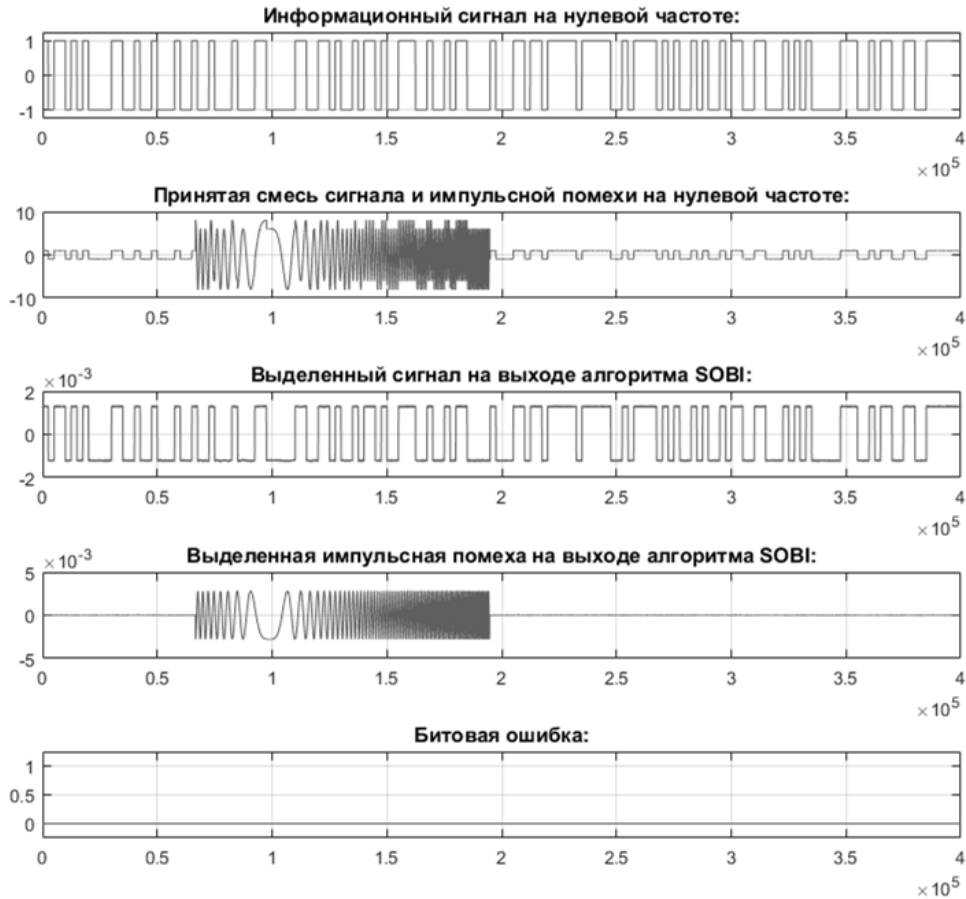


Рисунок 6.11 — Эпюры сигналов, полученные при верификации аппаратно-программного комплекса сигналом ФМн-2 и импульсной помехой с заполнением гармоническим сигналом с линейно-частотной модуляцией с применением алгоритма SOBI для разделения импульсной помехи.

Как видно из рисунка, после прохождения входных смесей через алгоритм SOBI были получены разделенные сигнал ФМн-2 и импульсная помеха. При демодуляции выделенного сигнала ФМн-2 битовые ошибки отсутствуют.

Аналогичные результаты были получены при демодуляции сигналов ФМн-2 в смеси с широкополосной импульсной помехой, а также с импульсной помехой, которая представляет собой сигнал ФМн-2, передающей случайный поток бит с большей скоростью передачи (1000 бит/с).

Широкополосный сигнал был сформирован в результате фильтрации случайной последовательности с нормальным законом распределения фильтром нижних частот с полосой пропускания 7 кГц и полосой подавления 11 кГц.

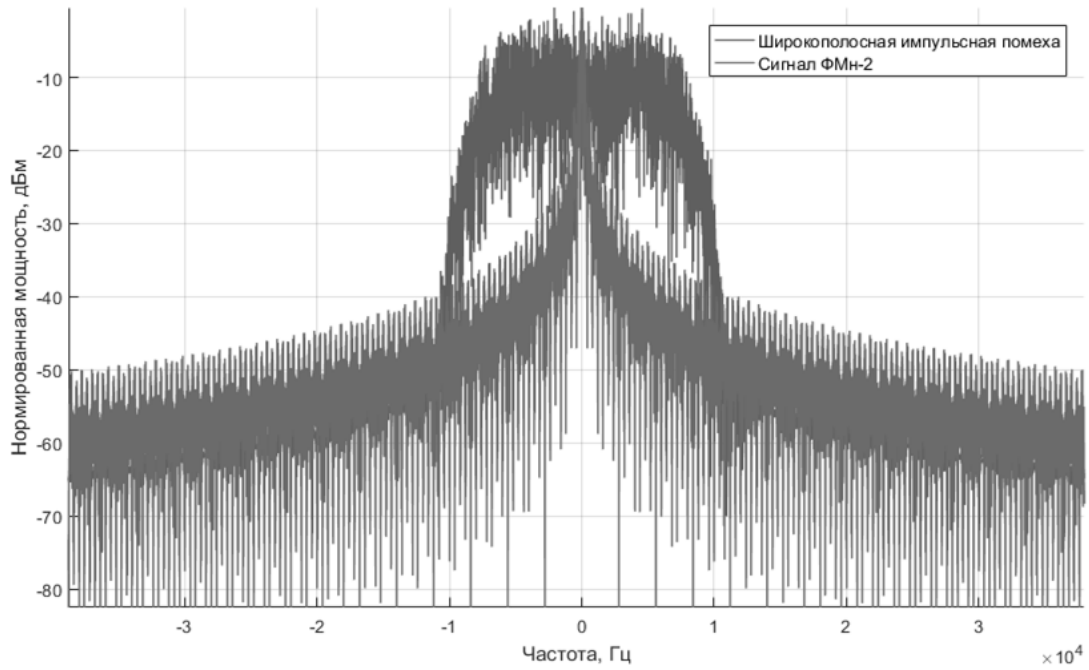


Рисунок 6.12 — Нормированные СПМ сигнала и импульсной помехи.

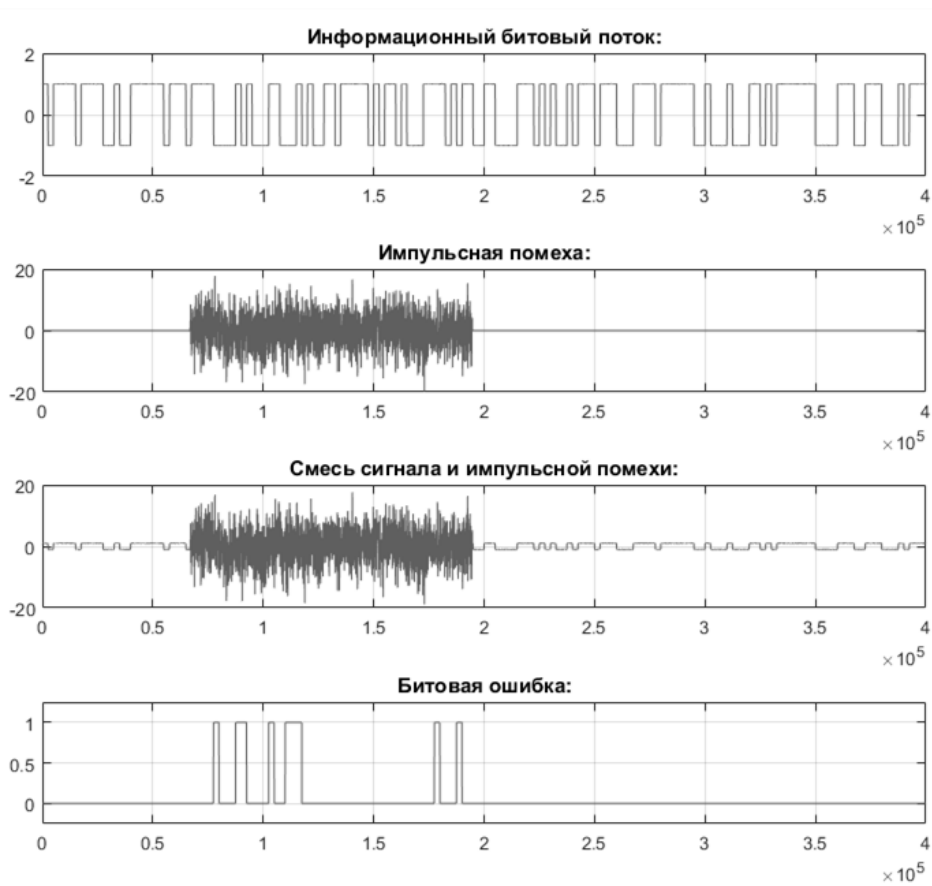


Рисунок 6.13 — Эпюры сигналов, полученные при верификации аппаратно-программного комплекса сигналом ФМн-2 и широкополосной импульсной помехой без слепой обработки принятых сигналов.

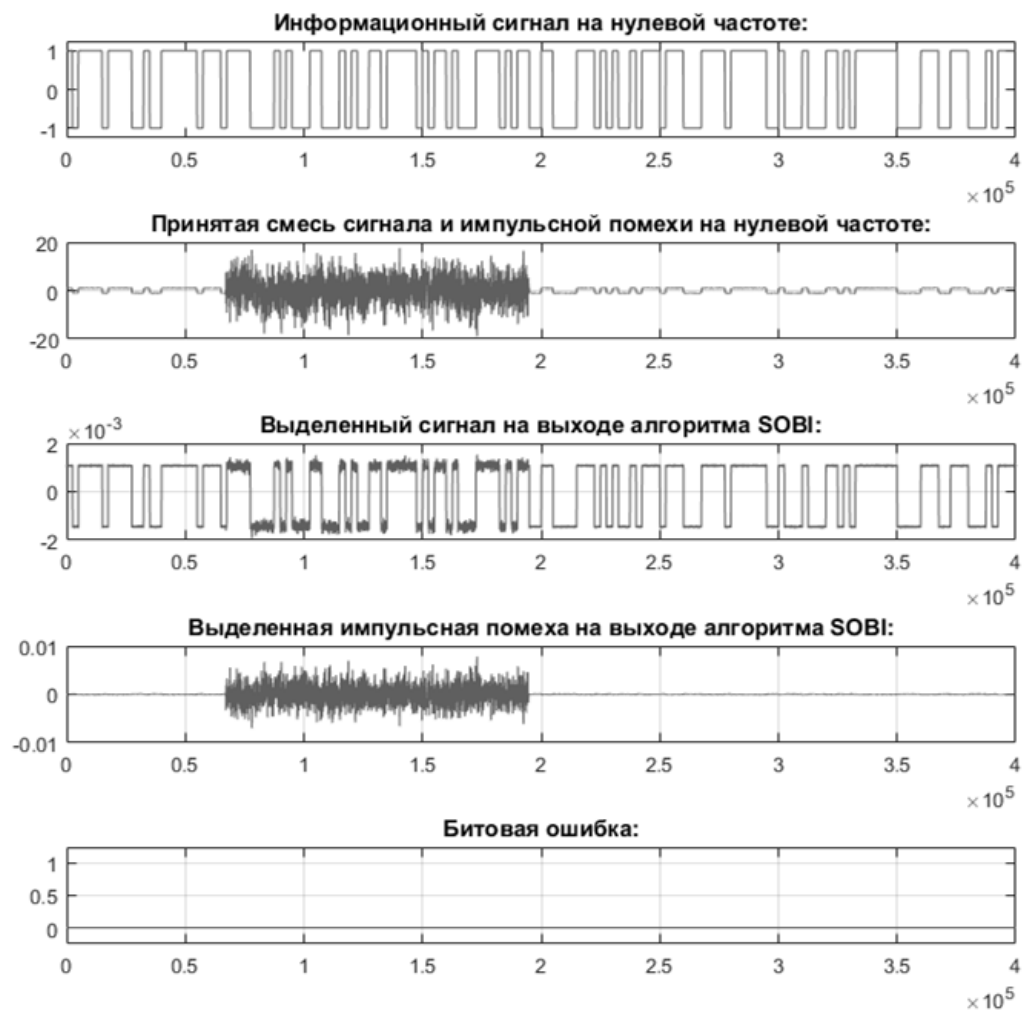


Рисунок 6.14 — Эпюры сигналов, полученные при верификации аппаратно-программного комплекса сигналом ФМн-2 и шумовой импульсной помехой со слепой обработкой алгоритмом SOBI

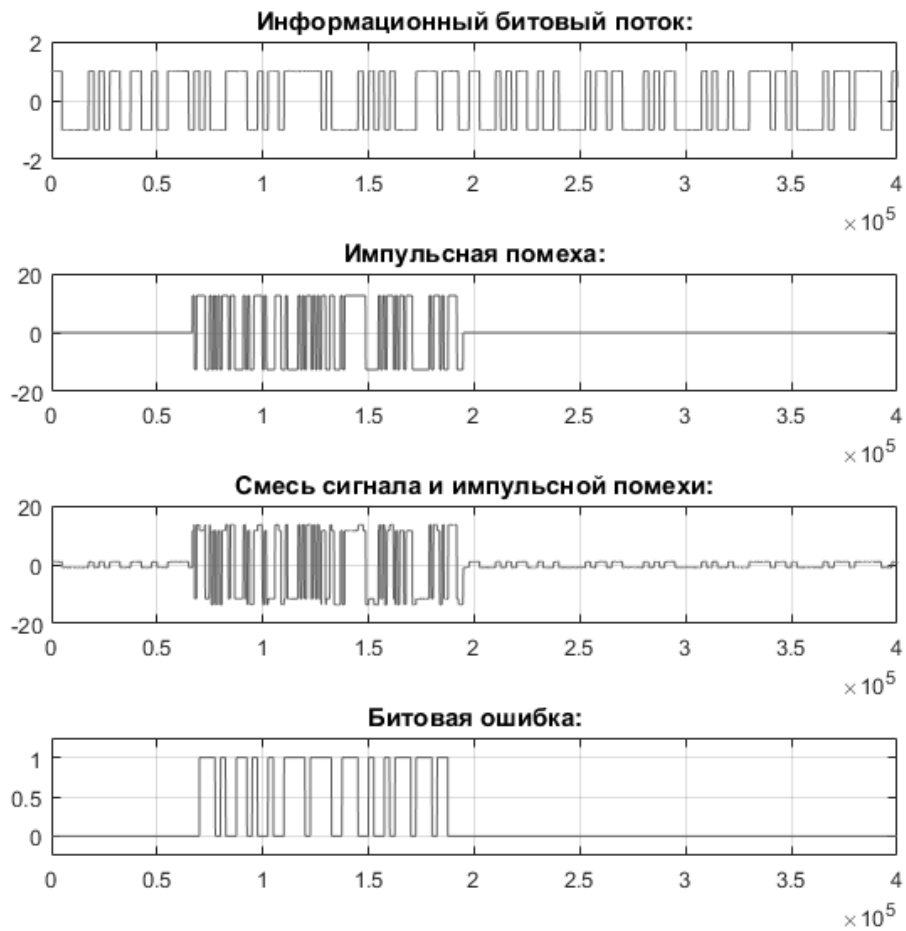


Рисунок 6.15 — Эюры сигналов, полученные при верификации аппаратно-программного комплекса сигналом ФМн-2 и шумовой импульсной помехой без слепой обработки принятых сигналов

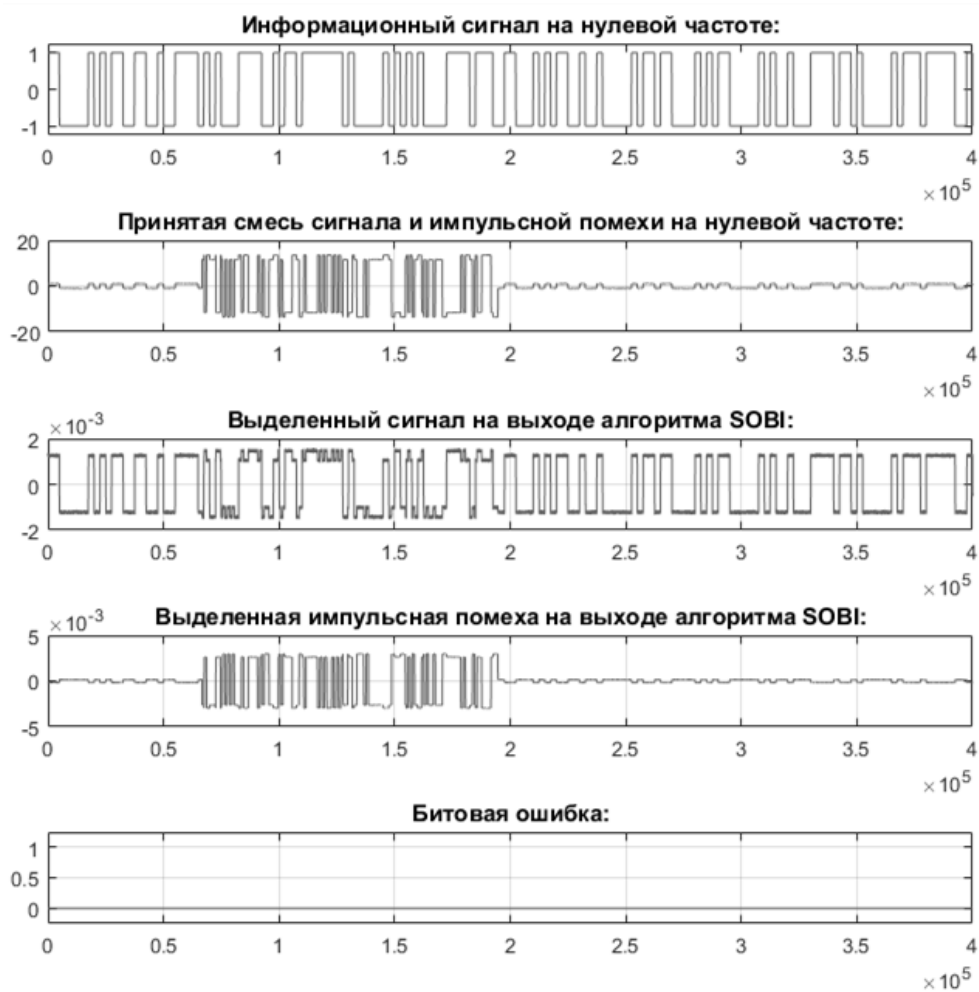


Рисунок 6.16 — Эюры сигналов, полученные при верификации аппаратно-программного комплекса сигналом ФМн-2 и структурноподобной импульсной помехой без слепой обработки принятых сигналов

Далее приведены результаты сравнения работы аппаратно-программного комплекса и имитационной модели.

## 6.2 Сравнение полученных результатов с результатами имитационного моделирования

На рис. 6.17 приведен пример сравнения результатов работы имитационной модели с аналогичными результатами, полученными при использовании аппаратно-программного комплекса. В качестве полезного сигнала использовался сигнал ФМн-4. В качестве помехи - импульсная шумовая помеха с коэффициентом заполнения 0,0075. Отношения помеха-сигнал в каналах приёма равны 10 дБ и 17 дБ соответственно.

Стрелками «4» и «5» на рис. 6.17 обозначены результаты, полученные с использованием аппаратно-программного комплекса для величин битового отношения сигнал-шум в каналах 9 дБ, 11 дБ и 13,25 дБ, для случаев, когда СРС не использовалось («4»), и когда использовался

алгоритм CPC SOBI («5»). Значения вероятностей битовой ошибки, полученные с использованием аппаратно-программного комплекса отличаются от результатов имитационного моделирования не более чем на 15%, что может быть связано, например, с неидеальностью реализации систем синхронизации в цифровом приемнике. В целом результаты, полученные с использованием аппаратно-программного комплекса, подтверждают результаты, полученные с использованием имитационного моделирования.

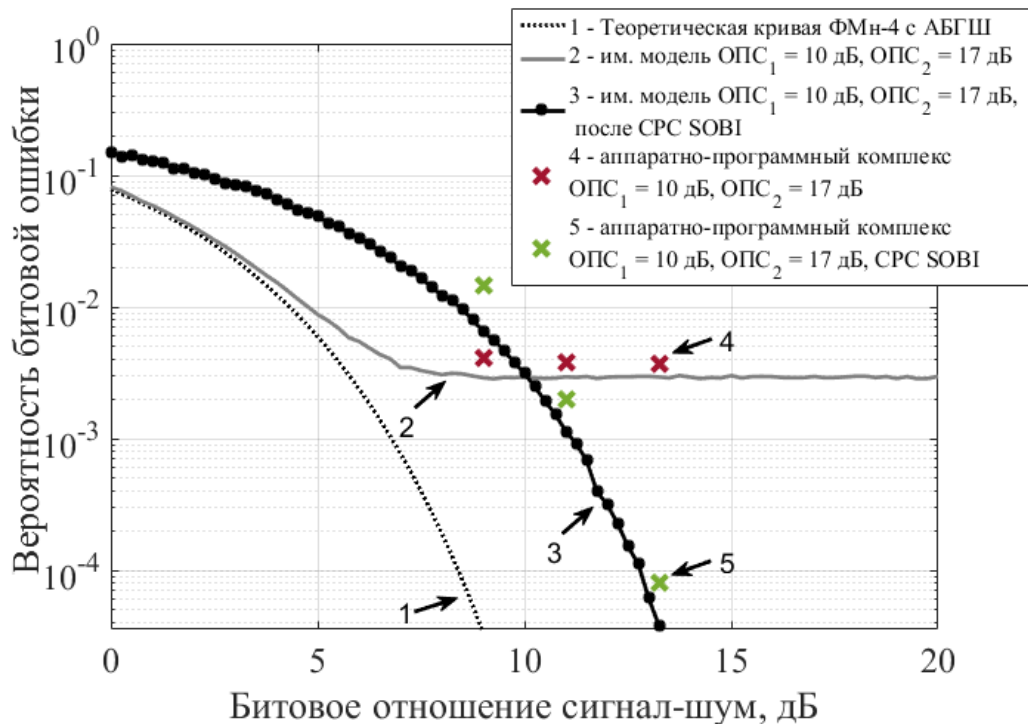


Рисунок 6.17 – Сравнение результатов имитационного моделирования с результатами, полученными на аппаратно-программном комплексе

Далее приведены результаты по оценке пропускной способности разработанного аппаратно-программного комплекса при работе в режиме реального времени.

### 6.3 Оценка пропускной способности аппаратно-программного комплекса при работе в режиме реального времени

Обработка сигналов в реальном времени рассчитывается для максимальной скорости передачи данных, которая зависит от максимальной задержки сигнала при его обработке в цифровом приемнике.

По причине того, что вся цифровая обработка сигнала на ПЛИС происходит достаточно быстро, ограничением максимальной скорости передачи информации на ПЛИС является



пропускная способность канала, равная 125 Мсэмплов/с. Подобная полоса пропускания является избыточной для рассматриваемых пропускных способностях каналов и к тому же потребует больших вычислительных ресурсов при обработке большого числа отсчетов на один информационный бит. В результате частота дискретизации сигнала после цифровой обработки принятых сигналов с применением ПЛИС выбрана равной 1 МГц.

На рисунке 6.18 приведена блок-схема каскадов цифрового приемника сигналов на ПК с применением методов слепой обработки сигналов. Под каждым каскадом приведены рассчитанные максимальные задержки при обработке сигнала.

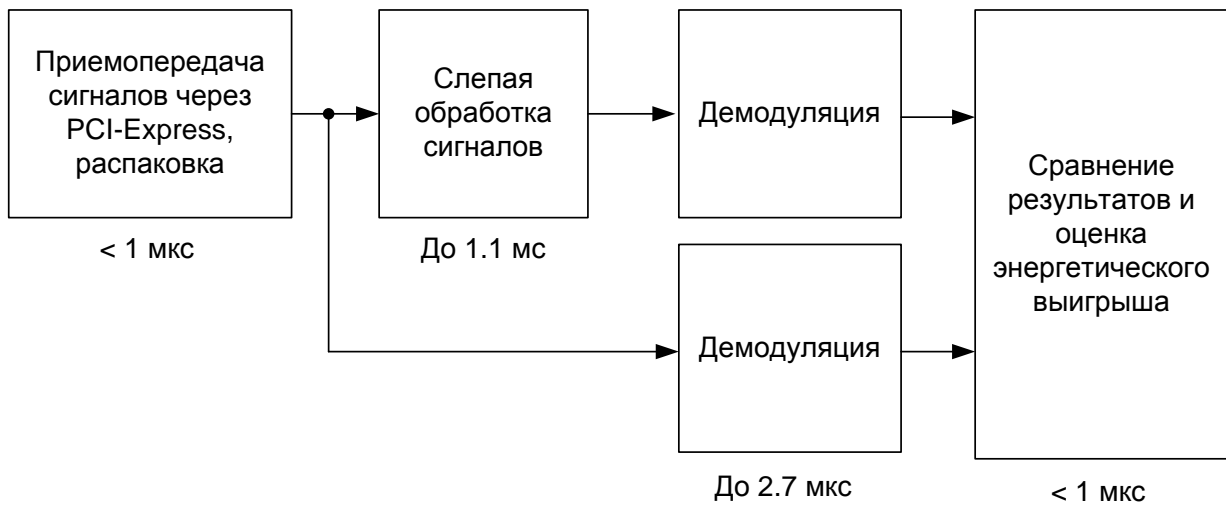


Рисунок 6.18 — Блок-схема каскадов ЦОС аппаратно-программного комплекса с отображением времени на обработку сигнала

Наибольшая задержка наблюдается при прохождении сигнала через каскад слепой обработки сигнала с алгоритмом SOBI. Поскольку алгоритмы слепой обработки являются итеративными, максимальное время, затрачиваемое на обработку, зависит от максимального количества итераций, за которое осуществляется оценка исходных сигналов от смесей. В текущей реализации с применением алгоритма SOBI данное время составило 1,1 мс.

Максимальное время обработки сигналов  $\Delta T$  составляет 1,1047 мс, что соответствует предельной битовой скорости передачи в непрерывном режиме равной 905 бит/с.

Полученные результаты соответствуют приему и обработке сигнала, который представляет собой непрерывный поток бит. Данные результаты были получены в зависимости от выбранного алгоритма слепой обработки сигналов SOBI и от текущих характеристик ПК, на котором производилась обработка. Возможно уменьшение времени, затрачиваемого на обработку за счет оптимизации алгоритмов слепой обработки (или выбора более «быстрого» алгоритма) и демодуляции путем применения многопоточной обработки сигналов с

применением ресурсов процессора и видеокарты. Так, если для слепой обработки алгоритмом SOBI предоставить сразу два потока, то можно добиться прироста по скорости до 2 раз. Наибольшего прироста по скорости обработки можно добиться при выполнении полной или частичной слепой обработки сигналов на ресурсах ПЛИС.

#### **6.4 Выводы**

Проведенный анализ результатов функционирования аппаратно-программного комплекса, разработанного с целью верификации имитационной модели канала связи в задаче компенсации помех в радиосистемах с применением методов слепого разделения сигналов, показал возможность разделения сигналов с ФМн-2 и ФМн-4 при борьбе с импульсными гармоническими (в т.ч. ЛЧМ), шумовыми, и структурно подобными помехами при отношении сигнал-шум в канале от 15 и более дБ.

Сравнительный анализ полученных результатов работы аппаратно-программного комплекса с результатами работы имитационной модели при одинаковых параметрах каналов связи (сигнал ФМн-4, импульсная шумовая помеха и АБГШ), показал, что значения вероятностей битовой ошибки, полученные с использованием аппаратно-программного комплекса отличаются от результатов имитационного моделирования не более чем на 15%.

Было проведено сравнение пропускной способности каналов связи при обработке принятых сигналов, представляющих собой непрерывный поток бит. Предельная битовая скорость передачи в рассматриваемом конкретном случае для модуляции ФМн-2 составила 905 бит/с. Дальнейшее повышение пропускной способности канала связи может быть увеличено за счёт увеличения производительности системы цифровой обработки сигналов, а также перенос алгоритмов слепого разделения сигналов на ПЛИС или СнК.

Полученные результаты свидетельствуют о возможности практического применения методов слепой обработки сигналов для компенсации помех в радиосистемах передачи информации.

## Заключение

Представленная диссертационная работа посвящена вопросам исследования эффективности и области применения алгоритмов слепого разделения сигналов применительно к каналам связи с разнесенным приемом при воздействии импульсных помех различного типа. Основные полученные результаты заключаются в следующем:

1. Для анализа эффективности использования алгоритмов слепого разделения сигналов в радиосистемах передачи информации при борьбе с импульсными помехами различного типа был разработан и апробирован комплекс математических и имитационных моделей, который позволяет осуществлять количественную оценку эффективности использования методов слепого разделения сигналов, проводить анализ и сравнение различных алгоритмов слепого разделения сигналов и на этой основе осуществлять выбор наиболее эффективного алгоритма применительно к рассматриваемому типу РСПИ.

2. Разработан аппаратно-программный комплекс, позволяющий проводить апробацию и отработку технической реализации алгоритмов слепого разделения сигналов на конкретной платформе ПЛИС или СнК, оптимизировать реализацию вычислительных алгоритмов и может быть использован в инженерной практике при проектировании и разработке перспективных радиосистем, использующих методы слепого разделения сигналов.

3. С использованием разработанных инструментальных средств получены количественные оценки эффективности использования методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами различного типа в каналах связи с методами модуляции ЧМн-2, ФМн-2, ФМн-4, ФМн-8, КАМ-16 и ГММС, разработаны рекомендации по применению данных методов борьбы с помехами и выявлены их ограничения, что позволяет принимать обоснованные технические решения при проектировании, выборе параметров РСПИ и определении области применимости данных методов в конкретных условиях.

4. Показано, что при выполнении разработанных рекомендаций использование методов слепого разделения сигналов для борьбы с импульсными помехами различного типа на фоне тепловых шумов в каналах приёма может обеспечить выигрыш по битовой ошибке от нескольких раз до 80 и более раз в зависимости от используемого метода модуляции, параметров помехи, алгоритма СРС, текущих значений битового отношения сигнал-шум и отношения помеха-сигнал.

5. Предложены и апробированы алгоритмы практической реализации цифровой обработки принимаемых сигналов, использующие методы слепого разделения сигналов и учитывающие инверсию фазы, необходимость идентификации и выбора базового канала приёма, позволяющие повысить помехоустойчивость РСПИ с амплитудно-фазовой и частотной

манипуляцией в условиях совместного воздействия квазипериодических импульсных помех различного типа и тепловых шумов приёмных трактов.

**Перечень сокращений и условных обозначений**

- АБГШ – аддитивный белый гауссовый шум
- АНК – анализ независимых компонент
- АОК – анализ ограниченных компонент
- АРК – анализ разреженных компонент
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь
- ДЗР – дифференциальный закон распределения
- ЗР – закон распределения
- ЗС – земная станция
- ГММС – гауссовская модуляция минимального сдвига
- ИХ – импульсная характеристика
- КА – космический аппарат
- КАМ – квадратурная амплитудная модуляция
- ККИП – квадратурный компенсатор импульсных помех
- ЛЧМ – линейно-частотная модуляция
- НМФ – Неотрицательная матричная факторизация
- ОСШ – отношение сигнал/шум
- ПК – персональный компьютер
- ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема
- РСДКС – радиосистемы дальней космической связи
- РСПИ – радиосистемы передачи информации
- СВ – случайная величина
- СнК – система на кристалле
- СОС – слепая обработка сигналов
- СПД – стационарный плазменный двигатель
- СРС – слепое разделение сигналов
- ФНЧ – фильтр низких частот
- ЦОС – цифровая обработка сигналов
- ШОР – «широкая полоса – ограничитель – режектор»
- ШОУ – «широкая – ограничитель – узкая»
- ШПУ – «широкая – прерыватель – узкая»
- ЭРД – электрический ракетный двигатель
- ЭРДУ – электроракетная двигательная установка

- BCA – Bounded Component Analysis
- BSP – Blind Source Processing
- BSS – Blind Source Separation
- CCSDS – Consultative Committee for Space Data Systems
- ESA – European Space Agency
- FPGA – field-programmable gate array
- ICA – Independent Component Analysis
- JAXA – Japan Aerospace Exploration Agency
- NASA – National Aeronautics and Space Administration
- NGD – Natural Gradient Descent
- NMF – Non-negative Matrix Factorization
- SCA – Sparse Component Analysis
- SGD – Stochastic Gradient Descent
- SDR – Software-defined Radio
- SNR – Signal-to-noise ratio
- SoC – System-on-Chip

### Список литературы

1. Middleton D. Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1977. – Т. EMC-19. – № 3. – P. 106-127.
2. Middleton D. Canonical Non-Gaussian Noise Models: Their Implications for Measurement and for Prediction of Receiver Performance // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1979. – Т. EMC-21. – Canonical Non-Gaussian Noise Models. – № 3. – P. 209-220.
3. Middleton D. Non-Gaussian noise models in signal processing for telecommunications: new methods and results for class A and class B noise models // IEEE Transactions on Information Theory. – 1999. – Т. 45. – Non-Gaussian noise models in signal processing for telecommunications. – № 4. – P. 1129-1149
4. Spaulding A.D., R.T. Disney. Man-Made Radio Noise—Part I: Estimates for Business, Residential, and Rural Areas / Institute for Telecommunication Sciences. – 1974. – 145 p.
5. Miyamoto S., Morinaga N. Effect of microwave oven interference on the performance of digital radio communications systems // Proceedings of ICC'97 - International Conference on Communications. – 1997. – P. 51-55.
6. Папалекси Н.Д. Радиопомехи и борьба с ними // Свердловск: Гостехиздат, 1942. – 117 с.
7. Стратонович Р.Л. Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике / Москва: Советское радио, 1961. – 558 с.
8. Кловский Д.Д., Софйер В.А. Пропускная способность многолучевых каналов // Проблемы передачи информации. – 1972. – Т. 8. – № 1. – С. 16-25.
9. Зюко А.Г. и др. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
10. Финк Л.М. Сигналы, помехи, ошибки... Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи – 2-е изд. / Москва: Радио и связь, 1984. – 257 с.
11. Харкевич А.А. Борьба с помехами / М.: Наука, 1965. – 279 с.
12. Максимов М.В. Защита от радиопомех / М.: Советское радио, 1976. – 496 с.
13. Miyamoto S., Katayama M., Morinaga N. Performance analysis of QAM systems under class A impulsive noise environment // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1995. – Т. 37. – № 2. – P. 260-267.
14. Herault J., Jutten C. Space or time adaptive signal processing by neural network models // AIP Conference Proceedings AIP Conference Proceedings Volume 151. – AIP, 1986. – Vol. 151. – P. 206-211.

15. Herrault J., Jutten C., Ans B. Detection de grandeurs primitives dans un message composite par une architecture de calcul neuromimetique en apprentissage non supervise // Proceedings of GRETSI. – 1985. – P. 1017-1020.
16. Bell A.J. Sejnowski T.J. An Information-Maximization Approach to Blind Separation and Blind Deconvolution // Neural Computation. – 1995. – Vol. 7. – № 6. – P. 1129-1159.
17. Bell A.J. The “independent components” of natural scenes are edge filters / A.J. Bell, T.J. Sejnowski // Vision Research. – 1997. – Vol. 37. – № 23. – P. 3327-3338.
18. Belouchrani A. Abed-Meraim, K., Cardoso, J. F., & Moulines, E. Second order blind separation of temporally correlated sources. // Proc. Int. Conf. Digital Signal Processing. – Citeseer, 1993. – P. 346-351.
19. Comon P. Independent component analysis, A new concept? // Signal Processing. – 1994. – Vol. 36. – № 3. – P. 287-314.
20. Cichocki A., Zdunek R., Phan A. H., Amari S. Nonnegative Matrix and Tensor Factorizations: Applications to Exploratory Multi-way Data Analysis and Blind Source Separation / Wiley, 2009. – 501 p.
21. Duarte L.T. et al. Blind Compensation of Nonlinear Distortions: Application to Source Separation of Post-Nonlinear Mixtures // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2012. – Vol. 60. – Blind Compensation of Nonlinear Distortions. – № 11. – P. 5832-5844.
22. Hyvärinen A., Oja. E. A Fast Fixed-Point Algorithm for Independent Component Analysis // Neural Computation. – 1997. – Vol. 9. – № 7. – P. 1483-1492.
23. Hyvärinen A. Oja. E. Independent component analysis: algorithms and applications // Neural Networks. – 2000. – Vol. 13. – Independent component analysis. – № 4-5. – P. 411-430.
24. Karhunen J. Pajunen P., Oja. E. The nonlinear PCA criterion in blind source separation: Relations with other approaches // Neurocomputing. – 1998. – Vol. 22. – The nonlinear PCA criterion in blind source separation. – № 1-3. – P. 5-20.
25. Abed-Meraim K., Loubaton P., Moulines E. A subspace algorithm for certain blind identification problems // IEEE Transactions on Information Theory. – 1997. – T. 43. – № 2. – P. 499-511.
26. Belouchrani A. et al. A blind source separation technique using second-order statistics // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1997. – Vol. 45. – № 2. – P. 434-444.
27. Cardoso J.F., Souloumiac A. Blind beamforming for non-gaussian signals. // IEE Proceedings F Radar and Signal Processing. – 1993. – Vol. 140. – № 6. – P. 362.
28. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи / М. Радио и связь, 2003. – 230 с.



29. Аджемов С.С. и др. Сравнение метода слепого разделения сигналов на базе статистик второго порядка с классическими методами адаптивного подавления помех в случае плохо обустроенных статистик // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов №1-2017. – 2017. – С. 92-122.
30. Манохин А.Е. Методы слепого подавления помех при обработке полезных сигналов / Издательство Уральского университета, 2021. – 204 с.
31. Манохин А.Е. Компенсационный метод слепого подавления аддитивных стационарных помех с негауссовым распределением // Журнал радиоэлектроники. – 2017. – №. 2. – С. 4-4.
32. Кучумов А.А., Мирошникова Н.Е. Эффективность использования алгоритмов слепой обработки для разделения сигналов с различными типами модуляции // Т-Comm-Телекоммуникации и Транспорт. – 2016. – Т. 10. – № 5. – С. 17-20.
33. Либеровский Н.Ю., Чиров Д.С., Припутин В.С. Математическое моделирование слепого разделения двух вещественных сигналов с использованием кумулянтов четвертого порядка // Вестник ЮУрГУ. Серия «Математическое моделирование и программирование». – 2020. – Т. 13. – № 2. – С. 43-53.
34. Мирошникова Н. Е. Анализ эффективности алгоритмов слепого разделения сигналов // Радиотехника. – 2016. – № 3. – С. 37-42.
35. Rappaport T.S. Wireless communications: principles and practice : Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. Wireless communications - 2nd ed. – Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall PTR, 2002. – 707 p.
36. Седельников Ю.Е., Веденькин Д.А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Москва: Юрайт, 2021. – 318 с.
37. Volland H. Handbook of Atmospheric Electrodynamics / Volume II. – Bonn, Germany: Taylor & Francis, 1995. – 527 p.
38. Важенин Н.А. Электрические ракетные двигатели космических аппаратов и их влияние на радиосистемы космической связи / Москва: Физматлит, 2012. – 432 с.
39. Важенин Н.А. Повышение помехоустойчивости радиосистем космической связи при воздействии радиоизлучения стационарных плазменных двигателей : дис. ... докт. техн. наук / М., 2017. – 403 с.
40. Плохих А.П., Важенин Н.А., Попов Г.А. Анализ влияния электромагнитного излучения стационарных плазменных двигателей на помехоустойчивость канала связи “Земля–космический аппарат” // Космические исследования. – 2019. – Т. 57. – № 5. – С. 339-346.
41. Плохих А.П., Важенин Н.А. Принципы построения наземных испытательных комплексов для исследования помехоэмиссии электроракетных двигателей // Труды МАИ. – 2012. – № 60. – С. 25.

42. Spaulding A., Middleton D. Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment – Part I: Coherent Detection // *IEEE Transactions on Communications*. – 1977. – Vol. 25. – Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment--Part I. – № 9. – P. 910-923.
43. Spaulding A., Middleton D. Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment – Part II: Incoherent Detection // *IEEE Transactions on Communications*. – 1977. – Vol. 25. – Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment--Part II. – № 9. – P. 924-934.
44. Волковский А.С., Важенин Н.А. Помехоустойчивость систем цифровой передачи информации при совместном воздействии шумовых и импульсных помех // *Вестник МАИ*. – 2010. – Т. 17. – № №6. – С. 109-119.
45. Важенин Н.А., Плохих А.П., Попов Г.А. Повышение помехоустойчивости функционирования радиотехнических систем КА с ЭРД // *Известия Российской академии наук. Энергетика*. – 2019. – № 3. – С. 76-84.
46. Важенин Н.А. Анализ помехоустойчивого квадратурного компенсатора импульсных помех // *Вестник Московского авиационного института*. – 2014. – Т. 21. – № 1. – С. 116-123.
47. Тяпкин П.С. Анализ методов слепой обработки сигналов в задачах повышения помехоустойчивости радиомодемов // XLVI Международная молодёжная научная конференция «Гагаринские чтения – 2020». – МАИ, г.Москва: МАИ, 2020. – С. 614.
48. Тяпкин П.С. Анализ характеристик выделения сигналов на фоне аддитивных помех с применением алгоритмов JADE и FastICA при наличии априорной неопределенности относительно параметров сигнала // 19-я Международная конференция «Авиация и космонавтика». – МАИ, г.Москва: Издательство «Перо» (Москва), 2020. – С. 360-361.
49. Zhongqiang L., Chengjie L., Lidong Z.. A Comprehensive Survey on Blind Source Separation for Wireless Adaptive Processing: Principles, Perspectives, Challenges and New Research Directions // *IEEE*. – 2018. – P. 66685-66708.
50. Jutten C., Herault J. Blind separation of sources, part I: An adaptive algorithm based on neuromimetic architecture // *Signal Processing*. – 1991. – Vol. 24. – Blind separation of sources, part I. – № 1. – P. 1-10.
51. Comon P., Jutten C. Handbook of blind source separation: independent component analysis and applications. Handbook of blind source separation / Amsterdam ; Boston: Elsevier, 2010. – 831 p.
52. Tagliani A. On the existence of maximum entropy distributions with four and more assigned moments // *Probabilistic engineering mechanics*. – 1990. – Т. 5. – № 4. – P. 167-170.
53. Novey M. Complex ICA by negentropy maximization / Novey M., Adali T. // *IEEE Transactions on Neural Networks*. – 2008. – Т. 19. – № 4. – P. 596-609.
54. Хайкин С. Нейронные сети – 2-е издание / Издательский дом “Вильямс”, 2006. – 1104 с.

55. Kevin P. Murphy. Probabilistic Machine Learning: An Introduction / The MIT Press, 2022. – 864 p.
56. Naik G.R., Wang W. Blind Source Separation: Advances in Theory, Algorithms and Applications : Signals and Communication Technology. Blind Source Separation / Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2014. – 268 p.
57. Amari S. I., Douglas S. C. Why natural gradient? // Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP'98. – 1998. – Т. 2. – P. 1213-1216.
58. Абдулкадиров Р.И., Ляхов П.А. Новый подход к обучению нейронных сетей с помощью натурального градиентного спуска с импульсом на основе распределений Дирихле // Computer Optics. – № 47. – С. 160-170.
59. Shi X. Blind signal processing: theory and practice. Blind signal processing / Shanghai: Shanghai Jiao Tong Univ. Press, 2011. – 368 p.
60. Novey M., Adali T. On Extending the Complex FastICA Algorithm to Noncircular Sources // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2008. – Т. 56. – № 5. – P. 2148-2154.
61. Lietzén N. New Approach to Complex Valued ICA: From FOBI to AMUSE : Master's Thesis / Aalto University. – 2016. – 85 p.
62. Yong L. et al. AMUSE: a new blind identification algorithm // IEEE International Symposium on Circuits and Systems IEEE International Symposium on Circuits and Systems. – New Orleans, LA, USA: IEEE, 1990. – AMUSE. – P. 1784-1787.
63. Turnip A. Comparison of ICA-Based JADE and SOBI Methods EOG Artifacts Removal // Journal of Medical and Bioengineering. – 2015. – Vol. 4. – № 6. – P. 436-440.
64. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications 3rd edition / Pearson, 2020. – 1136 p.
65. Marvin K. Simon., Mohamed-Slim Alouini. Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis / John Wiley & Sons, Inc, 2000. – 551 p.
66. Lee, P. J. Computation of the bit error rate of coherent M-ary PSK with Gray code bit mapping // IEEE Trans. Communications. – 1986. – Т. COM-34. – № 5. – P. 488-491.
67. Lui G.L. L. Threshold detection performance of GMSK signal with  $BT=0.5$  //IEEE Military Communications Conference. Proceedings. MILCOM 98 (Cat. No. 98CH36201). – IEEE, 1998. – Т. 2. – P. 515-519.
68. Schneier B. Applied Cryptography: Protocols, Algorithms and Source Code in C. 20th Anniversary Edition 2nd ed. / John Wiley & Sons, 2015. – 758 p.
69. M.J. Durst. Using linear congruential generators for parallel random number generation // WSC '89: Proceedings of the 21st conference on Winter simulation. – 1989. – P. 462-476.

70. Paraskevagos I., Paliouras V. A flexible high-throughput hardware architecture for a gaussian noise generator. // 2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). – Prague, Czech Republic, 2011. – P. 1673-1676.
71. Saito M. Matsumoto M. SIMD-Oriented Fast Mersenne Twister: a 128-bit Pseudorandom Number Generator // Monte Carlo and Quasi-Monte Carlo Methods 2006. – Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2006. – P. 607-622.
72. Важенин Н.А. Имитационное моделирование электромагнитного излучения стационарных плазменных двигателей // Труды МАИ. – 2013. – №. 69. – С. 1-18.
73. Советов Б.Я., Яковлев С.А. Моделирование систем: Учеб. для вузов – 3-е изд., перераб. и доп. / М. Высшая школа, 2001. – 343 с.
74. ГОСТ Р 50779.21-2004 Статистические методы. Правила определения и методы расчета статистических характеристик по выборочным данным. Часть 1. Нормальное распределение. Введ. 12.01.2004; Взамен ГОСТ Р 50779.21-96. – 2004. – 42 с.
75. Tyapkin P.S., Vazhenin N.A. Applying Blind Signal Processing Methods in Data-Transmission Systems // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – IEEE, 2021. – P. 1-4.
76. Тяпкин П.С., Важенин Н.А. Повышение помехоустойчивости систем связи в условиях импульсных квазигармонических помех с использованием слепых методов обработки сигналов // Труды МАИ. – 2023. – № 128. – С. 24.
77. Тяпкин П.С. Применение методов слепого разделения сигналов для борьбы с помехами в радиосистемах передачи информации // XLIX Международная молодёжная научная конференция «Гагаринские чтения — 2023». – МАИ, г.Москва: Издательство «Перо», 2023. – С. 256.
78. Тяпкин П.С. Использование алгоритмов слепого разделения сигналов при приеме сигналов с QAM модуляцией в условиях помех // XLIX Международная молодёжная научная конференция «Гагаринские чтения — 2023». – МАИ, г.Москва: Издательство «Перо», 2023. – С. 390-391.
79. Тяпкин П.С., Важенин Н.А. Моделирование канала связи с многопозиционной частотной модуляцией в рамках исследования методов слепого разделения сигналов // XIII Всероссийская научно-практическая конференция «Проблемы передачи информации в инфокоммуникационных системах». – ВолГУ, г.Волгоград: Волгоградский государственный университет, 2023. – С. 24-26.
80. Тяпкин П.С., Важенин Н.А. Имитационная модель канала связи с квадратурной амплитудной модуляцией для исследования методов слепого разделения сигналов.

Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023685739 от 29 ноября 2023 г.

81. CCSDS 133.0-B-2. Blue Book. Space packet protocol. Recommendation for Space Data System Standards. – Washington, DC, USA, 2020. URL: <https://public.ccsds.org/Pubs/130x3g1.pdf> (дата обращения: 06.09.2024 г.)

82. CCSDS 401.0-B-32. Blue Book. Radio Frequency and Modulation Systems — Part 1 Earth Stations and Spacecraft. – Washington, DC, USA, 2021. URL: <https://public.ccsds.org/Pubs/401x0b32.pdf> (дата обращения: 06.09.2024 г.)

83. ITU-R SA.1014-4. Radiocommunication requirements for manned and unmanned deep space research. – Geneva, 2023. – 14 p. URL: [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/sa/R-REC-SA.1014-4-202312-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sa/R-REC-SA.1014-4-202312-I!!PDF-E.pdf) (дата обращения: 06.09.2024 г.)

84. Баранов С.В. и др. Особенности проведения измерений помехоэмиссии стационарных плазменных двигателей в наземных условиях с учетом времени наработки // Известия Российской академии наук. Энергетика. – 2018. – С. 67-75.

85. Тяпкин П.С., Важенин Н.А., Плохих А.П. Использование методов слепого разделения сигналов в задачах повышения помехоустойчивости систем космической связи с квадратурной амплитудной модуляцией // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. – 2023. – Изв. вузов. Авиационная техника. – № № 3. – С. 175-183.

86. Важенин Н.А., Плохих А.П., Фоменков А.И. Верификация моделей и программных комплексов для имитационного моделирования электромагнитного излучения стационарных плазменных двигателей : Известия РАН. Энергетика // Известия РАН. Энергетика. – 2017. – № 3. – С. 62-73.

87. Тяпкин П.С., Важенин Н.А., Плохих А.П. Повышение помехоустойчивости систем дальней космической связи при воздействии помех от стационарных плазменных двигателей / П.С. Тяпкин, Н.А. Важенин, А.П. Плохих // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. – 2024. - №3. – С.185-196.

88. Тяпкин П.С., Усс Е.С. Анализ методов автоматической генерации кода для повышения эффективности реализации цифровых алгоритмов обработки сигналов на ПЛИС // XLIX Международная молодёжная научная конференция «Гагаринские чтения — 2023». – МАИ, г.Москва: Издательство «Перо», 2023. – С. 198-199.

89. Тяпкин П.С. Аппаратно-программный комплекс для отработки методов слепой обработки сигналов в радиосистемах // Труды МАИ. – 2023. – № 129. – С. 31.

90. Тяпкин П.С. Реализация программно-аппаратного комплекса для тестирования модемов УНФ //Гагаринские чтения-2019. – 2019. – С. 528.

91. Тяпкин П.С. Многоканальный цифровой приемник для исследования алгоритмов слепой обработки сигналов // 21-я Международная конференция «Авиация и космонавтика». – МАИ, г.Москва: Издательство «Перо», 2022. – С. 315-316.
92. Тяпкин П.С. Аппаратная реализация алгоритма слепого разделения сигналов на основе «системы на кристалле» при разнесённом приеме сигналов // 22-я Международная конференция «Авиация и космонавтика». – МАИ, г.Москва: Издательство «Перо», 2023. – С. 199.
93. Тяпкин П.С. Моделирование цифрового нерекурсивного фильтра с последующей генерацией и оптимизацией HDL-кода // XLIII Международная молодёжная научная конференция «Гагаринские чтения – 2017». – МАИ, г.Москва, 2017. – С. 609.
94. Тяпкин П.С. Проектирование перепрограммируемого SDR-приемника на ПЛИС с использованием методов МОП и автоматической генерации кода // XLIV Международная молодёжная научная конференция «Гагаринские чтения – 2018». – МАИ, г.Москва, 2018. – Т. 1. – С. 222-223.
95. Тяпкин П.С., Важенин Н.А. Методы автоматической генерации HDL-кода при разработке и исследовании инфокоммуникационных систем // 16-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2017». – МАИ, г.Москва, 2017. – С. 247-248.
96. X-Series Signal Generators Programming Guide. – Keysight (Agilent/HP), URL: <https://keysight-docs.s3-us-west-2.amazonaws.com/keysight-pdfs/N5181B/XSeries+Signal+Generators+Programming+Compatib.pdf> (дата обращения: 06.09.2024 г.)
97. Keysight (Agilent/HP) N5182A 3 Or 6GHz MXG Vector Signal Generator: Reference Guide. – Keysight (Agilent/HP), URL: <https://assets.testequity.com/te1/Documents/pdf/n5182a.pdf> (дата обращения: 06.09.2024 г.)
98. Keysight N5181A MXG RF Analog Signal Generator: Product Fact Sheet. URL: <https://go.keysight.com/us/en/assets/7018-03380/data-sheets/5991-0038.pdf> (дата обращения: 06.09.2024 г.)
99. MXG X-Series Signal Generator N5181B Analog & N5182B Vector: Data Sheet. – Keysight (Agilent/HP), URL: <https://devopsit.keysight.com/us/en/assets/7018-03380/data-sheets/5991-0038.pdf> (дата обращения: 06.09.2024 г.)
100. Мякочин Ю.О. Микросборки и модули вторичного питания DC-DC / Ю.О. Мякочин. – МИЛАНДР, URL: <https://kit-e.ru/wp-content/uploads/20593.pdf> (дата обращения: 07.09.2024 г.)

**Приложение А. Акты о внедрении результатов диссертационной работы**

**«УТВЕРЖДАЮ»**  
 Проректор по учебной работе  
 ФГБОУ ВО «Московский  
 авиационный институт  
 (национальный исследовательский  
 университет) д.т.н., профессор  
 Д.А. Козорез  
 «03» \_\_\_\_\_ 2024 г.



**АКТ**

о внедрении в учебный процесс материалов диссертационной работы Тяпкина Павла Станиславовича «Повышение помехоустойчивости радиосистем передачи информации к импульсным помехам с использованием методов слепого разделения сигналов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Настоящий акт составлен о том, что результаты диссертационной работы Тяпкина П.С. «Повышение помехоустойчивости радиосистем передачи информации к импульсным помехам с использованием методов слепого разделения сигналов» внедрены в учебный процесс на кафедре 408 «Инфокоммуникации» МАИ по направлению подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и использовались для подготовки бакалавров в рамках общепрофессиональной дисциплины федерального компонента «Общая теория связи» в виде теоретических материалов и имитационных моделей при проведении практических, лабораторных занятий и пробных лекций, а также при подготовке учебно-методического пособия «Н.А. Важенин, П.С. Тяпкин. Системное проектирование цифровой радиосистемы передачи информации», Москва. Издательство «Доброе слово и Ко», 2021. – 48 с.

Директор дирекции института №4  
 «Радиоэлектроника, инфокоммуникации  
 и информационная безопасность»

  
 В.В. Кирдяшкин

И.о. заведующего кафедрой 408  
 «Инфокоммуникации»

  
 В.О. Казачков

Научный руководитель  
 диссертационной работы,  
 д.т.н., профессор, каф.408 МАИ

  
 Н.А. Важенин



**«УТВЕРЖДАЮ»**

Проректор по научной работе  
ФГБОУ ВО «Московский  
авиационный институт  
(национальный исследовательский  
университет)» д.т.н., доцент

А.В. Иванов

2024 г.



**А К Т**

об использовании результатов диссертационной работы

Тяпкина Павла Станиславовича

«Повышение помехоустойчивости радиосистем передачи информации к импульсным помехам с использованием методов слепого разделения сигналов» при выполнении работ по гранту Российского Научного Фонда № 23 19 00515

«Проведение поисковых научных исследований с целью повышения эффективности систем дальней космической связи с межпланетными космическими аппаратами (КА) с маршевыми электроракетными двигательными установками с использованием сопровождающих КА – ретрансляторов» в ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»

Комиссия в составе: председателя – научного руководителя Гранта РФ № 23-19-00515, профессора каф. 408, д.т.н. Плохих А.П. и членов – профессора каф. 408, д.т.н. Важенина Н.А., и.о. зав.кафедрой 408, доцента каф. 408, к.т.н. Казачкова В.О. установила, что следующие **результаты диссертационной работы Тяпкина Павла Станиславовича «Повышение помехоустойчивости радиосистем передачи информации к импульсным помехам с использованием методов слепого разделения сигналов» были использованы при выполнении гранта Российского Научного Фонда № 23-19-00515 «Проведение поисковых научных исследований с целью повышения эффективности систем дальней космической связи с межпланетными**



космическими аппаратами (КА) с маршевыми электроракетными двигательными установками с использованием сопровождающих КА – ретрансляторов» в рамках Соглашения № 23-19-00515 между Российским научным фондом, руководителем проекта и организацией о предоставлении гранта на проведение фундаментальных научных исследований и поисковых научных исследований от 15.05.2023 г.:

1. Методика имитационного моделирования методов слепого разделения сигналов (СРС) для повышения помехоустойчивости радиоприемных систем КА при воздействии собственного электромагнитного излучения стационарных плазменных двигателей (СПД) и тепловых шумов приемника.

2. Имитационная модель канала связи, разработанная в среде GNU Octave, предназначенная для проведения исследования повышения помехоустойчивости радиоканалов передачи командно-программной информации с гауссовой манипуляцией с минимальным частотным сдвигом в условиях воздействия на них собственного излучения СПД и тепловых шумов приёмника при использовании методов слепого разделения сигналов.

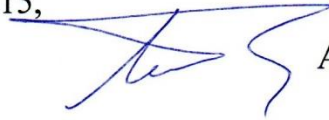
3. Результаты исследования эффективности и ограничений использования методов слепого разделения сигналов для борьбы с помеховым излучением двигательных установок КА на базе СПД.

Полученные новые научные результаты позволили количественно оценить эффективность применения алгоритмов слепого разделения сигналов для повышения помехоустойчивости систем дальней космической связи при работе маршевых стационарных плазменных двигателей (СПД). На основе анализа полученных результатов разработаны рекомендации по применению алгоритмов СРС в системах дальней космической связи при различных отношениях сигнал-шум и помеха-сигнал в каналах. Анализ полученных научных результатов позволил оценить выигрыш по битовой ошибке от применения методов слепого разделения сигналов, который может достигать двух и более порядков при величинах битового отношения сигнал-шум от 7 дБ и выше.

Полученные научные результаты могут быть использованы при проектировании радиотехнических систем связи с КА, оборудованными маршевыми электрическими ракетными двигателями на основе СПД.

Председатель комиссии:

Научный руководитель гранта № 23-19-00515,  
д.т.н., профессор каф. 408



А.П. Плохих

Члены комиссии:

И.о. заведующего кафедрой 408  
«Инфокоммуникации»



В.О. Казачков

Директор дирекции института №4  
«Радиоэлектроника, инфокоммуникации  
и информационная безопасность»



В.В. Кирдяшкин



## АКТ

о внедрении в Филиал АО «ОРКК» – «НИИ КП» результатов диссертационной работы Тяпкина Павла Станиславовича «Повышение помехоустойчивости радиосистем передачи информации к импульсным помехам с использованием методов слепого разделения сигналов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Настоящий акт составлен в том, что результаты диссертационной работы Тяпкина П.С., а именно: имитационные модели каналов связи, аппаратно-программный комплекс для исследования методов слепого разделения сигналов и рекомендации по программной реализации алгоритмов слепого разделения сигналов внедрены при разработке контрольно-проверочной аппаратуры в рамках ОКР «Радиобуи-2025» для исследования применимости методов слепого разделения при обработке сигналов бедствия систем КОСПАС-САРСАТ в условиях воздействия помех.

Заместитель руководителя – директор НТЦ-3

И.о. начальника научно-производственного комплекса

НТЦ-3

Начальник научно-технического отдела – заместитель  
начальника научно-производственного комплекса



Г.М. Синягин

С.Н. Дружко

К.Н. Степин

## Приложение Б. Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023685739

**Имитационная модель канала связи с квадратурной амплитудной модуляцией для исследования методов слепого разделения сигналов**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)» (RU)*

Авторы: *Тяпкин Павел Станиславович (RU), Важенин Николай Афанасьевич (RU)*

Заявка № 2023685306

Дата поступления 23 ноября 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 ноября 2023 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Ю.С. Зубов*



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024619053

**Имитационная модель для исследования эффективности использования методов слепого разделения сигналов в радиосистемах дальней космической связи**

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)» (RU)*

Авторы: *Тяпкин Павел Станиславович (RU), Важенин Николай Афанасьевич (RU)*

Заявка № 2024617382

Дата поступления 09 апреля 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 18 апреля 2024 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов