

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Новосибирский государственный технический университет»

На правах рукописи



Хайло Никита Сергеевич

РОБАСТНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ, СИНХРОНИЗАЦИИ И
ДЕМОДУЛЯЦИИ ДЛЯ TDMA-СИСТЕМ СВЯЗИ ПРИ МНОГОЛУЧЕВОМ
РАСПРОСТРАНЕНИИ СИГНАЛОВ, ДЕЙСТВИИ УЗКОПОЛОСНЫХ
ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ И ШУМОВ С НЕИЗВЕСТНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ

Специальность: 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Вострецов Алексей Геннадьевич

Новосибирск – 2024

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ МЕЖДУ ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ В РЕЖИМЕ ВРЕМЕННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМПЛЕКСА ПОМЕХ.....	13
1.1 Состояние проблемы обеспечения синхронизации в системах связи между подвижными объектами	13
1.2 Состояние проблемы демодуляции сигналов в системах связи между подвижными объектами в режиме TDMA	21
1.3 Цель и задачи исследования	26
Выводы по разделу 1.....	28
2 МОДЕЛИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ В СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ МЕЖДУ ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ. ФОРМАТ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА.....	29
2.1 Модели сигналов и помех в системе передачи данных между подвижными объектами.....	29
2.1.1 Модель процесса на входе приемника.....	29
2.1.2 Модель синхросигнала	30
2.1.3 Модель информационного сигнала.....	31
2.1.4 Модель мешающих отражений	31
2.1.5 Модель узкополосной импульсной помехи	32
2.1.6 Модель шума	33
2.2 Формат полезного сигнала.....	38
2.2.1 Формат синхронизирующего сигнала	38
2.2.1.1 Расчет длительности синхронизирующего сигнала.....	41
2.2.2 Формат информационного сигнала.....	49
2.2.2.1 Выбор длительности и расширяющей последовательности сигнала символа.....	51

2.2.3. Расчет временных задержек и энергетических соотношений для полезного и помехового сигналов.....	55
Выводы по разделу 2.....	60
3 АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ СИНХРОНИЗИРУЮЩЕГО СИГНАЛА.....	61
3.1 Алгоритмы обнаружения и оценки временного положения сигнала при наличии мешающих отражений и шума с неизвестным распределением	61
3.1.1. Асимптотически робастный инвариантный алгоритм обнаружения сигнала.....	62
3.1.2 Алгоритм оценки временного положения сигнала	65
3.2 Алгоритм обнаружения и оценки временного положения сигнала в частотной области.....	66
3.3 Алгоритмы обнаружения и оценки временного положения сигнала при воздействии комплекса помех	68
3.4 Расчет допустимого уровня вероятности ложного обнаружения синхросигнала.....	72
Выводы по разделу 3.....	73
4 АЛГОРИТМ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ.....	74
4.1 Асимптотически робастный инвариантный алгоритм демодуляции сигналов с относительной фазовой модуляцией	74
4.2 Коэффициент асимптотической робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов	79
Выводы по разделу 4.....	87
5 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ И РЕАЛИЗУЕМОСТИ РАЗРАБОТАННЫХ АЛГОРИТМОВ	88

5.1 Исследование эффективности алгоритмов обнаружения и оценки временного положения синхросигнала.....	88
5.1.1 Параметры имитационной модели сигнала и помех.....	88
5.1.2 Исследование влияния помехи многолучевого распространения на характеристики алгоритма оценки временного положения сигнала.....	90
5.1.3 Исследование влияния узкополосных импульсных помех на характеристики алгоритма оценки временного положения сигнала.....	94
5.2 Исследование эффективности алгоритма демодуляции	97
5.2.1 Параметры имитационной модели сигнала и помех.....	97
5.2.2 Исследование эффективности алгоритма демодуляции в условиях многолучевого распространения.....	98
5.2.3 Исследование эффективности алгоритма демодуляции при воздействии комплекса помех	101
5.3 Реализация моделей сигналов и помех в стенде для полунатурных испытаний приемника системы формирования и обработки широкополосных сигналов.....	104
5.4 Оценка практической реализуемости разработанных алгоритмов.....	106
Выводы по разделу 5.....	112
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	114
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	116
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	118
ПРИЛОЖЕНИЕ А Акты о внедрении научных результатов диссертационной работы.....	129
ПРИЛОЖЕНИЕ Б Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ	131

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность и степень разработанности темы исследования

Современный этап развития систем радиосвязи характеризуется увеличением количества абонентов, скорости и объемов передаваемой информации, ужесточением требований к достоверности передаваемой информации. В данных условиях важной задачей становится обеспечение эффективного функционирования системы в условиях сложной радиоэлектронной обстановки. Одним из способов повышения эффективности использования выделенного ресурса связи является применение технологии множественного доступа с временным разделением каналов (TDMA). Данная технология использовалась в стандартах сотовой связи второго поколения таких как (GSM), IS-136 (PDC), и DECT. В настоящее время TDMA широко применяется в системах спутниковой связи (например DVB-RCS, Digital Video Broadcasting – Return Channel via Satellite), стандарте цифровой подвижной радиосвязи DMR, стандарте авиационной телеметрии нового поколения [1], а также в системах связи специального назначения таких как EPLRS (Enhanced Position Location Reporting System – Расширенная система определения местоположения), SINCGARS (Single Channel Ground and Airborne Radio System – Одноканальная наземная и бортовая радиосистема), JTIDS (Joint Tactical Information Distribution System – Объединенная система распределения тактической информации) [2].

Принцип действия TDMA основан на предоставлении группового тракта связи поочередно каждому пользователю в течение интервала времени, называемого слотом. При этом в рамках слота пользователь может использовать всю ширину полосы пропускания канала. Для того, чтобы в любой момент времени передачу мог осуществлять только один абонент, все абоненты в сети должны быть синхронизированы. Поэтому ключевым задачами для эффективной передачи данных в системах TDMA являются как демодуляция сигналов данных, так и синхронизация.

Для синхронизации слотов между абонентами может использоваться информация о времени, поступающая из систем глобальной спутниковой

навигации (GPS, ГЛОНАСС) [3, 4]. Кроме того, поскольку в беспроводных системах связи между подвижными объектами время распространения сигнала от передатчика к приемнику неизвестно, возникает задача определения временного положения информационного сообщения внутри слота. Как правило, данная задача решается путем передачи в каждом пакете специального синхронизирующего сигнала и последующем его обнаружении и оценки задержки на приемной стороне.

Задачи обнаружения, различения (цифровой демодуляции) и оценивания сигналов также являются актуальными во многих прикладных областях [3-7], таких как связь, радиолокация, радионавигация, системы управления, контрольно-измерительная техника. Большую роль в решении многих теоретических и практических задач обработки сигналов в присутствии помех сыграли труды В.А. Котельникова, Л.М. Финка, Б.Р. Левина, В.И. Тихонова, Л.Е. Варакина, П.А. Бакута, В.А. Богдановича, Ю.Г. Сосулина, В.П. Ипатова, Ю.В. Линника, Э. Лемана, Б. Гоулда, А. Оппенгейма, Дж. Русаса, Н. Винера, Дж. Хьюбера, Д. Миддлтона, Дж. Прокиса и др.

К наиболее распространенным методам оценки временного положения сигнала относятся корреляционные методы [8-17], а также методы, основанные на сравнении значения сигнала с заданным пороговым уровнем [18-23]. В то время как методы, основанные на сравнении с порогом, просты в реализации и требуют небольших вычислительных затрат, корреляционные методы обеспечивают меньшую погрешность оценки и большую устойчивость к изменению параметров шума. В качестве синхронизирующего сигнала, как правило, используют сигналы с хорошими корреляционными свойствами [24, 25], например, коды Баркера или М-последовательности.

В системах связи между такими подвижными объектами как летательные аппараты, задача приема осложняется большими взаимными скоростями приемника и передатчика, наличием мешающих отражений от подстилающей поверхности и местных предметов, помех от сторонних радиотехнических систем [26-28], работающих в том же диапазоне частот, наличием импульсных помех. Данные факторы приводят к значительной априорной неопределенности

сигнально-помеховой обстановки. Экспериментальные исследования [29-38] показали, что многие беспроводных каналы связи подвержены действию импульсных шумов. Такие помехи характеризуются распределениями с более тяжелыми хвостами по сравнению с гауссовским шумом и их форма заранее, как правило, неизвестна. Проблема разработки алгоритмов приема сигналов в таких условиях все еще далека от окончательного решения.

Одной из проблем является неопределенность распределения шума. В связи с этим алгоритмы приема (синхронизации и демодуляции) должны обладать устойчивостью к изменению распределения шума, т.е. обладать свойствами робастности. Поэтому задача разработки робастных алгоритмов приема сигналов при воздействии комплекса помех и априорной неопределенности распределения шума является актуальной.

Цель работы – разработка и исследование робастных алгоритмов обнаружения, оценки временного положения, а также демодуляции сигналов для систем передачи данных между подвижными объектами в режиме временного разделения каналов при многолучевом распространении сигналов, априорной неопределенности распределения шума и действии узкополосных импульсных помех (УИП).

Для достижения поставленной цели были сформулированы и решены следующие задачи:

1. Анализ состояния проблемы обработки сигналов при передаче данных в режиме временного разделения каналов при воздействии комплекса помех.
2. Выбор и обоснование моделей сигналов и помех для радиотехнических систем передачи данных с временным разделением каналов.
3. Разработка форматов синхронизирующего и информационного сигналов.
4. Разработка робастных алгоритмов обнаружения и оценивания временного положения сигнала для обеспечения синхронизации в TDMA системах в условиях действия комплекса помех.
5. Разработка робастных алгоритмов демодуляции сигналов при воздействии комплекса помех.

6. Исследование эффективности и практической реализуемости разработанных алгоритмов.

Объектом исследования являются многопользовательские TDMA системы передачи данных в условиях действия априорно неопределенных помех.

Предметом исследования являются алгоритмы статистической обработки сигналов, обеспечивающие устойчивость их характеристик в условиях действия априорно неопределенных помех.

Методы исследования

Для решения поставленных задач использовались методы теории вероятностей, математической статистики, статистической радиотехники и теории связи, цифровой обработки сигналов и математического моделирования.

Научная новизна работы

1. Предложены асимптотически робастные инвариантные (АРИ) алгоритмы обнаружения и оценки временного положения сигнала, основанные на использовании модели приближенно финитных распределений шума, для решения задачи синхронизации в TDMA-системах связи. В отличие от известных, предложенный алгоритм обеспечивает более высокую помехоустойчивость в условиях многолучевого распространения сигналов, действия узкополосных импульсных помех и при изменении распределения шума.

2. Предложен асимптотически робастный инвариантный алгоритм демодуляции сигналов с относительной фазовой модуляцией (ОФМ), основанный на использовании модели приближенно финитных распределений шума. В отличие от известных, предложенный алгоритм обеспечивает более высокую помехоустойчивость в условиях многолучевого распространения сигналов, действия узкополосных импульсных помех и при изменении распределения шума.

3. Предложен коэффициент асимптотической робастности (КАР) алгоритмов обнаружения и различения сигналов, основанных на безынерционном преобразовании исходной выборки, позволяющий количественно оценить необходимое изменение отношения сигнал/шум для поддержания заданного уровня средних потерь при изменении распределения шума.

Практическая ценность работы

Предложенные алгоритмы позволяют создавать перспективные многопользовательские системы широкополосной связи, обеспечивающие высокую помехоустойчивость в условиях априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки при наличии УИП, помех многолучевого распространения и негауссовских шумов.

Достоверность и обоснованность научных положений, выносимых на защиту, подтверждается: корректным использованием математического аппарата, результатами имитационного моделирования, положительными результатами апробации и внедрения полученных результатов.

Положения выносимые на защиту

1. АРИ-алгоритм обнаружения и оценки временного положения сигнала, основанный на использовании расширенной модели приближенно-финитных распределений и учитывающий наличие в наблюдаемом процессе узкополосных импульсных помех и многолучевого распространения сигнала обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум до 4 дБ по сравнению с алгоритмами, оптимальными для приема на фоне гауссовского шума. В случае гауссовского распределения шума предложенные алгоритмы уступают оптимальному не более 0,3 дБ.

2. Предложенный АРИ-алгоритм демодуляции сигналов с относительной фазовой модуляцией (ОФМ) основанный на использовании расширенной модели приближенно-финитных распределений и учитывающий наличие в наблюдаемом процессе узкополосных импульсных помех и многолучевого распространения сигнала обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум до 4 дБ по сравнению с алгоритмами, оптимальными для приема на фоне гауссовского шума. В случае гауссовского распределения шума предложенный алгоритм уступает оптимальному не более 0,3 дБ.

3. Коэффициент асимптотической робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов, основанных на безынерционном преобразовании исходной

выборки, позволяет на этапе проектирования количественно оценить устойчивость алгоритма к изменению формы распределения шума.

Апробация работы

Основные результаты и положения диссертационной работы докладывались на следующих научно-технических конференциях: Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2014), (Новосибирск, 2014 г.); Современные проблемы радиоэлектроники «СПР-2015» (Красноярск, 2015 г.); 21 Международная научно-техническая конференция «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (Томск, 2015 г.); 13-я Міжнародна конференція «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій, комп'ютерної інженерії» TCSET'2016, (Львов, 2016 г.); 71 Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио (Санкт-Петербург, 2016 г.); 11 International forum on strategic technology (IFOST 2016) (Новосибирск, 2016 г.); X Всероссийская научная конференция молодых ученых "Наука. Технологии. Инновации" (НТИ-2017) (Новосибирск, 2016 г.); Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018) (Новосибирск, 2018 г.); XVI Всероссийская научная конференция молодых ученых, Наука. Технологии. Инновации (НТИ-2021); (Новосибирск, 2021 г.), XVI Всероссийская научная конференция молодых ученых, Наука. Технологии. Инновации. (НТИ-2022), (Новосибирск, 2022 г.).

Публикации

По теме диссертации опубликовано 16 работ, из них: 5 статей в рецензируемых научных изданиях, рекомендованных ВАК, 10 работ в материалах международных и российских конференций и 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад автора

Все выносимые на защиту результаты исследований получены автором лично. Из 16 опубликованных работ 14 написаны в соавторстве. В работах, опубликованных в соавторстве, относящиеся к тематике работы результаты получены автором лично.

Внедрение результатов исследования

Результаты диссертационной работы были внедрены на предприятии АО «Навигатор» (г. Санкт-Петербург) и в учебный процесс Новосибирского государственного технического университета, что подтверждено соответствующими актами, представленными в приложении.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, пяти разделов, заключения, списка сокращений, списка литературы, состоящего из 108 источников, и приложения. Текст изложен на 132 страницах, содержит 27 рисунков, 6 таблиц и 2 приложения.

Краткое содержание работы

В первом разделе приводится обзор современного состояния проблем синхронизации и демодуляции сигналов при передаче данных между быстродвижущимися объектами в режиме временного разделения каналов. В контексте задачи обеспечения кадровой и тактовой синхронизации рассмотрены методы оценивания временного положения сигнала при наличии комплекса помех. Показано, что актуальной задачей при проектировании многопользовательских систем связи является обеспечение устойчивости характеристик алгоритмов обработки сигналов в условиях априорной неопределенности и изменчивости сигнально-помеховой обстановки.

Во втором разделе приводятся обобщенные модели сигналов и помех, характерных для рассматриваемой радиотехнической системы. Определены форматы и параметры синхронизирующего и информационного сигналов, учитывающие влияние многолучевого распространения, УИП, а также доплеровского сдвига несущей частоты.

Третий раздел посвящен синтезу АРИ-алгоритмов обнаружения и оценки временного положения сигнала, учитывающих наличие в наблюдаемом процессе аддитивного шума с неизвестным распределением, УИП и помех многолучевого распространения. Предлагаемые алгоритмы разработаны для случая неизвестной начальной фазы полезного сигнала и не требуют предварительной оценки

мощности шума. Приводится подробное описание предложенного алгоритма адаптивной режекции УИП.

В четвертом разделе приводится синтез АРИ-алгоритма демодуляции ОФМ-сигналов, учитывающего наличие в наблюдаемом процессе узкополосных импульсных помех и фонового шума с неизвестным распределением.

Предложен коэффициент асимптотической робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов, основанных на безынерционном преобразовании наблюдаемых данных, позволяющий количественно оценить необходимое изменение отношения сигнал/шум для поддержания заданного уровня средних потерь при изменении вида распределения шума. Приведены результаты численного расчета КАР разработанного АРИ-алгоритма демодуляции.

В пятом разделе приводятся результаты статистических испытаний методом имитационного моделирования на ЭВМ и оценка практической реализуемости предложенных алгоритмов. Рассмотрена структура стенда полунатурных испытаний приемников реализующих разработанные алгоритмы.

В заключении приведены основные результаты и выводы диссертационной работы.

В приложении А представлены акты о внедрении результатов диссертационной работы. **В приложении Б** приведено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

1 СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ МЕЖДУ ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ В РЕЖИМЕ ВРЕМЕННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМПЛЕКСА ПОМЕХ

Множественный доступ с временным разделением каналов (TDMA) является одним из наиболее распространенных методов множественного доступа в современных цифровых системах беспроводной связи. Ключевыми задачами при разработке подобных систем является обеспечение синхронизации между приемником и передатчиком, а также демодуляция сигналов. Как правило, задача синхронизации решается с помощью передачи вместе с пакетом данных специального синхронизирующего сигнала. Наличие нескольких видов помех, априорная неопределенность и изменчивость сигнально-помеховой обстановки, обусловленная большой скоростью перемещения подвижных абонентов системы, ограничивают возможность применения традиционных подходов и приводят к необходимости разработки новых методов решения подобных задач.

В настоящем разделе проводится анализ существующих методов оценки временного положения сигналов применительно к задаче обеспечения кадровой синхронизации и методов демодуляции сигналов в условиях действия комплекса помех. Также в данном разделе формулируются цель и задачи диссертации.

1.1 Состояние проблемы обеспечения синхронизации в системах связи между подвижными объектами

Технология множественного доступа с временным разделением (time division multiple access – TDMA) характеризуется тем, что общий канал связи предоставляется поочередно каждому абоненту в течение интервала времени T_{slot} , называемого кадром или слотом [39]. Последовательность слотов, привязанных к абонентам, объединяется в циклически повторяющиеся суперслоты. Для предотвращения коллизий все абоненты в сети должны быть синхронизированы таким образом, чтобы в любой момент времени передачу мог осуществлять только

один из них, т.е. необходимо знать расположение временных границ между пользователями канала связи для корректного направления информации. Кроме того, поскольку в беспроводных системах связи между мобильными объектами время распространения сигнала неизвестно на приемной стороне, возникает задача определения временного положения информационного сообщения внутри слота конкретного абонента, а также информационных символов внутри сообщения.

Большинство известных методов синхронизации можно разделить на две категории: синхронизация с использованием данных (data-aided – DA) и без использования данных (non-data-aided – NDA) (также известные как слепые методы синхронизации). В общем случае, алгоритмы DA используют информацию об известных контрольных символах или обучающих синхропоследовательностях и обеспечивают достаточно высокую точность оценки при низкой эффективности реализации [40]. Напротив, алгоритмы NDA, как правило, обладают низкой точностью, однако при этом не требуют дополнительной передачи данных.

Вместо передачи данных непрерывным потоком системы TDMA, как правило, работают в пакетном режиме, причем для предоставления информации о синхронизации в каждый пакет пользовательских данных вставляется известная последовательность символов, называемая синхропоследовательностью или преамбулой (метод DA). В целом, для достижения наилучших характеристик связи необходимо совместно оптимизировать выбор синхронизирующего сигнала и соответствующего детектора [41]. Однако, эти задачи, как правило, решают отдельно, чтобы сосредоточить внимание на конкретной проблеме.

Для определения начала слота, область неопределенности принятого синхросигнала разделяется на конечное число интервалов или гипотез, соответствующих задержкам сигнала относительно начала области неопределенности. Далее осуществляется проверка гипотезы о наличии сигнала в каждом интервале. Таким образом, задача оценивания временного положения сигнала преобразуется в задачу обнаружения дискретной задержки.

Методы определения временной задержки сигнала публикуются с начала 1970-х годов. Среди них широкое распространение нашли корреляционные

методы, в основе которых лежит взаимнокорреляционная функция принятого и опорного сигнала:

$$R^{CK}(\tilde{\tau}) = M\{x(t)s(t-\tilde{\tau})\} \approx \int_{-\infty}^{\infty} x(t)s(t-\tilde{\tau})dt, \quad (1.1)$$

где $x(t) = As(t-\tau) + \eta(t)$ – наблюдаемый процесс, $s(t)$ – опорный сигнал, A – неизвестный амплитудный параметр, τ – неизвестное запаздывание сигнала, $\eta(t)$ – помеховая составляющая наблюдаемого процесса. В идеальных условиях, когда помеховая составляющая $\eta(t)$ представляет собой стационарный гауссовский процесс с нулевым средним, максимум функции (1.1) соответствует искомому запаздыванию сигнала τ . Полученная таким образом оценка называется оценкой максимального правдоподобия (МП) и выражается как

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\tilde{\tau} \in [0, T]} \left(\int_0^T x(t)s(t-\tilde{\tau})dt \right), \quad (1.2)$$

где T – интервал наблюдения. В ситуациях, когда начальная фаза принятого сигнала неизвестна, оценка запаздывания выражается через комплексные огибающие [42]:

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\tilde{\tau} \in [0, T]} \left(\int_0^T \dot{x}(t)\dot{s}^*(t-\tilde{\tau})dt \right), \quad (1.3)$$

где $*$ – знак комплексного сопряжения.

Одним из первых, кто описал использование коррелятора для кадровой синхронизации был Баркер [8] для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) с когерентной модуляцией BPSK. Мэсси [9] получил МП оценку для того же случая путем максимизации метрики, задаваемой разностью члена корреляции, которая измеряет подобие между опорным и принятым сигналом, и нелинейного поправочного члена, который при низком отношении сигнал/шум хорошо аппроксимируется энергией принятого сигнала в окне наблюдения. Поправочный член необходим для учета случайных данных, предшествующих и следующих за синхросигналом. Эффективность данного подхода подкрепляется работами [10],

[11], где доказано, что применение поправочного члена энергии дает существенное преимущество по сравнению с простой корреляцией. Однако применение поправочного члена дает преимущество только в тех случаях, когда в области неопределенности кроме синхросигнала могут находиться сигналы данных.

В системах связи между мобильными объектами, например, летательными аппаратами, задача усложняется наличием мешающих отражений от подстилающей поверхности и местных предметов, а также эффектом Доплера, обусловленного большими взаимными скоростями приемника и передатчика. Подобные факторы приводят к значительной неопределенности как несущей частоты так и фазы принятого сигнала.

В работе [12] предложен МП-алгоритм кадровой синхронизации для сигналов BPSK с неизвестной начальной фазой. Задача была сформулирована как тест отношения правдоподобия на основе маргинальной плотности распределения вероятностей отсчетов на выходе согласованного фильтра, в предположении, что начальная фаза является равномерно распределенной на интервале $[-\pi, \pi)$ случайной величиной, и информационные символы также имеют равномерное распределение. Результат включал некогерентную корреляцию с учетом нелинейного поправочного члена. Также в работе обсуждались обобщения для M -арной фазовой манипуляции (MPSK) для $M > 2$. В работе [13] обобщили результат [9] на квадратурную амплитудную модуляцию (QAM). Были рассмотрены случаи как когерентного, так и некогерентного приема.

Для борьбы со сдвигом несущей частоты также предложены различные подходы. В работе [14], посвященной MPSK, предложен МП-алгоритм кадровой синхронизации на основе маргинальной ПРВ отсчетов на выходе согласованного фильтра. Предлагаемое правило основано на операции, называемой двойной корреляцией, которая используется для дифференциально закодированных синхронизирующих сигналов. Другой подход, предложенный в работе [15], включал неизвестные фазу и частоту в задачу совместного оценивания. Был описан трехэтапный процесс, предполагающий оценивание фазы и частоты для каждого возможного положения синхросигнала. Применение данного метода будет

затруднительно при достаточно широкой области неопределенности сигнала. Также предложен метод [16], основанный на ступенчатой аппроксимации линейного изменения фазы из-за смещения частоты. Результатом является разделение требуемых корреляций на когерентные и некогерентные сегменты.

Все методы кадровой синхронизации, рассмотренные выше, были исследованы в предположении, что используется канал с АБГШ. Однако с развитием и внедрением беспроводной мобильной связи в настоящее время эффект многолучевого распространения стал значительным и доминирующим явлением. В большинстве случаев беспроводной связи он ухудшает передаваемый сигнал гораздо сильнее, чем шум, и затрудняет прием передаваемого сигнала. Также существенным недостатком рассмотренных методов является то, что для их правильной работы, как правило, требуется наличие символьной синхронизации, получаемой сторонними средствами.

В связи с тем, что многолучевое распространение сигнала является одним из основных источников погрешности измерения координат в глобальных спутниковых навигационных системах, этому вопросу уделялось большое внимание при разработке навигационных приемников GPS и ГЛОНАСС. В работе [43] приводится детальный анализ источников и методов ослабления влияния многолучевости на характеристики приема сигналов. В качестве одного из таких методов рассматривается применение остронаправленных антенн, что неприемлемо для авиационной техники ввиду их больших габаритных размеров. Кроме того, при взаимодействии в группе возникает проблема быстрой переориентации приемной антенны на источник излучения при смене передающего абонента, координаты которого заранее неизвестны.

Для борьбы с многолучевостью и повышения точности в глобальных навигационных системах применяются сигналы с большой базой, а в навигационных приемниках используют множественные последовательные или параллельные корреляторы с достаточно сложной структурой, предполагающей плавную перестройку по задержке, частоте и фазе сигнала [44]. Это приводит к

тому, что процесс обработки сигнала происходит достаточно медленно, что неприемлемо при больших скоростях перемещения абонентов сети.

Одним из методов снижения среднего времени оценивания в особенности, когда область неопределенности достаточно велика, является применение поэтапных процедур оценивания [45-48]. Суть подобных методов заключается в том, что исходная область неопределенности разделяется на несколько крупных блоков. На первом этапе выполняется предварительная оценка наличия синхросигнала в каждом из блоков. В последующих этапах происходит уточнение оценки временного положения сигнала с учетом вероятности его наличия в конкретном блоке. Увеличение производительности происходит за счет более быстрого анализа блоков, не содержащих полезный сигнал, а также за счет их отсеивания на этапе предварительного оценивания. К недостаткам данных методов можно отнести невозможность в ряде случаев обеспечить требуемые значения вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала [48], в особенности на первых этапах обработки. Ситуация еще более усложняется при наличии мешающих отражений.

В работе [17] для решения задачи обнаружения сигнала и оценки его временного положения предложено совокупность принимаемых отсчетов разбивать на блоки и обрабатывать их с помощью оригинальной матричной операции. Для учета многолучевого распространения в качестве искомого сигнала выбирается первый обнаруженный сигнал. В работе также отмечается, что возможна ситуация, когда синхросигнал поровну распределен между соседними блоками, что приводит к снижению эффективности алгоритма. Ограничением является также сложность реализации большого числа корреляторов. В работе [49] для ускорения обработки при определении задержки, также, как и в работе [17] предложено принимаемый сигнал в виде псевдослучайной последовательности большой длины разбивать на блоки и корреляционную обработку проводить поблочно. При этом для выделения сигнала прямого прохождения предлагается использовать стандартный GPS-приемник, что также не обеспечивает нужную скорость обработки для рассматриваемых беспроводных систем связи.

В то время как все методы, основанные на взаимной корреляции, выполняют оценку временного положения сигнала, максимизируя выражение (1.1), альтернативный метод, подобный корреляции, основан на минимизации функции среднеквадратической разности:

$$R^{MНKP}(\tilde{\tau}) = \int_{-\infty}^{\infty} (x(t) - s(t - \tilde{\tau}))^2 dt, \quad (1.4)$$

или функции разности средних величин:

$$R^{МСАР}(\tilde{\tau}) = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t) - s(t - \tilde{\tau})| dt, \quad (1.5)$$

которые рассматривались в работах [50] и [51]. Эти методы также известны в литературе как метод наименьших квадратов разностей (МНКР) и метод суммы абсолютных разностей (МСАР) соответственно [52, 53]. По сравнению с обычной взаимной корреляцией, МНКР и МСАР требуют меньше вычислительных затрат, поскольку нет необходимости в умножениях. Недостатком метода МНКР является то, что в результате операции возведения в квадрат, фактически придается больший вес большим шумовым выбросам. Данное свойство снижает производительность оценки в случае распределений шума с тяжелыми хвостами, характеризующимися более высокой вероятностью появления больших значений (выбросов), чем при гауссовском шуме. В таких случаях более предпочтительно применение оценки на основе абсолютной разности (1.5). Однако, общим ограничивающим фактором обоих методов является невозможность их применения в случае неопределенности начальной фазы принятого сигнала.

Также с целью уменьшения вычислительных затрат многими авторами предложены подходы, основанные на определении характерных точек в принятом сигнале, например, пересечении с порогами [18-22]. В работах [21, 22] предлагается использовать статистики пересечения заданного уровня наблюдаемым процессом снизу вверх и сверху вниз. В соответствии с [21], погрешность оценки временного положения сигнала в канале с АБГШ для таких методов может быть выражена как

$$\sigma = \frac{1}{\pi q_{\text{блх}}} \sqrt{\frac{6}{(n+1)(2n+1)(2n+3)}}, \quad (1.6)$$

где n – общее число пересечений заданного уровня, $q_{\text{вблх}}$ – отношение сигнал/шум. Таким образом, высокая точность может быть достигнута за счет увеличения длительности сигнала, а также отношения сигнал/шум.

В работе [20] предлагается алгоритм оценки временной задержки (time delay estimation – TDE), основанный на пересечении нуля. На примере синусоидального сигнала приводится выражение для среднеквадратической ошибки алгоритма в канале с АБГШ. Показано, что точность оценки является функцией отношения сигнал/шум (SNR), частоты сигнала и количества точек перехода через ноль. Согласно [20], при отношении сигнал/шум более 30 дБ алгоритм приближается к точности, сравнимой с корреляционными методами, но обладает значительно более низкой вычислительной сложностью и низкой задержкой обработки.

Поскольку фиксированный порог не обеспечивает устойчивость характеристик оценки к флуктуациям интенсивности сигнала и внешним помехам, были предложены различные решения на основе множественных [54, 23] или переменных порогов [19]. Например, алгоритм, основанный на многоуровневой фиксации, предложенный в [23], учитывает наличие эффекта многолучевого распространения, квазигармонических и импульсных помех. Сигнал представляет собой два колоколообразных импульса, сдвинутых друг относительно друга. Временное положение сигнала определяется по минимуму между этими импульсами, признаком наличия сигнала считается пересечение более чем двух порогов.

В целом, наиболее значимым недостатком методов, основанных на пресечении наблюдаемым процессом некоторого заданного уровня является необходимость поддерживать достаточно большое отношение сигнал/шум. Кроме того, так как решение о пересечении порога принимается на основе отдельно взятого отсчета, наличие больших шумовых выбросов в наблюдаемом процессе связанных с импульсным характером шума может привести к значительному снижению характеристик подобных методов.

Для решения проблемы оценки временного положения сигнала при наличии импульсного шума в работе [55] совместно с корреляционным подходом

предлагается использовать порядковые статистики. Суть предлагаемого метода заключается в следующем: сначала на основе наблюдаемой выборки формируются порядковые статистики, затем некоторые экстремальные значения полученной статистики либо обнуляются, либо заменяются случайными значениями из предполагаемого распределения шума. Далее полученные данные переупорядочиваются в порядке их получения. Таким образом, достигается уменьшение влияния на корреляцию шумовых выбросов с большими мгновенными амплитудами. В работе отмечается, что для определения экстремальных статистических значений, которые должны быть заменены, требуется получить достоверное представление о поведении канала связи.

1.2 Состояние проблемы демодуляции сигналов в системах связи между подвижными объектами в режиме TDMA

В цифровой связи демодуляция (детектирование) сигналов рассматривается как процесс принятия решения относительно символического значения принятого сигнала. При этом в соответствии со статистическим подходом, задача детектирования формулируется как многоальтернативная задача проверки статистических гипотез о наблюдаемом процессе [56]:

$$H_i : x(t) = s_i(t) \oplus \eta(t) \text{ (передан } i\text{-й символ), } i = 1, \dots, M, \quad (1.6)$$

где $s_i(t)$ – переданный сигнал, M – размер символического алфавита, знаком \oplus обозначено обобщенное взаимодействие между сигналом и помехой $\eta(t)$. Помеха представляет собой составляющую наблюдаемого процесса, которая в результате взаимодействия с сигналом препятствует достоверному восприятию последнего.

Классический подход к задаче различения сигналов включает в себя большое количество априорных данных о сигналах, помехах и способах их взаимодействия. Однако реальные каналы связи характеризуются тем или иным уровнем априорной неопределенности: заранее неизвестными могут быть как параметры сигналов вследствие неизбежных искажений в канале передачи, так и статистические характеристики помех ввиду невозможности учета всех влияющих факторов. В

связи с этим, в 70-х годах стала активно развиваться теория обработки сигналов в условиях априорной неопределенности.

При этом различают методы обработки сигналов в условиях параметрической и непараметрической априорной неопределенности. В случае параметрической априорной неопределенности неизвестны значения конечного числа параметров сигналов и помех, при этом функциональный вид распределения вероятностей наблюдаемой выборки предполагается известным. При непараметрической априорной неопределенности вид распределения сигналов и помех не известен, т.е. это распределение не может быть определено конечным набором параметров.

Многопользовательские системы передачи данных между подвижными объектами кроме собственных шумов приемного устройства подвержены воздействию помех многолучевого распространения, промышленных, атмосферных помех и помех, обусловленных работой других радиотехнических систем в том же диапазоне частот, которые по своей физической природе являются негауссовскими.

В настоящее время многие методы борьбы с внешними помехами ориентированы на применение широкополосных сигналов с большой базой, которые обладают известными преимуществами перед узкополосными сигналами и позволяют обеспечить высокую помехоустойчивость передачи данных при соотношениях сигнал/шум по мощности близком или даже менее единицы [42, 57].

Например, одним из методов борьбы с замираниями, уникальным для широкополосных систем с прямым расширением спектра (ПРС), является перемежение чипов (ПЧ) [58-60]. В то время как традиционные системы ПРС передают чипы символа данных в пределах интервала этого символа, системы ПЧ-ПРС распределяют чипы по нескольким символам данных посредством процесса перемежения, так что чипы одного и того же символа данных разделяются чипами других символов, и впоследствии набор чипов, принадлежащих одному и тому же символу данных, передается в течение промежутка времени, намного превышающего интервал символа. Основная цель введения перемежения чипов

состоит в том, чтобы предотвратить глубокое замирание всего символа данных. Перемежение чипов можно рассматривать как комбинацию перемежения и временного разнесения, поскольку последовательные символы пакета данных передаются по каналу далеко друг от друга, и один и тот же символ делится на множество небольших частей и передается в разные временные интервалы. Если в 1/3 части символа данных происходит глубокое замирание, он может быть восстановлен из оставшейся 2/3 части символа. Важными преимуществами метода ПЧ являются низкая сложность реализации, а также отсутствие необходимости к дополнительному расширению полосы пропускания. Однако, в случае значительного доплеровского сдвига частоты интервал разнесения чипов может быть сильно ограничен.

При традиционном подходе к проектированию широкополосных систем передачи данных флуктуационная составляющая наблюдаемого процесса моделируется как стационарный гауссовский процесс без памяти, что не согласуется с результатами полевых измерений. Экспериментальные исследования показывают, что многие беспроводных каналы связи внутри и вне помещений [29-31], беспроводные передатчики в ноутбуках [32], помехи в смежных каналах [33, 34] и системах авиационной связи [35-38] характеризуются наличием импульсных шумов. Такие помехи носят, как правило, импульсный характер, характеризуются распределениями с более тяжелыми хвостами по сравнению с гауссовским шумом и могут быть описаны с помощью ряда статистических моделей.

Наибольшее распространение получила модель ε -загрязненного распределения [61]. В качестве обоснования такого подхода используют тот факт, что на входе приемника наряду с импульсными помехами всегда присутствует аддитивный гауссовский шум, обусловленный физической природой входных каскадов приемника и окружающей среды. Вместе с тем бывают ситуации, когда процесс на входе приемника адекватно описывается другими типами распределений с тяжелыми хвостами, например, альфа-стабильными распределениями [61].

Для подвижных объектов наиболее характерной ситуацией является случай, когда отсутствуют достоверные сведения о характере распределения шумов и помех, а также значительная изменчивость помеховой обстановки.

Для решения этой проблемы многими авторами предложены различные параметрические и непараметрические подходы [62]. В параметрических случаях в качестве модели принимается фиксированное распределение (обычно гауссовское), параметры которого считаются неизвестными. Типичным подходом в этом случае является подход, основанный на замене неизвестных параметров распределений их оценками. Существуют и другие параметрические подходы, направленные на повышение устойчивости характеристик алгоритмов к отклонениям от принятой модели. Так, авторы работы [63] предлагают при неизвестных параметрах гауссовского распределения максимизировать крутизну рабочей характеристики приемника при наихудшем отношении сигнал/шум, в работе [64] авторы предлагают локально-оптимальный алгоритм, максимизирующий крутизну функции мощности при фиксированной вероятности ложной тревоги. Более эффективными при известной форме функции распределения смеси сигнала и шума и наличии неизвестных параметров распределения являются подходы, основанные на принципах несмещенности и инвариантности [65]. Алгоритмы обнаружения и различения сигналов, синтезированные с использованием данных подходов, структурно не зависят от неизвестных параметров сигнала и шума, при этом обеспечивается фиксированный уровень вероятности ложных тревог и максимизируется вероятность правильного обнаружения (различения) сигналов [66-68].

При отклонении принятой модели распределения смеси сигнала и шума от реального, эффективность синтезированных на основе параметрических подходов алгоритмов, как правило, значительно снижается. Поэтому уже в течение многих лет большое внимание уделяется созданию и исследованию робастных (устойчивых) алгоритмов, эффективность которых снижается незначительно при отклонении реального распределения данных от принятой модели.

Для построения робастных алгоритмов часто используется непараметрический подход. Подробный обзор непараметрических подходов к обнаружению сигналов дан в работе [69]. Робастные свойства алгоритмов обеспечиваются, как правило, путем включения процедуры безынерционного преобразования входного сигнала в состав алгоритма его обработки, что оказывается эффективным способом борьбы с импульсным шумом [70-72]. При использовании сигналов с большой базой число отсчетов входного сигнала, подвергающегося обработке, оказывается достаточно большим. Поэтому для обеспечения оптимальных свойств алгоритмов часто используют асимптотический подход и свойство нормализации рабочей статистики при больших объемах выборки [73]. Однако вид функции нелинейного преобразования задается, как правило, эвристически. Широко распространенным является подход, основанный на использовании ограниченных функций влияния [74]. Однако в общем случае ее подбор является довольно сложной проблемой [75], известные решения обеспечивают робастность алгоритмов для узкого класса конкретных задач и требуют знания ряда параметров модели шума. Другой подход основан на жестком ограничении (знаковый алгоритм), клиппировании или «выкалывании» входного сигнала [70-72]. Здесь форма функции нелинейного преобразования не зависит от вида распределения шума, однако для задания порога ограничения требуется знание энергетических параметров сигнала и шума, что на практике наталкивается на значительные трудности [76]. Кроме того, остается открытым вопрос об оптимальном выборе функции безынерционного преобразования в общем случае, для практически произвольных фактических распределений наблюдаемых данных. Еще одним подходом к определению функции нелинейного преобразования является непараметрическая оценка ПРВ шума, используемая для определения вида функции нелинейного преобразования [77]. Однако скорость сходимости таких оценок чрезвычайно низкая [78], и на практике такие алгоритмы оказываются малопригодными.

1.3 Цель и задачи исследования

Цель работы – разработка и исследование робастных алгоритмов обнаружения, оценки временного положения, а также демодуляции сигналов для систем передачи данных между подвижными объектами в режиме временного разделения каналов при многолучевом распространении сигналов, априорной неопределенности распределения шума и действии узкополосных импульсных помех.

Задачи исследования будут рассматриваться применительно к практической задаче разработки радиотехнической системы передачи данных между летательными аппаратами. Для организации множественного доступа в системе принята концепция временного разделения каналов связи (TDMA). Рассматриваемая система должна удовлетворять следующим требованиям:

1. Максимальное число абонентов – 100.
2. Длительность временного слота TDMA 10 мс, максимальное количество слотов – 100. Длительность цикла TDMA – 1 с. Цикл синхронизирован с универсальным координированным временем.
3. Система должна обеспечивать широкополосную передачу данных в одном временном слоте длительностью 10 мс, а в остальных временных слотах цикла TDMA – обеспечивать приём данных от других абонентов.
4. Количество информации, передаваемой в слоте, должно быть не менее 3000 бит.
5. Полоса, выделенная для передачи сигналов системы составляет $\Delta f = 24$ МГц. Уровень внеполосных излучений должен удовлетворять требованиям, задаваемым следующими характерными точками: $\Delta f_{-15} = 25,2$ МГц, $\Delta f_{-40} = 100$ МГц, $\Delta f_{-60} = 240$ МГц, Δf_X – полоса частот излучения радиопередающего устройства, за пределами которой любая дискретная составляющая спектра или спектральная плотность мощности внеполосных радиоизлучений ослаблена относительно исходного уровня 0 дБ до уровня не менее чем X дБ.

6. Дальность действия – не менее 100 км. Минимальная дальность между абонентами – 150 м.

7. Подвижные авиационные абоненты могут работать на высотах от 50 до 25000 м. Диапазон взаимных скоростей подвижных авиационных абонентов от 0 до ± 4800 км/час.

8. Система должна обеспечивать электромагнитную совместимость с существующими радиотехническими системами ближней навигации, такими как DME, TACAN, РСБН. Излучаемые ими сигналы создают узкополосные импульсные помехи для рассматриваемой системы.

С учетом вышеописанных требований в системе принята следующая структура слота (рисунок 1.1)

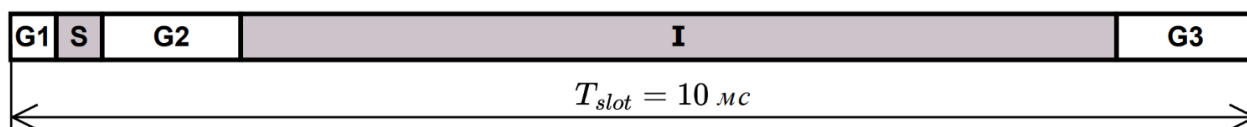


Рисунок 1.1 – Структура временного слота

На интервале **S** передается синхронизирующий сигнал, необходимый для обеспечения временной синхронизации между передающим и принимающим абонентом. На интервале **I** передается последовательность информационных символов. Защитный интервал **G1** необходим для компенсации погрешности определения границ временного слота на основе универсального кодированного времени. Интервал **G2** необходим для исключения интерференции между помеховым сигналом, обусловленным отражением от подстилающей поверхности синхросигнала и сигналом информационной последовательности. Защитный интервал **G3** предназначен для предотвращения попадания информационного сигнала, а также его отраженной копии в интервал соседнего слота.

Для достижения поставленной цели и удовлетворения приведенным выше требованиям необходимо решить следующие задачи:

1. Анализ состояния проблемы обработки сигналов при передаче данных в режиме временного разделения каналов при воздействии комплекса помех.

2. Выбор и обоснование моделей сигналов и помех для радиотехнических систем передачи данных с временным разделением каналов.

3. Разработка форматов синхронизирующего и информационного сигналов.

4. Разработка робастных алгоритмов обнаружения и оценивания временного положения сигнала для обеспечения синхронизации в TDMA системах в условиях действия комплекса помех.

5. Разработка робастных алгоритмов демодуляции сигналов при воздействии комплекса помех.

6. Исследование эффективности и практической реализуемости разработанных алгоритмов.

Выводы по разделу 1

1. Показано, что проблема обеспечения высокой помехоустойчивости систем передачи данных, особенно между подвижными объектами при воздействии комплекса помех, в настоящее время остается актуальной, о чем свидетельствует большое число публикация в научных изданиях.

2. В системах TDMA для обеспечения корректной передачи данных широко используется синхронизация каналов с помощью включения в пользовательский пакет данных специального синхронизирующего сигнала. В связи с этим актуальной является задача оценки его временного положения в условиях действия комплекса помех.

3. При разработке помехоустойчивых алгоритмов синхронизации и демодуляции для систем передачи данных между подвижными объектами необходимо учитывать не только собственные шумы приемника, но и наличие помех многолучевого распространения, промышленных, атмосферных помех и помех, обусловленных работой других радиотехнических систем в том же диапазоне частот. Наличие большого количества источников помех может приводить к существенной априорной неопределенности наблюдаемых данных, в том числе распределения флуктуационной составляющей.

4. С учетом отмеченных факторов сформулированы цель и задачи исследования.

2 МОДЕЛИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ В СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ МЕЖДУ ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ. ФОРМАТ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА

Целью настоящего раздела является выбор и обоснование моделей сигналов и помех в системе связи между быстродвижущимися мобильными объектами, а также разработка на основе этих моделей форматов синхронизирующего и информационного сигналов.

2.1 Модели сигналов и помех в системе передачи данных между подвижными объектами

2.1.1 Модель процесса на входе приемника

В качестве исходных данных как для синхронизации, так и для демодуляции принимается комплексная огибающая $\dot{x}_{slot}(t)$ процесса на выходе линейной части приемника, соответствующего одному временному слоту. Комплексную огибающую $\dot{x}_{slot}(t)$ будем рассматривать отдельно для каждой задачи, для этого временной слот разобьем на два интервала: интервал синхронизации T_S и интервал обработки информационного сигнала T_I . На рисунке 2.1 показана структура принятого сигнала слота с учетом задержки τ_D распространения, длительность синхросигнала обозначена как τ_{SS} .

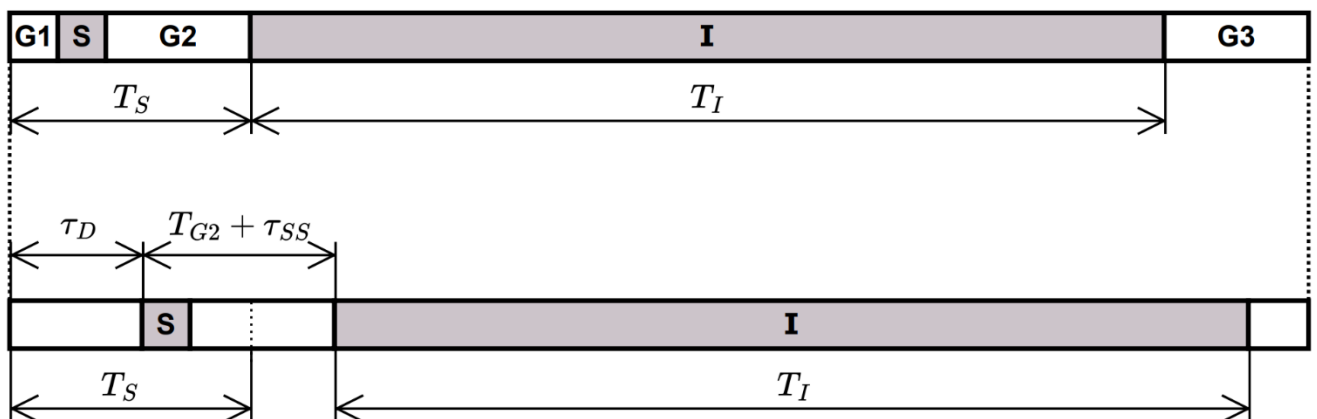


Рисунок 2.1 – Структура излученного и принятого сигнала слота

Таким образом, при решении задачи синхронизации в качестве исходных данных примем комплексную огибающую $\dot{x}_S(t)$ процесса на выходе линейного тракта приемника, соответствующую интервалу T_S . Комплексная огибающая $\dot{x}_S(t)$ представляет собой аддитивную смесь следующих составляющих: синхросигнала $\dot{u}_S(t)$, пришедшего по прямому лучу, помехи $\dot{u}_{R.S}(t)$, возникающей вследствие отражения синхросигнала от подстилающей поверхности, узкополосной импульсной помехи $\dot{u}_{UIP}(t)$ и шума $\dot{\eta}(t)$ с неизвестными распределением и дисперсией:

$$\dot{x}_S(t) = \dot{u}_S(t) + \dot{u}_{R.S}(t) + \dot{u}_{UIP}(t) + \dot{\eta}(t). \quad (2.1)$$

В свою очередь, комплексная огибающая $\dot{x}_I(t)$, соответствующая интервалу T_I представляет собой аддитивную смесь информационного сигнала $\dot{u}_I(t)$, пришедшего по прямому лучу, помехи $\dot{u}_{R.I}(t)$, обусловленной отражением от подстилающей поверхности информационного сигнала, узкополосной импульсной помехи $\dot{u}_{UIP}(t)$ и шума $\dot{\eta}(t)$ с неизвестными распределением и дисперсией:

$$\dot{x}_I(t) = \dot{u}_I(t) + \dot{u}_{R.I}(t) + \dot{u}_{UIP}(t) + \dot{\eta}(t). \quad (2.2)$$

2.1.2 Модель синхросигнала

Комплексную огибающую синхросигнала, пришедшего по прямому лучу, представим в следующем виде:

$$\dot{u}_S(t) = \lambda_S \exp(j(2\pi f_D t + \phi)) s_S(t - \tau_D), \quad (2.3)$$

где $s_S(t)$ – известный, нормированный по мощности сигнал, задающий форму комплексной огибающей синхросигнала, τ_D – неизвестная задержка сигнала, обусловленная временем распространения радиоволн от передатчика к приемнику, λ_S , f_D и ϕ – соответственно неизвестные амплитуда, доплеровский сдвиг частоты и начальная фаза принятого сигнала. В работе значения величин λ_S , ϕ и f_D полагаются априорно неопределенными и неизменными в пределах одного слота соответственно на множествах $(0, \infty)$, $[0, 2\pi)$ и $[-f_{D.\max}, f_{D.\max}]$.

2.1.3 Модель информационного сигнала

Комплексную огибающую информационного сигнала представим в виде последовательности N_{sym} , символов:

$$\dot{i}_I(t) = \lambda_I \exp(j(2\pi f_D t + \phi)) \sum_{k=0}^{N_{sym}-1} Q_k s_{sym}^{(k)}(t - k\tau_{sym} - \tau_D), \quad (2.4)$$

где $s_{sym}^{(k)}(t)$ – известный, нормированный по мощности сигнал, задающий форму комплексной огибающей сигнала k -го символа, τ_{sym} – длительность символа (тактовый интервал последовательности), λ_I – неизвестная амплитуда сигнала, Q_k – информационные параметры, f_D – неизвестный доплеровский сдвиг частоты, ϕ – неизвестная начальная фаза, N_{sym} – число символов.

2.1.4 Модель мешающих отражений

При передаче радиосигналов по беспроводным каналам связи сигналы могут достигать приемной антенны по двум и более путям. В общем случае время распространения сигналов по каждому из путей различно, что приводит к интерференции сигнала прямого прохождения с сигналами, пришедшими по другим лучам в точке приема. Причинами многолучевого распространения могут быть отражения излучаемого сигнала от земной поверхности и местных предметов, от морской поверхности, от гидрометеорологических образований.

Если отражение происходит от гладкой поверхности, т.е. от поверхности, неровности которой значительно меньше длины волны, говорят о зеркальном характере отражения. При этом действует известный закон Снелла: угол падения равен углу отражения. Для описания зеркальных отражений в настоящей работе принята квазидетерминированная модель, согласно которой помеха, обусловленная зеркальным отражением, совпадает по форме с сигналом прямого прохождения, но отличается от него бóльшим временным сдвигом, а также значениями амплитудного параметра, начальной фазы и доплеровского смещения [42].

Таким образом, помеха, обусловленная отражением синхросигнала имеет вид:

$$\dot{i}_{R.S}(t) = \lambda_{R.S} \exp(j(2\pi f_{DR}t + \phi_R)) s_S(t - \tau_D - \tau_{DR}), \quad (2.5)$$

в свою очередь помеха, обусловленная отражением информационного сигнала

$$\dot{i}_{R.I}(t) = \lambda_{R.I} \exp(j(2\pi f_{DR}t + \phi_R)) \sum_{k=0}^{N_{sym}-1} Q_k s_{sym}^{(k)}(t - k\tau_{sym} - \tau_D - \tau_{DR}), \quad (2.6)$$

где $\lambda_{R.S}$, $\lambda_{R.I}$ – неизвестные амплитудные параметры помех, f_{DR} – неизвестный доплеровский сдвиг частоты, ϕ_R – неизвестная начальная фаза, τ_D – задержка, связанная с распространением сигналов, τ_{DR} – неизвестное запаздывание отраженных сигналов относительно сигналов прямого прохождения.

В случае если отражение происходит от шероховатой поверхности, неровности которой соизмеримы с длиной волны, возникает диффузное отражение. При этом падающая волна рассеивается во всевозможных направлениях. Диффузные отражения как правило аппроксимируются широкополосным случайным процессом с нулевым средним, имеющим гауссовское распределение [79]. Поэтому в настоящей работе помехи, обусловленные диффузными отражениями отнесены к действующему в системе шуму.

2.1.5 Модель узкополосной импульсной помехи

Узкополосные импульсные помехи (УИП) создаются сторонними радиотехническими системами (РТС), работающими в том же диапазоне частот, что и рассматриваемая РТС. Возникновение УИП обусловлено, в основном, работой таких систем, как РСБН, DME и TACAN [26]. Характерной чертой данных помех является высокий уровень априорной неопределенности временного положения, ширины спектра и частоты несущих колебаний.

Для описания комплексной огибающей УИП воспользуемся следующей моделью [26]:

$$\dot{i}_{UIP}(t) = \lambda_{UIP} \sum_{i=0}^{N_{UIP}-1} s_{UIP}(t - \tau_{UIP,i}) \exp[j(2\pi f_{UIP}t + \phi_{UIP,i})], \quad (2.7)$$

где λ_{UIP} – неизвестный амплитудный параметр помехи, f_{UIP} – сдвиг несущей частоты помехи относительно несущей частоты полезного сигнала, $s_{UIP}(t)$ – сигнал задающий форму импульса УИП, $\tau_{UIP,i}$ – задержка, $\phi_{UIP,i}$ – неизвестная начальная фаза i -го импульса, N_{UIP} – количество импульсов УИП. Форма импульса УИП задается выражением [26]:

$$s_{UIP}(t) = \begin{cases} a_p \cos^2 \left(\pi \frac{t - \frac{1}{2}\tau_p}{\tau_p} \right) & \text{при } 0 \leq t < \tau_p, \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases}, \quad (2.8)$$

где τ_p – длительность одного импульса, параметр a_p полагается таким, при котором средняя мощность импульса равна единице.

2.1.6 Модель шума

Шумовая составляющая на выходе линейного тракта приемника обусловлена собственными шумами приемного оборудования, диффузной составляющей отражений от подстилающей поверхности и местных предметов, атмосферными, промышленными и т.п. помехами. В условиях наличия большого количества источников помех, в качестве основной статистической модели описания помеховой обстановки, как правило, используется гауссовское распределение. Однако экспериментальные исследования показывают, что многие беспроводные каналы связи внутри и вне помещений [29-31], беспроводные приемопередатчики в ноутбуках [32], помехи в смежных каналах [33, 34] и системах авиационной связи [35-38] характеризуются наличием импульсных шумов. В данном случае термин «импульсный» используется для обозначения более высокой вероятности появления больших уровней помех по сравнению с гауссовским шумом.

Эмпирические данные показывают, что плотности распределения вероятностей (ПРВ) импульсных шумовых процессов проявляют сходство с

гауссовской ПРВ, будучи колоколообразными, гладкими и симметричными, но затухают в хвостах с меньшей скоростью, чем гауссовская ПРВ [80]. В связи с тем, что часть источников шума невозможно полностью охарактеризовать, в настоящей работе принято, что $\dot{\eta}(t)$ является комплексным случайным процессом с нулевым средним и неизвестной дисперсией, распределение вероятностей которого заранее неизвестно. Таким образом, имеет место непараметрическая априорная неопределенность распределения шума. Согласно данной концепции ПРВ шума может быть любой в пределах некоторого множества распределений \mathcal{P} .

Для представления непараметрической априорной неопределенности воспользуемся результатами работы [56], в которой предложены две модели: расширенная модель с конечной дисперсией и расширенная модель приближенно финитных распределений. Данные модели получены путем введения в известные непараметрические модели [81] неопределенного параметра масштаба.

Расширенная модель ПРВ шума с конечной дисперсией представлена множеством

$$\mathcal{P}_1 = \left\{ p(t) = \frac{1}{\sigma} w\left(\frac{t}{\sigma}\right), w \in \mathcal{W}_1, \sigma \in (0, \infty) \right\}, \quad (2.9)$$

где $\mathcal{W}_1 = \left\{ w: \int_{-\infty}^{\infty} t^2 w(t) dt = 1, I(w) < \infty \right\}$ – класс ПРВ с нулевым средним и конечной

дисперсией, $I(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_w^2(t) w(t) dt$ – информация Фишера о сдвиге,

$\psi_w(t) = -\frac{d}{dt} \ln w(t)$ – логарифмическая производная ПРВ, σ – параметр масштаба,

имеющий в данном случае смысл среднеквадратического отклонения.

Расширенная модель приближенно финитных распределений представлена множеством

$$\mathcal{P}_2 = \left\{ p(t) = \frac{1}{\sigma} w\left(\frac{t}{\sigma}\right), w \in \mathcal{W}_2, \sigma \in (0, \infty) \right\}, \quad (2.10)$$

где $\mathcal{W}_2 = \left\{ w: \int_{-1}^1 w(t)dt = q, I(w) < \infty \right\}$ – класс ПРВ с нулевым средним и

фиксированной вероятностью q интервала $[-1, 1]$. Параметр масштаба σ в этом случае также характеризует степень разброса случайной величины относительно среднего значения, однако количественно может отличаться от среднеквадратического отклонения.

Использование расширенных моделей позволяет путем соответствующего выбора параметра масштаба представить практически любую ПРВ. Действительно, многие плотности $p(t)$ принадлежат множеству (2.9) или (2.10), поскольку они

могут быть выражены в виде $p(t) = \frac{1}{\tilde{\sigma}} w\left(\frac{t}{\tilde{\sigma}}\right)$, где плотность $w(t) = \tilde{\sigma} p(\tilde{\sigma}t)$,

параметр масштаба $\tilde{\sigma}$ вычисляется в соответствии с моделями (2.9) и (2.10) из

$$\text{уравнений } \int_{-\infty}^{\infty} t^2 \tilde{\sigma} p(\tilde{\sigma}t) dt = 1, \int_{-1}^1 \tilde{\sigma} p(\tilde{\sigma}t) dt = q.$$

Также важным моментом при оценке эффективности разрабатываемых алгоритмов является статистическое моделирование фактического шума, представленного в системе. Как упоминалось ранее, многие беспроводные системы связи характеризуются наличием импульсных шумов. Поэтому при моделировании разработанных алгоритмов в условиях действия конкретных шумов рассмотрим наиболее характерные модели импульсных шумов, такие как модель Миддлтона класса А, обобщенное распределение Гаусса и гауссовскую смешанную модель (ε -загрязненное распределение).

В 1972 году Д. Миддлтоном были разработаны три аналитические модели импульсных помех [29], [82], [83]. Среди них модель класса А является наиболее подходящей для описания импульсного шума на фоне аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) и представляет собой аддитивную смесь гауссовской и импульсной составляющих: $w(t) = w_G(t) + w_I(t)$. ПРВ шума модели класса А имеет вид [29]:

$$p(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\alpha_m}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_m^2}\right), \quad (2.11)$$

где $\alpha_m = \frac{A^m e^{-A}}{m!}$, $\sigma_m^2 = \sigma^2 \frac{m/A + \Upsilon}{1 + \Upsilon}$. Модель (2.11) задается двумя основными параметрами, A и Υ , которые определяются в соответствии с физическим процессом, генерирующим импульсный шум. Параметр A представляет собой среднее число импульсов за определенный временной интервал. Гауссовский фактор, $\Upsilon = \sigma_G^2 / \sigma_I^2$, определяет отношение мощности гауссовского и импульсного шума. Из (2.11) можно увидеть, что ПРВ модели класса А представляет собой взвешенную линейную комбинацию бесконечного числа гауссовских ПРВ с различными дисперсиями σ_m^2 . Веса гауссовских плотностей, $\alpha_m, \forall m$ можно рассматривать как распределение Пуассона случайной величины m . Средняя дисперсия шума класса А может быть выражена как

$$E\{w^2\} = \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_m \sigma_m^2 = \sigma^2$$

Модель класса А применяется при моделировании помех связанных с переходными процессами в линиях электропередач, системах зажигания автомобилей, а также для аппроксимации помех множественного доступа в сверхширокополосных системах связи [84]. Кроме модели класса А Д. Миддлтоном предложено еще две модели для описания широкополосных импульсных помех. Модель класса В используется для описания помех, чей спектр шире, чем полоса пропускания приемника. Шум класса С представляет собой смесь шума класса А и класса В. Однако практическое применение модели класса В ограничено сложностью функции ПРВ, для определения которой требуется до 5 параметров.

Обобщенная гауссовская модель шума используется при моделировании помех множественного доступа в системах связи с расширением спектра [85], а также при моделировании подводных акустических каналов связи [86]. ПРВ обобщенного распределения Гаусса можно представить в следующем виде:

$$p(t) = \frac{1}{2 \frac{\sigma}{\kappa} \Gamma\left(\frac{1}{\kappa}\right)} \exp\left(-\left|\frac{t}{\sigma}\right|^{\kappa}\right), \quad (2.12)$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция, κ – параметр формы, σ – параметр масштаба. При $\kappa = 2$ данное распределение совпадает с гауссовским, а при $\kappa = 1$ – с распределением Лапласа. При параметре $\kappa = 1/5$ обобщенное распределение Гаусса сводится к модели Хенкеля/Кесслера [87, 88], которая была исследована эмпирически для моделирования импульсного шума в витых парах. Было обнаружено, что эта модель хорошо согласуется с результатами измерений импульсных шумов, собранных в сетях Deutsche Telekom и British Telecom.

Гауссовская смешанная (ε -загрязненная) модель также является одной из часто используемых эмпирических моделей импульсного шума. Данная модель описывается плотностью распределения вероятностей, представляющей собой взвешенную сумму двух или более гауссовских ПРВ. На практике двух членов достаточно для решения большинства задач [89, 90]. Таким образом ПРВ ε -загрязненной модели может быть представлена в следующем виде [91]:

$$p_{\varepsilon c}(t, \varepsilon) = (1 - \varepsilon) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0^2}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma_0^2}} + \varepsilon \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma_1^2}}, \quad (2.13)$$

где $0 \leq \varepsilon < 1$ представляет собой вероятность появления импульсных выбросов, и при $\varepsilon = 0$ распределение (2.13) совпадает с гауссовским. Отношение σ_1/σ_0 должно быть достаточно большим для расширения хвостов распределения. Данная модель может аппроксимировать широкий спектр симметричных распределений с нулевым средним [90, 92]. Далее при оценке эффективности алгоритмов в качестве фактического распределения шума будем использовать модель (2.13) с соотношением $\sigma_1 = 10\sigma_0$ и различными значениями параметра ε . Дисперсия такого шума зависит от ε и вычисляется по формуле:

$$\sigma_{\varepsilon c}^2 = \sigma_0^2(1 - \varepsilon) + \sigma_1^2\varepsilon. \quad (2.14)$$

2.2 Формат полезного сигнала

2.2.1 Формат синхронизирующего сигнала

В рассматриваемой РТС начало сеанса связи задается передачей синхронизирующего сигнала, временное положение которого на передающем устройстве устанавливается относительно единой сетки времени. Поскольку связь осуществляется между быстродвижущимися мобильными объектами, время распространения сигнала от передатчика к приемнику является неизвестным. Таким образом, на приемной стороне должна быть решена задача обнаружения синхросигнала и оценки его временного положения относительно начала слота.

Кроме того, в рассматриваемом случае существенным является влияние многолучевого распространения сигнала, причем амплитуда отраженного сигнала может быть соизмеримой с амплитудой полезного сигнала, пришедшего по прямому лучу. Существенными дестабилизирующими факторами являются неизвестный и меняющийся во времени доплеровский сдвиг частоты, величина которого при максимальной взаимной скорости абонентов 4800 км/ч может достигать 4,450 кГц, а также т.н. узкополосная импульсная помеха, связанная с работой соседних служб и систем.

С учетом вышесказанного сформулируем требования, предъявляемые к синхронизирующему сигналу:

- ширина спектра синхросигнала должна быть достаточной для фиксации его временного положения с требуемой точностью;
- формат синхросигнала должен обеспечить устойчивость фиксации временного положения в условиях изменяющейся величины доплеровского сдвига несущей частоты;
- длительность синхросигнала должна выбираться таким образом, чтобы исключить интерференцию самого синхросигнала и его отражения от подстилающей поверхности на информационную посылку, также формат должен обеспечивать уменьшение воздействия отражений на точность оценки временного положения;

– формат должен способствовать снижению влияния узкополосной импульсной помехи на точность определения временного положения;

– формат должен удовлетворять требованиям системы по ширине полосы частот.

Дисперсия оценки максимального правдоподобия (МП) временного положения сигнала в условиях действия АБГШ может быть определена по известной формуле Вудворда [42]

$$D\{\hat{\tau}\} = \frac{1}{(2\pi\Delta f_{rms})^2 q_{вых}^2}, \quad (2.15)$$

где $q_{вых} = \sqrt{\frac{E_S}{N_0}}$ – отношение сигнал/шум, E_S – энергия сигнала, N_0 – спектральная

плотность мощности (СПМ) шума, $\Delta f_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2E_S} \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df}$ –

среднеквадратическая полоса комплексной огибающей сигнала, $|S(f)|^2$ – СПМ комплексной огибающей сигнала. Из формулы (2.15) следует, что точность оценки может быть повышена не только за счет увеличения энергии сигнала, но и за счет расширения его спектра, или, что эквивалентно, сужения главного пика автокорреляционной функции (АКФ) сигнала.

Очевидным способом расширения спектра сигнала является уменьшение его длительности, при этом, для сохранения неизменного отношения сигнал/шум потребуется пропорционально увеличить пиковую мощность. Высокое значение пик-фактора сигнала приводит к снижению эффективности использования выходных усилителей мощности передающего устройства. Передача коротких мощных импульсов вызывает ограничение амплитуды сигнала на выходе передатчика, и, как следствие, увеличение уровня внеполосных излучений [93]. Это приводит к необходимости снижения средней мощности излучаемого сигнала и, соответственно, снижению помехоустойчивости.

Другим способом повышения точности оценки запаздывания является использование широкополосных сигналов, которые обладают большой базой

(произведением ширины спектра сигнала на его длительность $\Delta f T \gg 1$), что позволяет обеспечить необходимую энергию сигнала за счет его достаточной длительности, а не большой мощности. Кроме того, широкополосные сигналы обладают дополнительными преимуществами, такими как устойчивость к узкополосным помехам, низкая вероятность обнаружения за счет низкой плотности энергии, и повышенная криптозащищенность [42].

С учетом описанных соображений, в разрабатываемой системе связи в качестве синхронизирующего сигнала предлагается использовать широкополосный сигнал, получаемый методом прямого расширения спектра. При использовании данного способа расширения спектра производится умножение исходного сигнала на псевдослучайную последовательность (ПСП) элементарных импульсов (чипов). АКФ результирующего сигнала полностью определяется свойствами АКФ псевдослучайной последовательности. Таким образом, возникает задача выбора ПСП с хорошими корреляционными свойствами, в частности желаемым является минимальный уровень максимального бокового лепестка АКФ.

Широкое распространение в системах связи с прямым расширением спектра получили последовательности на основе бинарных фазоманипулированных сигналов. Показано [24], что для бинарных ФМ-последовательностей существует нижняя граница уровня боковых лепестков аperiodической АКФ, равная $1/L$, где L – количество элементов в последовательности. ФМ-сигналы, достигающие данной границы, получили название кодов Баркера. Известно всего девять кодов Баркера, причем самый длинный код имеет длину 13 (таблица 2.1).

Таблица 2.1 – Бинарные коды Баркера

Длина	Код													
2	+1	-1												
3	+1	+1	-1											
4	+1	-1	+1	+1										
5	+1	+1	+1	-1	+1									
7	+1	+1	+1	-1	-1	+1	-1							
11	+1	+1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	+1	-1			
13	+1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	+1	

Также в современных системах связи широкое применение нашли псевдослучайные последовательности (ПСП) максимальной длины, или М-последовательности, порождаемые регистром сдвига с линейной обратной связью. М-последовательности являются периодическими с периодом равным $L = 2^n - 1$ [24]. В качестве ПСП в системах с прямым расширением спектра используются усеченные М-последовательности, т.е. непериодические последовательности длиной в один период L . Уровень боковых лепестков АКФ таких последовательностей стремится к значению $1/\sqrt{L}$. Таким образом, чем длиннее последовательность, тем меньше уровень боковых лепестков.

Как будет показано далее, применение М-последовательности для расширения спектра синхросигнала является предпочтительным. В связи с тем, что максимальная длина кодов Баркера ограничена значением 13, при фиксированной длительности чипа τ_e полная длительность сигнала будет ограничена величиной $\tau_{sync} = 13\tau_e$, соответственно будет ограничена и энергия сигнала $E = 13\tau_e P$, где P – средняя мощность. Следовательно, сигнал на основе М-последовательности с $L > 13$ будет обладать большей энергией и, соответственно, большей помехоустойчивостью. Кроме того, начиная с длины $L = 255$ АКФ М-последовательностей имеют меньший уровень боковых лепестков, чем сигнал Баркера с $L = 13$.

2.1.1.1 Расчет длительности синхронизирующего сигнала

Длительность широкополосного сигнала с прямым расширением спектра определяется произведением длительности чипа на длину псевдослучайной последовательности $\tau_{SS} = \tau_e L_S$. В свою очередь, длительность и форма сигнала чипа определяют форму огибающей спектра широкополосного сигнала.

Установим нижнюю границу для ширины спектра синхросигнала с учетом необходимой точности оценки его временного положения. Как показало проведенное моделирование, устойчивая демодуляция информационного сигнала достигается при погрешности оценки временного положения менее 8 нс. В

соответствии с выражением (2.15) нижняя граница ширины спектра синхросигнала при $q_{\text{блх}}^2 = 25$ дБ равна $\Delta f_{\text{min}} = \frac{1}{2\pi q_{\text{блх}} \sigma_{\hat{\tau}}} = 1,15$ МГц. Синхросигнал с шириной спектра Δf_{min} обеспечивает необходимую точность оценки его временного положения только при отсутствии других помех кроме АБГШ. В нашем случае, если не принимать специальных мер, точность оценки временного положения сигнала может существенно снизиться за счет негативного воздействия мешающих отражений от подстилающей поверхности, узкополосных импульсных помех от сторонних систем, а также влияния эффекта Доплера. Для эффективной борьбы с помехами такого типа требуются сигналы с большим значением ширины спектра по сравнению с нижней границей.

Согласно требованиям технического задания выделенная полоса частот для передачи сигналов радиотехнической системы составляет $\Delta f = 24$ МГц. Также для РТС установлены нормы на внеполосное излучение по значениям ширины полосы частот радиоизлучения на соответствующих уровнях в дБ: $\Delta f_{-15} = 25,2$ МГц, $\Delta f_{-40} = 100$ МГц, $\Delta f_{-60} = 240$ МГц, где Δf_X – полоса частот излучения радиопередающего устройства, за пределами которой любая дискретная составляющая спектра или СПМ внеполосных радиоизлучений ослаблена относительно исходного уровня 0 дБ до уровня не менее чем X дБ.

Огибающую синхросигнала в виде последовательности фазоманипулированных импульсов, задаваемых псевдослучайной последовательностью длины L_S можно представить как

$$s_S(t) = \frac{1}{\sqrt{L_S}} \sum_{i=0}^{L_S-1} a_{S,i} s_e(t - \tau_e i), \quad (2.16)$$

где $s_e(t)$ – известный нормированный по мощности сигнал, определяющий форму чипа, τ_e – длительность чипа, $a_{S,i}$ – элементы псевдослучайной последовательности, принимающие значения из множества $\{1, -1\}$.

В качестве сигнала чипа рассмотрим применение прямоугольного импульса, длительность которого $\tau_e = \frac{1}{\Delta f/2} = 83,3$ нс определим так, чтобы ширина спектра импульса, определяемая по нулевому уровню основного лепестка, соответствовала выделенной полосе. Нормированная СПМ синхросигнала с прямоугольной формой чипа показана на рисунке 2.2; пунктирной линией отмечена ограничительная линия внеполосного излучения, получаемая соединением точек, координаты которых по оси ординат соответствуют указанным выше уровням, а по оси абсцисс – расстройке от несущей частоты.

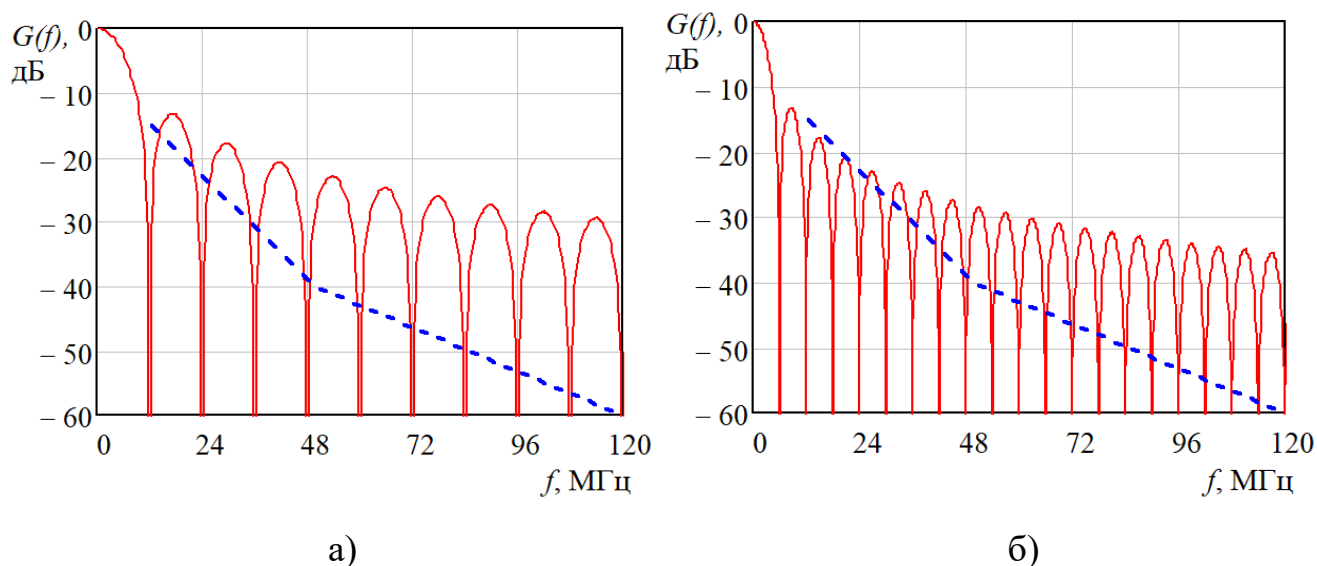


Рисунок 2.2 – СПМ синхросигнала с огибающей чипа в виде прямоугольного импульса при $\tau_e = 83,3$ нс (а) и $\tau_e = 166,7$ нс (б)

Из рисунка следует, что сигнал с чипом в виде прямоугольного импульса не удовлетворяет требованиям по внеполосному излучению даже при увеличенной длительности чипа $\tau_e = \frac{2}{\Delta f/2} = 166,7$ нс. Таким образом, необходимо ограничить спектр сигнала для его передачи по частотно ограниченному каналу связи.

Для этого можно пропустить модулирующий сигнал через ФНЧ с прямоугольной частотной характеристикой. Однако, на практике такой метод почти не используется в связи с тем, что применение такого фильтра приводит к

сильным выбросам сигнала во временной области. В общем случае, вследствие ограничения полосы частот сигнала, импульсы сигнала, в соответствии с преобразованием Фурье, становятся неограниченными во времени. Амплитуда сигнала в каждой временной точке становится зависимой от всей совокупности импульсов цифровой последовательности, т.е. возникает явление межсимвольной интерференции (МСИ). Для поддержания допустимого уровня МСИ при ограничении полосы цифровых сигналов используются фильтры со специальной формой частотной характеристики, например, фильтр с характеристикой в виде приподнятого косинуса или гауссовский фильтр [94].

Фильтр типа приподнятый косинус относится к классу фильтров Найквиста и обеспечивает нулевую межсимвольную интерференцию при взятии выборки сигнала в моменты времени $t = \frac{\tau_e}{2} + \tau_e k$. Во все другие моменты времени МСИ остается значительной.

Еще одним часто используемым формирующим фильтром является гауссовский фильтр. Он используется, например, в методе цифровой частотной модуляции GMSK (гауссовская манипуляция с минимальным сдвигом) в известном стандарте сотовой связи GSM. В отличие от импульсных характеристик фильтров Найквиста, которые имеют нулевое значение во временных точках, соответствующих всем соседним импульсам, фильтр Гаусса имеет монотонно уменьшающуюся к нулю импульсную характеристику:

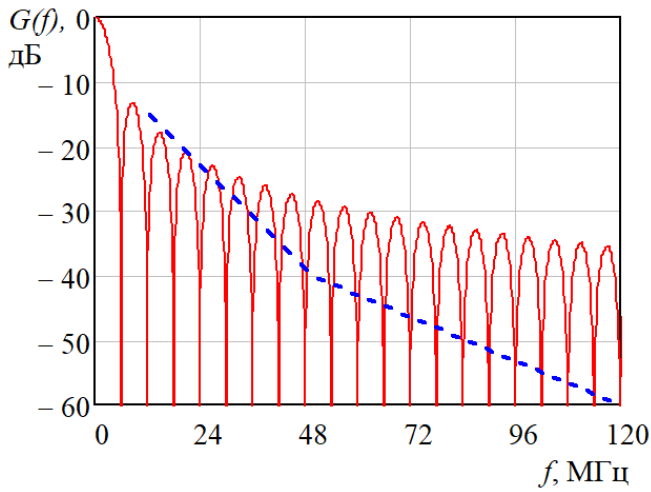
$$h(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \cdot e^{-\left(\frac{\pi}{\alpha} t\right)^2}.$$

Фильтр Гаусса имеет более широкую полосу пропускания частот, чем косинусный фильтр, но крутые фронты и небольшую неравномерность АЧХ. Уменьшение полосы частот при использовании фильтра Гаусса приводит к появлению межсимвольных искажений. Однако применение фильтра вполне оправдано при требованиях минимальной стоимости и в случае, когда ошибки в приеме информации из-за межсимвольной интерференции не являются определяющими.

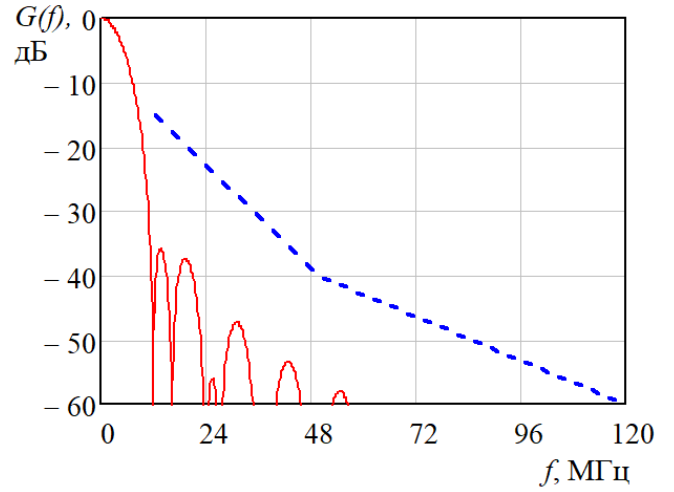
Рассмотрим другой способ ограничения уровня внеполосных излучений – цифровой синтез импульса, обеспечивающего требуемые спектральные характеристики. Основным отличием сигналов с синтезированной формой импульса является ограниченность временного интервала, на котором определен импульс и неограниченная частотная характеристика импульса, а следовательно, и всего сигнала. В данном случае, каждый чип будет иметь не прямоугольную, а иную, более гладкую форму с более быстрой скоростью спада амплитуд гармоник с ростом частоты. Также, в отличие от использования формирующих фильтров, в данном подходе отсутствует необходимость производить цифровую фильтрацию – отсчеты импульса хранятся в памяти цифрового сигнального процессора и подаются на вход ЦАП в соответствующие моменты времени.

В качестве задающих форму импульса функций рассмотрим широко известные оконные функции, определяемые соответствующими выражениями [95]. Среди известных оконных функций прямоугольное окно имеет самый узкий основной лепесток и самую медленную скорость спада боковых лепестков, в свою очередь, остальные оконные функции обеспечивают более низкий уровень боковых лепестков за счет расширения основного лепестка частотной характеристики. В связи с этим, будем рассматривать оконные функции, расширяющие основной лепесток спектра не более чем в два раза по сравнению с прямоугольным окном: Бартлетта-Ханна, Хемминга, Ханна, Ланцоша и треугольное окно.

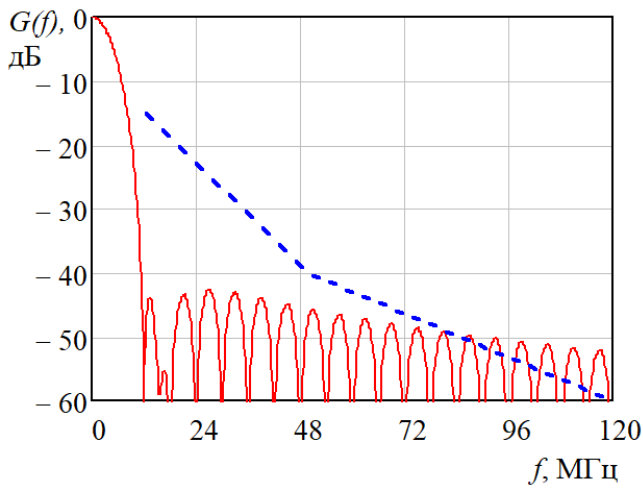
На рисунке 2.3 показаны СПМ синхросигнала, чипы которого сформированы с помощью перечисленных оконных функций при длительности чипа $\tau_e = 166,7$ нс. Из рисунка видно, что уровень внеполосных излучений удовлетворяет заданным требованиям при использовании огибающей чипа в форме окна Ханна, Бартлетта-Ханна, Ланцоша и треугольного окна. При уменьшении длительности чипа до $\tau_e = \frac{1,5}{\Delta f / 2} = 125$ нс (рисунок 2.4) заданным требованиям удовлетворяют огибающие чипа, сформированные с помощью окна Ханна, Бартлетта-Ханна и Ланцоша.



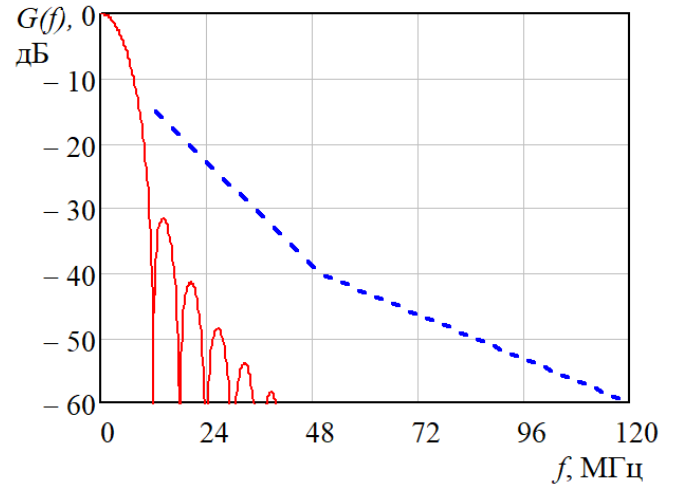
а)



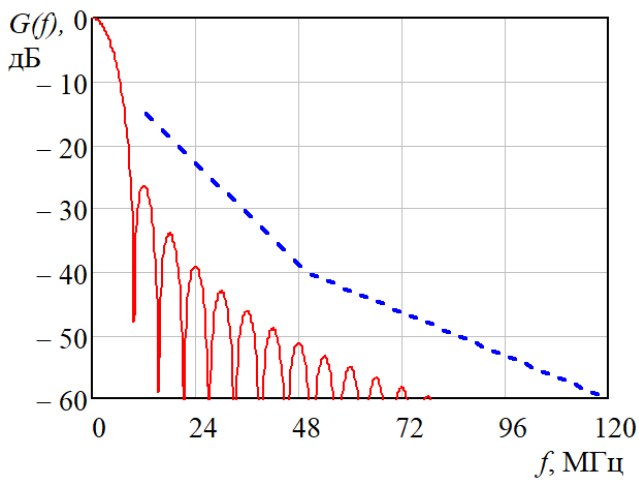
б)



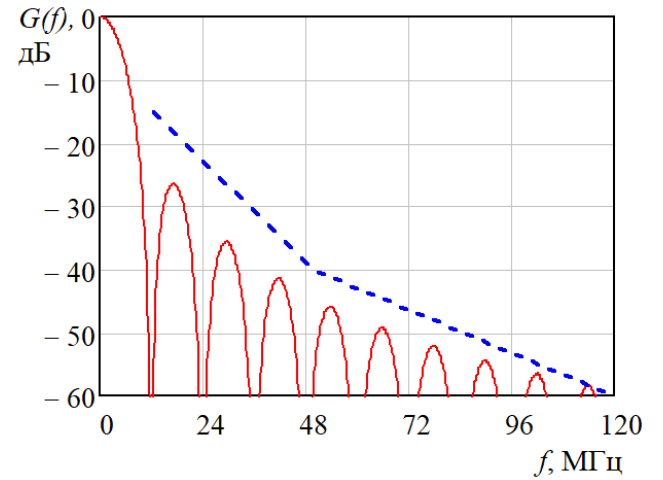
в)



г)

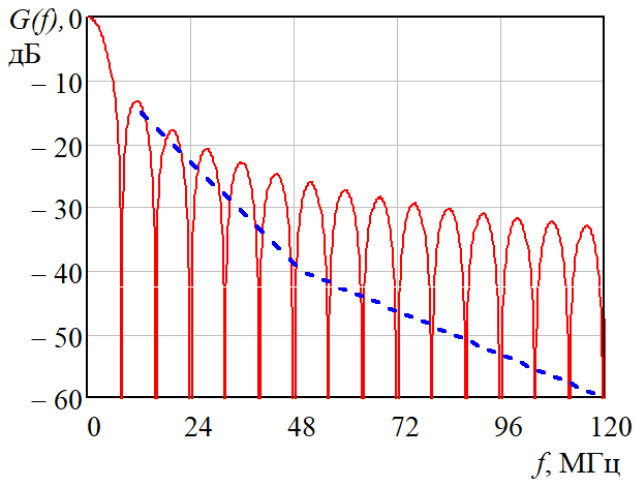


д)

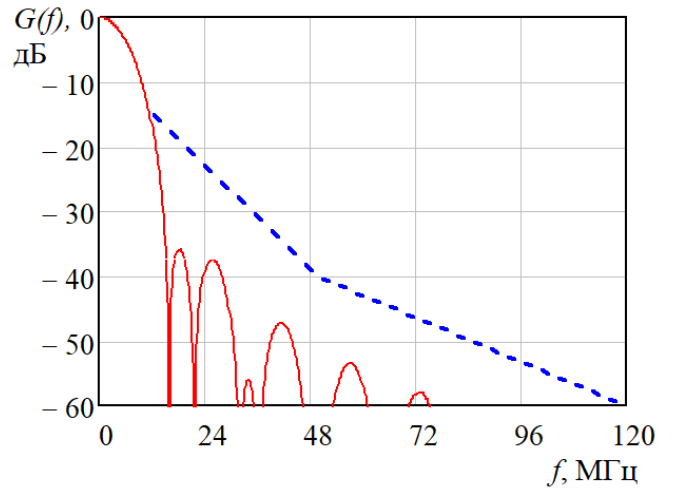


е)

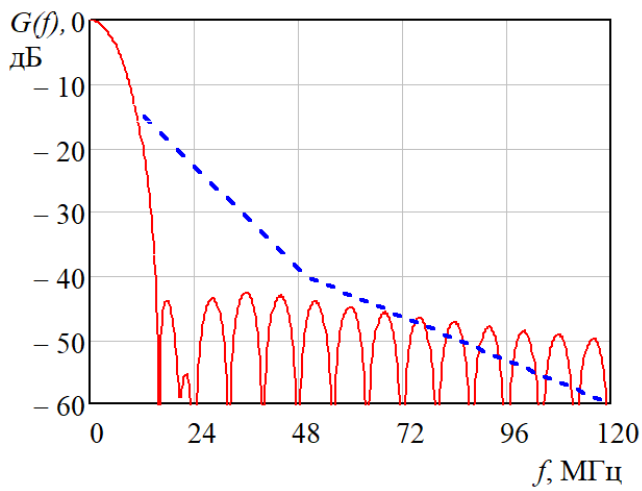
Рисунок 2.3 – СПМ синхросигнала при $\tau_e = 166,7$ нс с огибающей чипа в форме окна: а) прямоугольного; б) Бартлетта-Ханна; в) Хэмминга; г) Ханна; д) Ланцоша; е) треугольного



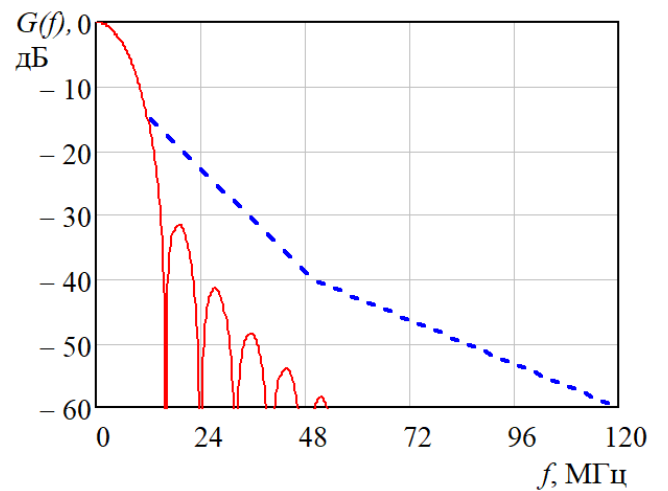
а)



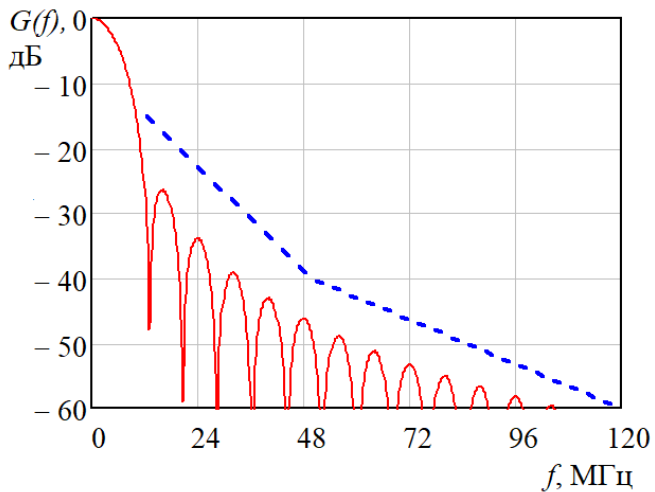
б)



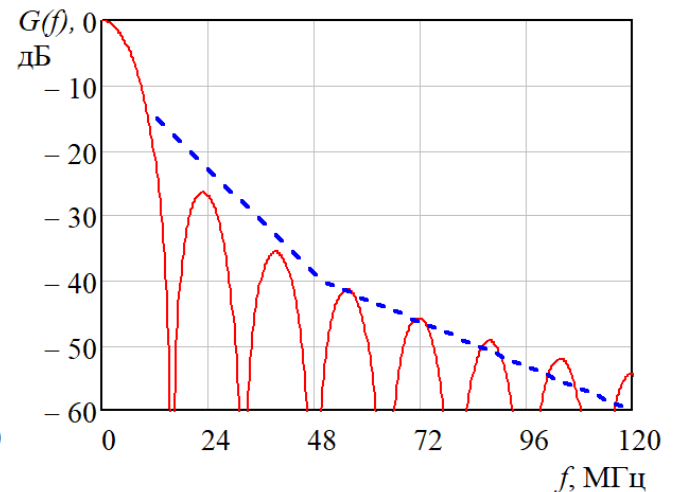
в)



г)



д)



е)

Рисунок 2.4 – СПМ синхросигнала при $\tau_e = 125$ нс с огибающей чипа в форме окна: а) прямоугольного; б) Бартлетта-Ханна; в) Хэмминга; г) Ханна; д) Ланцоша; е) треугольного

Для обеспечения большей точности оценки временного положения сигнала в условиях действия пассивных помех целесообразно выбирать сигнал имеющий наименьшую ширину главного лепестка АКФ и, соответственно, большую ширину спектра, поэтому стоит выбирать сигнал с меньшей длительностью чипа. Таким образом, в качестве огибающей чипа синхросигнала выберем сигнал в форме окна Ханна с длительностью $\tau_e = 125$ нс. Чип в форме окна Ханна обеспечивает наибольшую допустимую ширину основного лепестка спектра сигнала при заданных требованиях к уровню внеполосных излучений и задается выражением:

$$s_e(t) = \begin{cases} a_e \cos^2 \left(\pi \frac{t - \frac{1}{2} \tau_e}{\tau_e} \right) & \text{при } 0 \leq t < \tau_e, \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases}, \quad (2.17)$$

где параметр a_e полагается таким, при котором средняя мощность чипа равна 1.

При фиксированной длительности чипа длительность синхросигнала будет определяться длиной расширяющей спектр ПСП. Так как уровень боковых лепестков М-последовательности стремится к \sqrt{L} , целесообразно использовать ПСП максимально возможной длины, также сигнал с большей длительностью будет обладать большей помехоустойчивостью. Однако, существуют принципиальные ограничения на длительность синхросигнала: во-первых длительность слота ограничена и основная его часть должна быть использована непосредственно для передачи сигнала информационной последовательности; во-вторых из-за негативного влияния эффекта Доплера величина пика ВКФ опорного и принятого сигналов уменьшается с увеличением длительности сигнала.

Для определения длительности синхросигнала рассчитаем коэффициент k_D , показывающий отношение величины максимума ВКФ синхросигнала и его искаженной эффектом Доплера копии к величине максимума АКФ синхросигнала. На рисунке 2.5 показана зависимость коэффициента k_D от количества элементов М-последовательности. Величина доплеровского сдвига составляла $f_D = 4450$ Гц, число элементов ПСП изменялось в диапазоне $L = \{15, 31, 63, 127, 255, 511, 1023\}$.

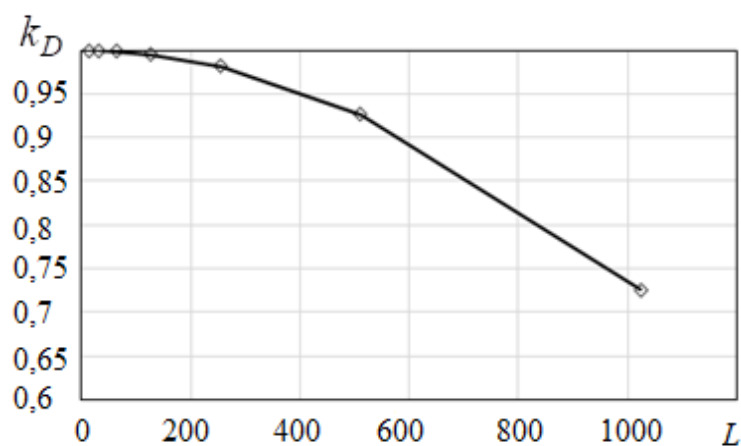


Рисунок 2.5 – Зависимость отношения максимума ВКФ синхросигнала и его искаженной эффектом Доплера копии к максимуму АКФ синхросигнала от длины M -последовательности

Из рисунка 2.5 следует, что при длине ПСП более 255 снижение максимума ВКФ вследствие влияния эффекта Доплера составляет величину более 7%, а при $L_S \leq 255$ – менее 2%. Таким образом, для расширения спектра синхросигнала будем использовать M -последовательность длины $L_S = 255$. Полная длительность синхросигнала составит $\tau_{SS} = \tau_e L_S = 31,875$ мкс.

2.2.2 Формат информационного сигнала

В рассматриваемой системе связи в качестве сигналов передачи данных, как и при синхронизации, предлагается использовать широкополосные сигналы с прямым расширением спектра. Информационный сигнал должен обеспечивать низкий уровень боковых лепестков АКФ для снижения влияния помех, обусловленных многолучевым распространением сигнала, а также интенсивных узкополосных импульсных помех на характеристики приема. Кроме того, наличие изменяющегося во времени доплеровского сдвига несущей частоты совместно с вышеописанными факторами приводит к невозможности применения когерентных методов приема. Поэтому в системе принята относительная фазовая модуляция.

При использовании ОФМ все биты информационной последовательности разбиваются на битовые комбинации, состоящие из $\log_2 M$ бит, где M –

кратность модуляции. Данные комбинации кодируются разностью фаз между последовательными сигналами. Для передачи m -го символа алфавита, $m = \overline{1, M}$, фаза текущего (k -го) сигнала изменяется на величину $\Delta\phi_k = 2\pi(m-1)/M$ радиан относительно фазы предыдущего сигнала. Поскольку модуляция является разностной, значения модуляционных параметров последовательности (2.4) вычисляются по правилу

$$Q_k = Q_{k-1} \exp(\Delta\phi_k)$$

Для преобразования битовых комбинаций в M -арные символы часто используется кодирование Грея [57, 96], минимизирующее вероятность битовой ошибки на выходе демодулятора. Согласно этому правилу любым двум соседним символам созвездия (сдвигам фаз) ставятся в соответствие только те битовые комбинации, которые отличаются лишь одним битом. Смысл кодирования Грея состоит в следующем. При ошибочной демодуляции наиболее вероятно, что вместо переданного символа будет принято решение о передаче соседнего символа созвездия ввиду его минимального расстояния от переданного. Поэтому в восстановленном кодовом слове в случае применения кодирования Грея минимизируется вероятность появления многобитовой ошибки. Распределение битовых комбинаций по символам с использованием кода Грея для ОФМ кратности 2, 4 и 8 показано в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Коды Грея для ОФМ-сигналов

M	0	1	2	3	4	5	6	7
ОФМ-2	(0)	(1)	–	–	–	–	–	–
ОФМ-4	(00)	(01)	(11)	(10)	–	–	–	–
ОФМ-8	(000)	(001)	(011)	(010)	(110)	(111)	(101)	(100)

Установлено [96], что при использовании кодирования Грея вероятность ошибки на бит будет следующей:

$$P_B \approx \frac{P_E}{\log_2 M} \quad (\text{для } P_B \ll 1), \quad (2.18)$$

где P_E – вероятность символьной ошибки.

Согласно техническим требованиям, объем передаваемой информации должен составлять не менее $N_b = 3000$ бит при вероятности неправильного приема пакета не более $P_p = 10^{-3}$. Для выполнения этих требований вероятность ошибки на бит P_B не должна превосходить $P_B = 1 - (1 - P_p)^{\frac{1}{N_b}} \approx 3,33 \cdot 10^{-7}$.

В условиях действия негауссовского шума, помех, обусловленных отражениями от подстилающей поверхности и местных предметов, узкополосных импульсных помех, а также наличия неизвестного доплеровского сдвига частоты, достижение подобных уровней битовой ошибки не представляется возможным при разумных мощностях передатчика. Поэтому необходимы специальные меры, ослабляющие воздействие такого рода помех. В качестве таких мер предлагается следующее: режекция УИП с априорно неизвестной несущей частотой, применение робастных алгоритмов демодуляции, а также помехоустойчивого кодирования для снижения порогового отношения сигнал/шум на входе демодулятора.

2.2.2.1 Выбор длительности и расширяющей последовательности сигнала символа

В связи с использованием прямого расширения спектра сигнал, используемый для передачи одного символа, может быть представлен в следующем виде:

$$s_{sym}^{(k)}(t) = \frac{1}{\sqrt{L_I}} \sum_{i=0}^{L_I-1} a_{I,i}^{(k)} s_e(t - \tau_e i), \quad (2.19)$$

где $s_e(t)$ – известный сигнал с единичной средней мощностью, определяющий форму чипа, τ_e – длительность чипа, $a_{I,i}^{(k)}, i = \overline{0, L_I - 1}$ – расширяющая последовательность k -го символа. Информационный сигнал передается в той же полосе что и синхронизирующий сигнал, и к нему предъявляются такие же требования к уровню внеполосного излучения. Поэтому в качестве сигнала чипа,

как и в случае с синхросигналом, будем использовать импульс в виде окна Ханна (2.17) с длительностью $\tau_e = 125$ нс.

На этапе демодуляции как правило не удастся достичь требуемых показателей ошибки по битам BER, поэтому на практике применяются различные способы помехоустойчивого кодирования. Все способы помехоустойчивого кодирования предполагают использование избыточных символов, которые добавляются к информационным, и связаны с ними специальными соотношениями, позволяющими выявлять и исправлять ошибки. Обычно к k информационным битам добавляется r избыточных, формируя код длиной $n = k + r$ символов. Отношение, показывающее снижение скорости передачи информации из-за наличия проверочных символов $R = \frac{k}{n}$ называют скоростью кодирования. Таким образом, определим максимально допустимую длительность сигнала символа с учетом следующих факторов:

- количество информации N_b , которую необходимо передать в одном слоте;
- длительность T_I интервала передачи информационного сигнала;
- скорость R помехоустойчивого кодирования;
- кратность модуляции M ;
- допустимый набег фазы ϕ_D за время передачи символа, обусловленный максимальным доплеровским сдвигом $f_{D.\max}$.

Для учета этих факторов должны выполняться неравенства:

$$\tau_{sym} \leq \frac{\phi_D}{2\pi f_{D.\max}}, \quad (2.20)$$

$$\tau_{sym} \leq \frac{T_I R \log_2 M}{N_b}. \quad (2.21)$$

Зададимся допустимым набегом фазы (вызванным влиянием эффекта Доплера) $|\phi_D| \leq 10^\circ$. Тогда при $f_{D.\max} = 4450$ Гц длительность сигнала символа τ_{sym} в соответствии с (2.20) не должна превышать 6,2 мкс. С учетом данного ограничения рассчитаем верхнюю границу длительности символа для различных соотношений скорости кода R и кратности модуляции M при $T_I = 9$ мс и $N_b = 3000$ бит.

Результаты расчета приведены в таблице 2.3, в круглых скобках указана длина расширяющей последовательности.

Таблица 2.3 – Верхняя граница длительности сигнала символа (мкс)

$M \backslash R$	1/4	1/3	1/2
2	0,75 (6)	1 (8)	1,5 (12)
4	1,5 (12)	2 (16)	3 (24)
8	2,25 (18)	3 (24)	4,5 (36)

Для эффективного подавления мешающих отражений целесообразно выбирать расширяющую последовательность с малым уровнем боковых лепестков (УБЛ) АКФ, при этом чем длиннее ПСП, тем, как правило, меньше УБЛ. Следовательно, отраженные сигналы, запаздывающие на один или более элементарных интервалов (менее длительности символа), будут эффективно подавляться коррелятором. Однако, если возможная задержка отраженных сигналов превышает длительность ПСП, может возникать межсимвольная интерференция на уровне символов. При этом наиболее опасна ситуация, когда задержка отраженного сигнала кратна длительности символа, т.е. находится в пределах основного лепестка АКФ. В таком случае возможна потеря значительной части символов пакета данных.

Как показано в работах [58-60], применение технологии перемежения чипов в системах с прямым расширением спектра позволяет существенно снизить вероятность ошибки на бит в каналах с замираниями. При этом один и тот же символ делится на множество небольших частей и передается в разные временные интервалы в пределах пакета данных. Однако, в случае значительного доплеровского сдвига частоты разнесение чипов одного символа на интервале намного превышающем интервал символа не представляется возможным. В соответствии с (2.20) максимально допустимая длина интервала разнесения

составляет 6,2 мкс, а максимально возможная задержка отраженного от поверхности Земли сигнала составляет $\tau_{DR,max} = 166,2$ мкс.

Вместе с тем, можно добиться снижения вероятности глубокого замирания всех чипов одного символа аналогичным способом – использовать для каждого символа в пакете данных свою расширяющую последовательность. Как показало моделирование, такой подход обеспечивает лучшую эффективность в условиях многолучевости по сравнению с использованием фиксированной ПСП для всех символов. Очевидно, что чем длиннее расширяющая последовательность символа данных, тем меньше вероятность одновременного глубокого замирания всех чипов. Как видно из таблицы 2.3, при $M = 2$ максимально допустимая длина ПСП ограничена 12 элементами, также стоит отметить, что для ОФМ с увеличением кратности модуляции увеличивается вероятность битовой ошибки при фиксированном отношении энергии бита к СПМ шума. Поэтому для передачи данных принята ОФМ кратности $M = 4$ и ПСП длиной $L_I = 16$, что позволит использовать помехоустойчивое кодирование со скоростью кода до $R = 1/3$.

Исходя из выбранной длительности символа при скорости кода $R = 1/3$ в одном слоте потребуется передать 4501 символ. При этом для снижения взаимной корреляции между сигналами отдельных символов, вместо того, чтобы подбирать ПСП индивидуально для каждого символа, можно использовать одну шумоподобную последовательность для всего пакета данных длиной не менее $N_{sym}L_I = 4501 \times 16 = 72016$. В качестве такой ПСП в рассматриваемой системе будем использовать усеченную М-последовательность, которую можно обозначить как вектор \mathbf{a}_I , генерируемую на основе полинома $x^{17} + x^3 + 1$, которая имеет период повторения $2^{17} - 1 = 131071$. Таким образом, элементы расширяющей последовательности k -го символа можно представить как $a_{I,i}^{(k)} = a_{I,i+kL_I}$, $i = \overline{0, L_I - 1}$, $k = \overline{0, N_{sym} - 1}$. Дополнительным преимуществом такого формата информационного сигнала является его более высокая криптозащищенность.

2.2.3. Расчет временных задержек и энергетических соотношений для полезного и помехового сигналов

Максимальное время распространения полезного сигнала в радиоканале определяется максимальной дальностью между абонентами $d_{\max} = 100$ км и составляет

$$\tau_{D.\max} = \frac{d_{\max}}{c} = 333,6 \text{ мкс}, \quad (2.22)$$

где c – скорость света.

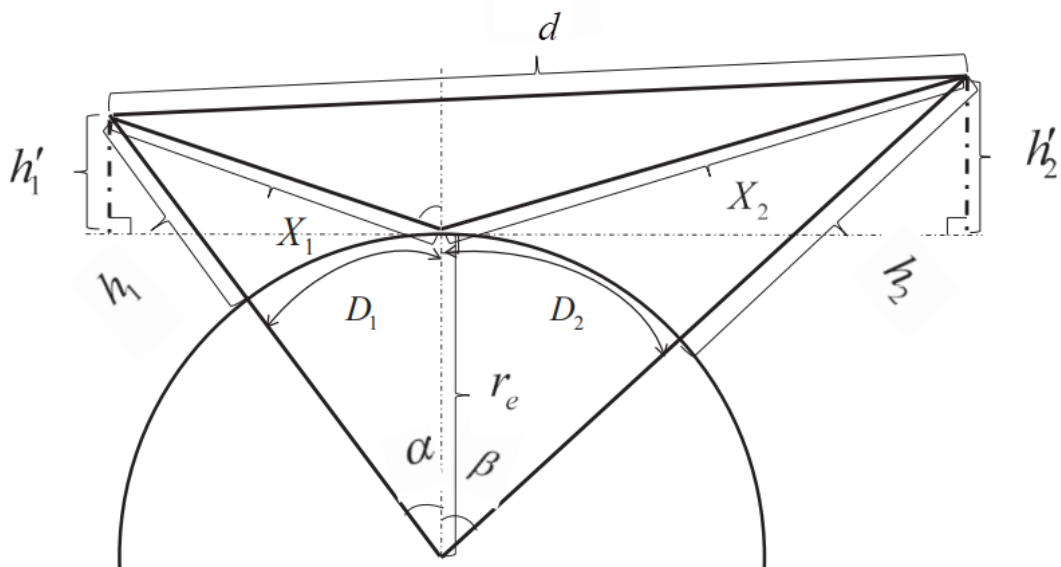


Рисунок 2.6 – Формирование отраженного сигнала

Определим разность хода Δd сигналов, пришедших по прямому лучу и в результате отражения от земной поверхности, для этого воспользуемся моделью двухлучевого распространения, учитывающую кривизну земли (рисунок 2.6) [97]:

$$\Delta d = X_1 + X_2 - d, \quad (2.23)$$

$$D = D_1 + D_2,$$

где h_1, h_2 – высоты подъема антенн абонентов,

$$d = \sqrt{(r_e + h_1)^2 + (r_e + h_2)^2 - 2(r_e + h_1)(r_e + h_2)\cos\left(\frac{D}{r_e}\right)}, \quad (2.24)$$

а X_1 и X_2 определяются из уравнений:

$$X_1 = \sqrt{(r_e + h_1)^2 + r_e^2 - 2(r_e + h_1)r_e \cos(\alpha)}, \quad (2.25)$$

$$X_2 = \sqrt{(r_e + h_2)^2 + r_e^2 - 2(r_e + h_2)r_e \cos(\beta)}, \quad (2.26)$$

$$\arccos\left(\frac{r_e + h_1 - r_e \cos(\alpha)}{X_1}\right) + \alpha = \arccos\left(\frac{r_e + h_2 - r_e \cos(\beta)}{X_2}\right) + \beta, \quad (2.27)$$

$$\alpha + \beta = \frac{D}{r_e}. \quad (2.28)$$

Анализ выражений (2.23-2.28) показывает, что максимальная разность хода будет иметь место при минимальном расстоянии между абонентами и максимальных высотах полета. Соответственно при $d_{\min} = 150$ м, $h_{1\max} = h_{2\max} = 25000$ м, получим $\Delta d_{\max} = 49,85 \times 10^3$ м. Соответствующая временная задержка сигнала, отраженного от поверхности Земли, относительно полезного сигнала, составит величину

$$\tau_{DR,\max} = \frac{\Delta d_{\max}}{c} = 166,2 \text{ мкс.} \quad (2.29)$$

Минимальная разность хода и, соответственно, минимальная временная задержка будут приближаться к нулю в случае, когда абоненты находятся на минимально возможной для связи высоте на больших расстояниях друг от друга. В других случаях временные задержки будут принимать промежуточные значения $0 < \tau_{DR} \leq 166,2$ мкс.

В связи с применением широкополосных сигналов с малым уровнем боковых лепестков АКФ, наибольшую опасность представляют собой отраженные сигналы с величиной задержки в пределах основного лепестка АКФ, т.е. менее длительности чипа τ_e . На рисунке 2.7 показаны зависимости задержки τ_{DR} , выраженной в единицах длительности чипа τ_e , от расстояния между абонентами для различных высот полета, при $h_1 = h_2$.

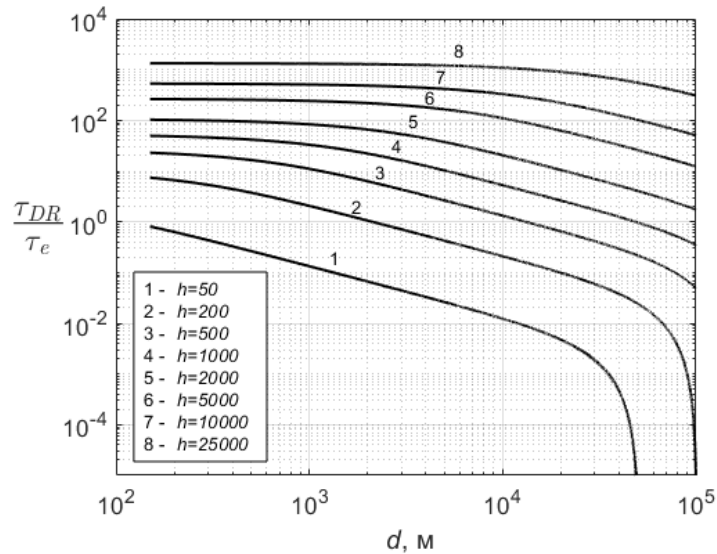


Рисунок 2.7 – Зависимости задержки отраженного сигнала относительно сигнала прямого прохождения от дальности между абонентами

Видно, что задержки менее τ_e будут наблюдаться при малых высотах полета, приблизительно до 1000 м.

Кроме задержки, на степень влияния помехи многолучевого распространения на характеристики приема влияет ее мощность, которая в свою очередь зависит от коэффициента отражения ρ_R . В общем случае коэффициент отражения является комплексным и различается в зависимости от поляризации волны [98]:

$$\rho_{R.H} = \frac{\sin \alpha - \sqrt{(\varepsilon_r - jb) - \cos^2 \alpha}}{\sin \alpha + \sqrt{(\varepsilon_r - jb) - \cos^2 \alpha}}, \quad (2.30)$$

$$\rho_{R.V} = \frac{(\varepsilon_r - jb) \sin \alpha - \sqrt{(\varepsilon_r - jb) - \cos^2 \alpha}}{(\varepsilon_r - jb) \sin \alpha + \sqrt{(\varepsilon_r - jb) - \cos^2 \alpha}}, \quad (2.31)$$

где $b = \frac{18 \times 10^9 \sigma}{f}$, σ – проводимость, ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость, α – угол падения волны. На рисунке 2.8 показаны зависимости модулей коэффициентов отражения от угла падения α для почвы средней влажности ($\varepsilon_r = 15$, $\sigma = 5 \times 10^{-3}$ См) и гладкой морской поверхности ($\varepsilon_r = 81$, $\sigma = 5$ См) при $f = 1$ ГГц.

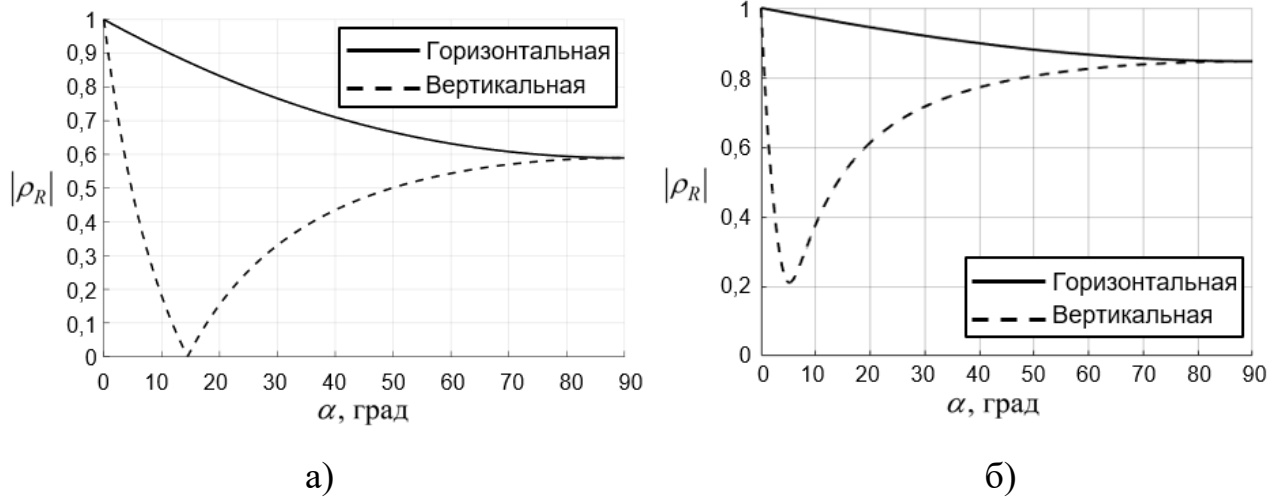


Рисунок 2.8 – Зависимости модулей коэффициентов отражения для почвы (а) и гладкой морской поверхности.

Видно, что для вертикальной поляризации величина $|\rho_{R.V}| \approx 1$ при малых углах α и быстро уменьшается с увеличением α , достигая минимума при угле Брюстера. При значениях α больше угла Брюстера, $|\rho_{R.V}|$ снова возрастает. Для горизонтальной поляризации зависимость от угла падения менее выражена. Таким образом, можно считать, что в худшем случае коэффициент отражения $|\rho_R| = 1$.

В соответствии с двухлучевой моделью распространения при $|\rho_R| = 1$ отношение мощности отраженного сигнала на входе приемника к мощности сигнала прямого прохождения можно выразить как

$$\frac{P_{R.rx}}{P_{S.rx}} = \frac{d^2}{(d + \Delta d)^2}. \quad (2.32)$$

Для максимальной разности хода Δd_{\max} и минимального расстояния между абонентами d_{\min} имеем $\frac{P_{R.in}}{P_{in}} = 9 \cdot 10^{-6}$, т.е. при близком расположении высоколетящих подвижных объектов влиянием отраженных от земной поверхности сигналов можно пренебречь. При больших расстояниях и минимальных высотах эти мощности соизмеримы.

Рассмотрим отношение мощности P_{rx} суммарного принятого сигнала (сигнал прямой видимости и отраженный сигнал) к мощности сигнала прямой видимости

для малых задержек помехи применительно к синхросигналу с параметрами, определенными в пункте 2.2.1. При этом примем, что $\lambda_S = \lambda_{R.S} = 1$, $\tau_D = 0$, $f_0 = 1$ ГГц тогда мощность принятого суммарного сигнала без учета эффекта Доплера можно выразить как:

$$P_{rx} = \frac{1}{\tau_{ss}} \int_0^{\tau_{ss}} \left| s_S(t) + s_S(t - \tau_{DR}) \exp(j(2\pi f_0 \tau_{DR})) \right|^2 dt, \quad (2.33)$$

а мощность сигнала прямой видимости:

$$P_{S.rx} = \frac{1}{\tau_{ss}} \int_0^{\tau_{ss}} |s_S(t)|^2 dt, \quad (2.34)$$

тогда отношение $L_p = 10 \log \left(\frac{P_{rx}}{P_{S.rx}} \right)$ дБ. На рисунке 2.9 показаны зависимости L_p от задержки помехи, выраженной в единицах длительности чипа.

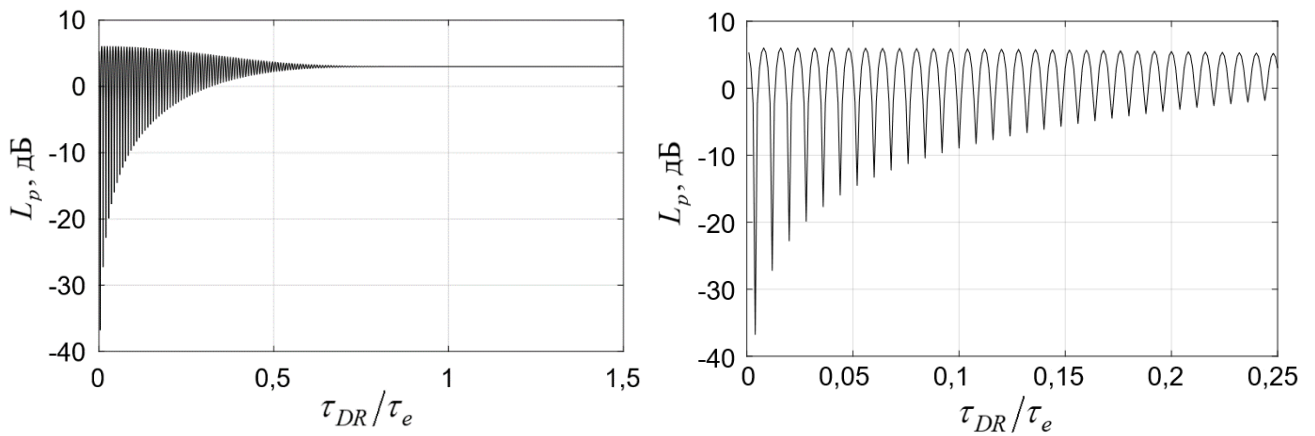


Рисунок 2.9 – Зависимость отношения мощности принятого сигнала к мощности сигнала прямой видимости

Видно, что при задержках отраженного сигнала менее половины длительности чипа наблюдаются значительные (до 37 дБ) потери мощности принимаемого сигнала по сравнению с сигналом прямой видимости. При дальнейшем увеличении задержки τ_{DR} потери практически отсутствуют.

Учитывая, что $\tau_{D,\max} > \tau_{DR,\max}$ длительность защитного интервала **G2** должна составлять $T_{G2} \geq \tau_{D,\max}$, где $\tau_{D,\max} = 333,6$ мкс. Длительность интервала **G1**, необходимого для компенсации погрешности определения границ временного слота, известна и составляет $T_{G1} = 10$ мкс. Далее примем, что $T_{G1} + \tau_{SS} + T_{G2} = 500$ мкс, тогда $T_{G2} = 500 \text{ мкс} - T_{G1} - \tau_S = 458,125$ мкс. Длительность защитного интервала **G3** определяется суммой максимального времени распространения сигнала прямой видимости и максимального запаздывания отраженного сигнала относительно полезного $T_{G3} = \tau_{DR,\max} + \tau_{D,\max} \approx 500$ мкс. Тогда длительность интервала для передачи информационного сообщения составит $T_I = 9$ мс.

Выводы по разделу 2

1. Выбраны и обоснованы форматы синхронизирующего и информационного сигналов. Для шумовой составляющей наблюдаемого процесса предложено использовать модель непараметрической априорной неопределенности.

2. Обоснована целесообразность применения прямого расширения спектра для синхронизирующего сигнала с использованием M-последовательности длины 255 в качестве расширяющей последовательности. Определена длительность сигнала, при которой величина пика АКФ сигнала снижается не более чем на 5% при значении доплеровского сдвига частоты 4450 Гц.

3. Показано, что для расширения спектра информационного сигнала целесообразно использовать псевдослучайную последовательность длиной 16 элементов, разную для каждого символа. Такой подход позволяет снизить вероятность глубокого замирания всех чипов отдельного символа.

4. Установлено, что для обеспечения заданного уровня внеполосных излучений в качестве элементарного импульса синхросигнала, а также сигнала символа, целесообразно использовать сигнал в виде оконной функции Ханна с длительностью $\tau_e = 125$ нс.

3 АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ СИНХРОНИЗИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

При разработке алгоритмов обнаружения и оценивания синхросигнала необходимо учитывать наличие помех, обусловленных отражением от подстилающей поверхности, значительный доплеровский сдвиг несущей частоты, а также негативное воздействие узкополосных импульсных помех от систем, которые могут работать одновременно с рассматриваемой РТС. Перечисленные факторы делают затруднительной точную оценку фазы принятого сигнала. Поэтому разрабатываемые алгоритмы рассчитаны на некогерентную обработку синхросигнала.

3.1 Алгоритмы обнаружения и оценки временного положения сигнала при наличии мешающих отражений и шума с неизвестным распределением

В качестве исходных данных при обнаружении синхросигнала и оценке его временного положения выступает вектор $\dot{\mathbf{x}}_S = \{\dot{x}_{S,0}, \dots, \dot{x}_{S,N_S-1}\}$ отсчетов комплексной огибающей $\dot{x}_S(t)$, $t \in [0, T_S]$ процесса на выходе линейного тракта приемника, где T_S – длительность интервала обнаружения синхросигнала, определяемая суммой длительности синхросигнала τ_{SS} и максимального времени распространения сигнала от передатчика к приемнику $\tau_{D,max}$. Отсчеты $\dot{x}_{S,i} = \dot{x}_S(\tau_s i)$, $i = \overline{0, N_S - 1}$ формируются системой АЦП с периодом дискретизации τ_s . Длительности интервалов T_S и $\tau_{D,max}$ приняты равными целому числу периодов дискретизации.

Общее количество возможных дискретных значений задержки синхросигнала равно $N_D = \tau_{D,max} / \tau_s + 1$. Для определения задержки синхросигнала предлагается решить задачу в 2 этапа. На первом этапе осуществляется обнаружение сигнала для каждой из возможных дискретных задержек $m = \overline{0, N_D - 1}$. На втором этапе с помощью специального алгоритма находится оценка времени задержки.

3.1.1. Асимптотически робастный инвариантный алгоритм обнаружения сигнала

В связи с тем, что синхросигнал является широкополосным с малым уровнем боковых лепестков АКФ, при синтезе алгоритма обнаружения не учитывалось наличие мешающих отражений, также не учитывалось доплеровское смещение частоты, в связи с ограниченной длительностью синхросигнала. При обнаружении синхросигнала для некоторой дискретной задержки m из вектора $\dot{\mathbf{x}}_S$ выделяется вектор $\dot{\mathbf{x}}^{(m)}$ размерностью $N_{SS} = \frac{\tau_{SS}}{\tau_s}$ с компонентами $\dot{x}_i^{(m)} = \dot{x}_{S,(i+m)}$, $i = \overline{0, N_{SS} - 1}$ (длительность τ_{SS} принята равной целому числу периодов дискретизации τ_s).

При наличии в наблюдаемом процессе шума и отсутствии других видов помех вектор $\dot{\mathbf{x}}^{(m)}$ можно представить в следующем виде:

$$\dot{\mathbf{x}}^{(m)} = \lambda_S e^{j\phi} \mathbf{s}_S + \dot{\boldsymbol{\eta}}, \quad (3.1)$$

где $\lambda_S e^{j\phi} \mathbf{s}_S$ – вектор отсчетов комплексной огибающей синхросигнала с априорно неопределенными амплитудой $\lambda_S \in (0, \infty)$ и начальной фазой $\phi \in [0, 2\pi)$,

$\mathbf{s}_S = \{s_{S,0}, \dots, s_{S,N_{SS}-1}\}$ – вектор с компонентами $s_{S,i} = s_S(i\tau_s)$, $i = \overline{0, N_{SS} - 1}$,

образованными из отсчетов сигнала (2.16), задающего форму синхросигнала, $\dot{\boldsymbol{\eta}}$ – вектор отсчетов комплексной огибающей шума. В связи с применением асимптотического подхода к синтезу алгоритма, амплитуду сигнала представим

как $\lambda_S = \frac{\lambda_S}{\sqrt{N_{SS}}}$, где $\lambda_S \in (0, \infty)$ – неизвестный энергетический параметр, тогда, с

учетом того, что сигнал (2.16) имеет единичную мощность, величина

$\left\| \frac{\lambda_S}{\sqrt{N_S}} e^{j\phi} \mathbf{s}_S \right\|^2 = \lambda_S^2$ будет иметь конечное значение независимо от размера выборки.

Квадратурные составляющие $\text{Re} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \{\text{Re} \dot{\eta}_0, \dots, \text{Re} \dot{\eta}_{N_{SS}-1}\}$ и

$\text{Im} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \{\text{Im} \dot{\eta}_0, \dots, \text{Im} \dot{\eta}_{N_{SS}-1}\}$ вектора отсчетов шума считаются статистически

независимыми и имеющими одинаковые маргинальные ПРВ $p(t) = (1/\sigma)w(t/\sigma)$, параметр масштаба $\sigma \in (0, \infty)$ является априорно неопределенным, $w(t)$ – ПРВ с единичным масштабом. Согласно принятой посылке непараметрической априорной неопределенности, ПРВ $p(t)$ не конкретизируется, для нее устанавливается только принадлежность некоторому множеству распределений вероятностей. В качестве такого множества примем расширенную модель (2.10) приближенно финитных распределений.

Распределение выборки (3.1) в отсутствие сигнала принадлежит семейству распределений:

$$\mathbf{P}_{0, N_{SS}} = \left\{ p_{N_{SS}}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)} | \sigma) = \prod_{i=0}^{N_{SS}-1} \frac{1}{\sigma^2} w\left(\frac{\text{Re } \dot{x}_i^{(m)}}{\sigma}\right) w\left(\frac{\text{Im } \dot{x}_i^{(m)}}{\sigma}\right), w \in \mathcal{W}_2, \sigma \in (0, \infty) \right\}, \quad (3.2)$$

а при его наличии, семейству

$$\mathbf{P}_{1, N_{SS}} = \left\{ p_{N_{SS}}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)} | \lambda_S, \sigma) = p_{N_{SS}}\left(\dot{\mathbf{x}}^{(m)} - \frac{\lambda_S}{\sqrt{N_{SS}}} e^{j\phi} \mathbf{s}_S | \lambda_S, \sigma\right), p_{N_{SS}}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)} | \sigma), \lambda_S \in (0, \infty), \phi \in [0, 2\pi) \right\}. \quad (3.3)$$

Для построения алгоритма обнаружения сигнала будем использовать методику синтеза АРИ алгоритмов, предложенную в [56]. В соответствии с данной методикой для преодоления априорной неопределенности параметров λ_S , ϕ и σ используется принцип инвариантности ввиду симметричности семейств (3.2) и (3.3) относительно группы преобразований

$\mathbf{G} = \left\{ \dot{\mathbf{x}}^{(m)} \rightarrow \mu e^{j\phi} \dot{\mathbf{x}}^{(m)}, \mu \in (0, \infty), \phi \in [0, 2\pi) \right\}$. Для преодоления априорной неопределенности маргинальной ПРВ шума используется принцип асимптотической робастности [81]. Согласно этому принципу минимизируется максимальная асимптотическая (в предположении, что $N_{SS} \rightarrow \infty$) вероятность пропуска сигнала в классе \mathcal{W}_2 маргинальных распределений различной формы.

В работе [56] показано, что решающая функция АРИ-алгоритма обнаружения сигнала выражается через логарифмическую производную ψ_{w_0} наименее

благоприятной ПРВ $w_0(t)$ для принятой модели непараметрической априорной неопределенности. В результате, полученная решающая функция АРИ-алгоритма обнаружения сигнала имеет вид

$$\varphi_S(\dot{\mathbf{x}}^{(m)}) = \begin{cases} 1, & T(\dot{\mathbf{x}}^{(m)}) \geq C(\alpha_S); \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}, \quad (3.4)$$

где статистика

$$T(\dot{\mathbf{x}}^{(m)}) = \frac{\sqrt{N_{SS}} \left| \left\langle \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}^{(m)}}{\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})} \right), \mathbf{s}_S \right\rangle \right|}{\left\| \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}^{(m)}}{\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})} \right) \right\|}, \quad (3.5)$$

$\|\cdot\|$ – норма, $\langle \cdot, \cdot \rangle$ – скалярное произведение векторов в комплексном евклидовом пространстве, $C(\alpha_S)$ – регулируемый порог, с помощью которого устанавливается заданный уровень α_S вероятности ложного обнаружения сигнала. Здесь

$\Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}^{(m)}}{\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})} \right) = \left\{ \Psi \left(\frac{\dot{x}_0^{(m)}}{\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})} \right), \dots, \Psi \left(\frac{\dot{x}_{N_{SS}-1}^{(m)}}{\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})} \right) \right\}$ – комплексная векторная статистика,

$\psi(t) = \psi_{w_0}(\text{Re}t) + j\psi_{w_0}(\text{Im}t)$; $\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})$ – эквивариантная и $\sqrt{N_{SS}}$ -состоятельная оценка масштабного параметра.

Плотность $w_0(t)$ представляет собой ПРВ с минимальной информацией Фишера о сдвиге, и для модели (2.10) имеет вид [81]:

$$w_0(t) = \begin{cases} \frac{C}{\cos^2(A/2)} \cos^2(At/2), & |t| \leq 1; \\ C \exp[-B(|t|-1)], & |t| > 1, \end{cases} \quad (3.6)$$

где $C = \cos^2(A/2)/(1+2/B)$, а параметры A и B зависят от параметра модели q и

определяются из уравнений $B = A \tan(A/2)$, $\int_{-1}^1 w_0(t) dt = q$. Параметр q выберем

равным $q = 0,9$. Данное значение, как показано в работе [56], хорошо работает для широкого класса распределений. Соответственно логарифмическая производная наименее благоприятной ПРВ

$$\psi_{w_0}(t) = \begin{cases} -B, & t \in (-\infty, -1); \\ A \operatorname{tg}(At/2), & t \in [-1, 1]; \\ B, & t \in (1, \infty). \end{cases} \quad (3.7)$$

В качестве оценки $\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})$ масштабного параметра будем использовать квантильную оценку [99, 100] в форме

$$\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}^{(m)}) = \frac{1}{2} \left[z_{(p)}(\operatorname{Re} \dot{\mathbf{x}}^{(m)}) + z_{(p)}(\operatorname{Im} \dot{\mathbf{x}}^{(m)}) \right], \quad (3.8)$$

где $z_{(p)}(\operatorname{Re} \dot{\mathbf{x}}^{(m)})$ и $z_{(p)}(\operatorname{Im} \dot{\mathbf{x}}^{(m)})$ – p -е порядковые статистики векторов $\mathbf{z}(\operatorname{Re} \dot{\mathbf{x}}^{(m)}) = (|\operatorname{Re} \dot{x}_0^{(m)}|, \dots, |\operatorname{Re} \dot{x}_{N_{SS}-1}^{(m)}|)$ и $\mathbf{z}(\operatorname{Im} \dot{\mathbf{x}}^{(m)}) = (|\operatorname{Im} \dot{x}_0^{(m)}|, \dots, |\operatorname{Im} \dot{x}_{N_{SS}-1}^{(m)}|)$, $p = \lfloor (N_{SS} - 1)q \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ – целая часть числа.

3.1.2 Алгоритм оценки временного положения сигнала

Использование традиционной оценки максимального правдоподобия вида $\hat{m}_d = \arg \max_{m \in \{0, N_D-1\}} T(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})$ при наличии помех, обусловленных многолучевым распространением, может приводить к появлению аномальных ошибок, когда фактически оценивается задержка не синхросигнала, а помехи из-за того, что абсолютный максимум статистики $T(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})$ как функции задержки m располагается в районе временного положения этой помехи. Вероятность подобной ошибки достаточно высока, так как нередко отраженный сигнал близок по уровню к сигналу прямого прохождения, что при наличии шума может привести к аномальным ошибкам такого рода.

С целью уменьшения вероятности такой ошибки предлагается использовать оценку, учитывающую запаздывание помехи относительно сигнала прямого прохождения. Для вычисления такой оценки сначала из тех значений статистики

$T(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})$, которые превысили порог $C(\alpha_S)$, выбирается множество локальных максимумов, для которых выполняется условие: $T(\dot{\mathbf{x}}^{(\tilde{m})}) \geq \rho \max T(\dot{\mathbf{x}}^{(m)})$, $m \in \overline{0, N_D - 1}$, $\rho = 0,4 \div 0,8$, $\tilde{m} \in \tilde{\mathfrak{M}}$ – соответствующие дискретные задержки. Затем в качестве искомой оценки выбирается минимальная дискретная задержка из множества $\tilde{\mathfrak{M}}$:

$$m_d = \min_{\tilde{m}} (\tilde{m} \in \tilde{\mathfrak{M}}). \quad (3.9)$$

3.2 Алгоритм обнаружения и оценки временного положения сигнала в частотной области

Реализация алгоритмов (3.4) и (3.9) во временной области сопряжена со значительными вычислительными затратами в связи с необходимостью вычисления большого количества статистик (3.5). Существенно более эффективной является их реализация в частотной области ввиду возможности вычисления всей совокупности статистик с помощью процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ). Для этого представим решающую функцию (3.4) в следующем эквивалентном виде:

$$\varphi_S(\dot{\mathbf{x}}_S) = \begin{cases} 1, & T_m(\dot{\mathbf{x}}_S) \geq C(\alpha_S); \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}, \quad m \in \overline{0, N_D - 1} \quad (3.10)$$

где статистика

$$T_m(\dot{\mathbf{x}}_S) = \frac{\sqrt{N_S} \left| \left\langle \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}} \right), \mathbf{s}_S^{(m)} \right\rangle \right|}{\left\| \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}} \right) \right\|}, \quad (3.11)$$

$\mathbf{s}_S^{(m)} = \{s_{S,0}^{(m)}, \dots, s_{S,N_S-1}^{(m)}\}$ – опорный вектор с компонентами $s_{S,i}^{(m)} = s_S((i-m)\tau_s)$, $i \in \overline{0, N_S - 1}$, образованный из отсчетов сигнала (2.16) на интервале T_S .

Оценку параметра масштаба распределения шума также имеет смысл производить на основе всей совокупности отсчетов $\dot{\mathbf{x}}_S$:

$$\hat{\sigma} = \hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}_S) = \frac{1}{2} \left[z_{(p)}(\operatorname{Re} \dot{\mathbf{x}}_S) + z_{(p)}(\operatorname{Im} \dot{\mathbf{x}}_S) \right], \quad (3.12)$$

где $z_{(p)}(\operatorname{Re} \dot{\mathbf{x}}_S)$ и $z_{(p)}(\operatorname{Im} \dot{\mathbf{x}}_S)$ – p -е ($p = \lfloor (N_S - 1)q \rfloor$) порядковые статистики векторов

$$\mathbf{z}(\operatorname{Re} \dot{\mathbf{x}}_S) = \left(|\operatorname{Re} \dot{x}_{S,0}|, \dots, |\operatorname{Re} \dot{x}_{S,N_S-1}| \right)$$

и

$$\mathbf{z}(\operatorname{Im} \dot{\mathbf{x}}_S) = \left(|\operatorname{Im} \dot{x}_{S,0}|, \dots, |\operatorname{Im} \dot{x}_{S,N_S-1}| \right).$$

Для представления алгоритма (3.10) в частотной области воспользуемся теоремой Парсеваля, согласно которой справедливы следующие равенства:

$$\left\| \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}} \right) \right\| = \frac{1}{N_S} \|\tilde{\mathbf{X}}_S\|, \quad (3.13)$$

$$\left\langle \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}} \right), \mathbf{s}_S^{(m)} \right\rangle = \frac{1}{N_S} \langle \tilde{\mathbf{X}}_S, \mathbf{S}_S^{(m)} \rangle, \quad (3.14)$$

где $\tilde{\mathbf{X}}_S$ и $\mathbf{S}_S^{(m)}$ – дискретные преобразования Фурье (ДПФ) векторов $\Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}} \right)$ и $\mathbf{s}_S^{(m)}$ соответственно. Согласно теореме о временном сдвиге компоненты векторов $\mathbf{S}_S^{(m)}$ можно представить как $S_{S,i}^{(m)} = S_{S,i}^{(0)} \exp \left(-j \frac{2\pi m i}{N_S} \right)$. Отсюда, учитывая определение

скалярного произведения для комплексных векторов, получаем равенство

$$\left\langle \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}} \right), \mathbf{s}_S^{(m)} \right\rangle = \frac{1}{N_S} \sum_{i=0}^{N_S-1} \tilde{X}_{S,i} S_{S,i}^{(0)*} \exp \left(j \frac{2\pi m i}{N_S} \right). \quad (3.15)$$

Правая часть в выражении (3.15) представляет собой обратное ДПФ от поэлементного произведения векторов $\tilde{\mathbf{X}}_S$ и $\mathbf{S}_S^* = (S_{S,0}^{(0)*}, S_{S,1}^{(0)*}, \dots, S_{S,N_S-1}^{(0)*})$, где $*$ – знак комплексного сопряжения. В результате равенство (3.15) имеет эквивалентное выражение вида

$$\left\langle \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}} \right), \mathbf{s}_S^{(m)} \right\rangle = \mathcal{F}^{-1} \left(\tilde{\mathbf{X}}_S \odot \mathbf{S}_S^* \right)_m, \quad (3.16)$$

где $\mathcal{F}^{-1}(\tilde{\mathbf{X}}_S \odot \mathbf{S}_S^*)_m$ – компоненты вектора $\mathcal{F}^{-1}(\tilde{\mathbf{X}}_S \odot \mathbf{S}_S^*)$, $\mathcal{F}^{-1}(\cdot)$ – обратное ДПФ, $\tilde{\mathbf{X}}_S \odot \mathbf{S}_S^*$ – вектор, образованный поэлементным умножением компонентов векторов $\tilde{\mathbf{X}}_S$ и \mathbf{S}_S^* .

Таким образом, решающая функция алгоритма обнаружения синхросигнала в частотной области имеет следующее эквивалентное выражение:

$$\varphi_S(\dot{\mathbf{x}}_S) = \begin{cases} 1, & \max_{m \in \mathfrak{M}} Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S) \geq C(\alpha_S); \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}, \quad (3.17)$$

где статистика $Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S) = \frac{|\mathcal{F}^{-1}(\tilde{\mathbf{X}}_S \odot \mathbf{S}_S^*)_m|}{\|\tilde{\mathbf{X}}_S\|}$, $\forall m \in \mathfrak{M}$, $\tilde{\mathbf{X}}_S = \mathcal{F}\left(\boldsymbol{\Psi}\left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}}\right)\right)$.

Соответственно, оценка времени задержки сигнала в частотной области будет иметь следующий вид:

$$m_d = \min_{\tilde{m}}(\tilde{m} \in \tilde{\mathfrak{M}}), \quad (3.18)$$

где \tilde{m} – дискретная задержка, соответствующая локальному максимуму, $\tilde{\mathfrak{M}}$ – множество дискретных задержек, соответствующих локальным максимумам статистики $\mathbf{Z}(\dot{\mathbf{x}}_S)$, для которых выполняются неравенства:

$$\begin{aligned} Z_{\tilde{m}}(\dot{\mathbf{x}}_S) &\geq \rho \max_{m \in \mathfrak{M}} Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S), \\ Z_{\tilde{m}}(\dot{\mathbf{x}}_S) &\geq C(\alpha_S) \end{aligned}. \quad (3.19)$$

Так как базовый сигнал полностью известен на приемной стороне, вектор \mathbf{S}_S^* также может быть рассчитан заранее.

3.3 Алгоритмы обнаружения и оценки временного положения сигнала при воздействии комплекса помех

Для снижения влияния УИП будем использовать алгоритм режекции таких помех, предложенный в работе [101]. Так как несущая частота помехи заранее не известна, алгоритм состоит в предварительной оценке частотного сдвига помехи относительно сигналов РТС с последующей режекцией. Оценивание и режекция

УИП происходят в частотной области. Это позволяет преодолеть проблему априорной неопределенности временного положения УИП относительно сигналов РТС. Режекция УИП осуществляется путем обнуления компонент выборки $\mathbf{X}_S = \mathcal{F}(\dot{\mathbf{x}}_S)$ в области частотного сдвига помехи на заранее определенном интервале дискретных частот. Полученная в результате режекции выборка $\mathbf{X}_S^{(r)}$ затем переносится обратно во временную область с помощью ОДПФ $\dot{\mathbf{x}}_S^{(r)} = \mathcal{F}^{-1}(\mathbf{X}_S^{(r)})$ и используется для оценки параметра масштаба. Таким образом, обнаружение синхросигнала и оценка его временного положения при наличии УИП производятся в соответствии с выражениями (3.17) – (3.19) с тем отличием, что вместо выборки $\tilde{\mathbf{X}}_S$ используется сформированная в ходе режекции выборка $\tilde{\mathbf{X}}_S^{(r)} = \mathcal{F}(\Psi(\dot{\mathbf{x}}_S^{(r)}))$.

Оценка дискретного частотного сдвига УИП выражается через модульную статистику \mathbf{A}_S , $A_{S,k} = |X_{S,k}|$ [101]:

$$\nu(\mathbf{X}_S) = \arg \max_{k \in 0, N_S - 1} (A_{S,k}). \quad (3.20)$$

Соответственно, оценка f_{UIP} частотного сдвига f_{UIP} вычисляется с определением его знака по правилу

$$f_{UIP}(\mathbf{X}_S) = \begin{cases} \frac{\nu(\mathbf{X}_S) f_s}{N_S}, & \text{при } \nu(\mathbf{X}_S) \leq 0.5 N_S, \\ \frac{\nu(\mathbf{X}_S - N_S) f_s}{N_S}, & \text{при } \nu(\mathbf{X}_S) > 0.5 N_S. \end{cases}$$

Для подавления УИП используется перестраиваемый по частоте режекторный фильтр с центральной частотой $f_{uip}(\mathbf{X}_S)$ и шириной полосы подавления Δf_r . С учетом того, что ДПФ дискретного сигнала получается путем дискретизации его спектра на одном периоде повторения от 0 до f_s (f_s – частота дискретизации), передаточную характеристику фильтра можно представить в виде:

$$H_R(k) = 1 - \left[H(k - \nu(\mathbf{X}_S)) + H(k - \nu(\mathbf{X}_S) + N_S) + H(k - \nu(\mathbf{X}_S) - N_S) \right],$$

где $H(k) = \begin{cases} 1, & \text{при } |k| \leq \left\lfloor \frac{\Delta f_r N_S}{f} \right\rfloor, \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$, $\lfloor \cdot \rfloor$ – выделение целой части числа.

На выходе режекторного фильтра наблюдаемая выборка в частотной области выражается в форме вектора

$$\mathbf{X}_S^{(r)} = \left(X_{S,0}^{(r)}, X_{S,1}^{(r)}, \dots, X_{S,N_S-1}^{(r)} \right) \quad (3.21)$$

с компонентами $X_{S,k}^{(r)} = H_R(k) X_{S,k}$, $k = \overline{0, N_S - 1}$. Отметим, что сигнал после режекции УИП получается искаженным, в результате снижается степень ослабления коррелятором помех многолучевого распространения.

Предварительное исследование влияния УИП на характеристики обнаружения синхросигнала показало, что имеется некоторое пороговое значение h_t отношения сигнал/УИП по мощности $h = P_S / P_{UIP}$, выше которого режекция УИП практически не увеличивает вероятность обнаружения сигнала. Поэтому будем использовать адаптивный алгоритм режекции УИП, в соответствии с которым при достаточно большой мощности полезного сигнала режекция не включается.

Для принятия решения о наличии или отсутствии УИП применим подход аналогичный работе [101]: в качестве рабочей статистики примем статистику $\max(\mathbf{A}_S)$. Для обеспечения автоматической подстройки под уровень принятого сигнала данную статистику будем сравнивать с порогом, зависящим от мощности принятого сигнала. Таким образом, решение о наличии или отсутствии УИП будем принимать в соответствии со следующим правилом обнаружения:

$$\varphi_{UIP}(\mathbf{X}_S) = \begin{cases} 1, & \text{при } \max(\mathbf{A}_S) \geq \frac{C_{UIP} \|\mathbf{A}_S\|}{\sqrt{N_S}}; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (3.22)$$

Здесь C_{UIP} – варьируемый параметр, с помощью которого можно управлять вероятностью обнаружения УИП. Тогда частотную характеристику адаптивного режекторного фильтра можно выразить в виде

$$H_{AR}[k] = \begin{cases} H_R[k - \nu(\mathbf{X}_S)], & \text{при } \varphi_{UIP}(\mathbf{X}_S) = 1, k = \overline{0, N_S - 1}; \\ 1, & \text{при } \varphi_{UIP}(\mathbf{X}_S) = 0. \end{cases} \quad (3.23)$$

Принимаемое алгоритмом (3.22) решение о наличии УИП зависит от нормы $\|\mathbf{A}_S\|$, вклад в которую наряду с шумом и УИП вносят также и сигналы РТС. Поэтому вероятность $\beta_{UIP}(C_{UIP}, h)$ обнаружения УИП зависит не только от параметра C_{UIP} , но и от величины отношения $h = P_S/P_{UIP}$. Вероятность $\beta_{UIP}(C_{UIP}, h)$ максимальна при значении $h = 0$ и стремится к нулю с ростом величины h . В связи с убыванием вероятности $\beta_{UIP}(C_{UIP}, h)$ с ростом величины h решение о включении режекции при $h < h_t$ принимается с вероятностью $\beta_{UIP}(C_{UIP}, h) > \beta_{UIP}(C_{UIP}, h_t)$, а решение о её отключении при $h > h_t$ – с вероятностью $P(C_{UIP}, h) \geq 1 - \beta_{UIP}(C_{UIP}, h_t)$.

Положив вероятность $\beta_{UIP}(C_{UIP}, h_t)$ равной некоторому значению p и решив уравнение $\beta_{UIP}(C_{UIP}, h_t) = p$ относительно параметра C_{UIP} , можно установить такое значение C_{UIP} , при котором режекция УИП будет включаться в области малых значений отношения P_S/P_{UIP} и отключаться в области больших значений. Для обоснованного выбора значений h_t и p требуются результаты испытания разработанных алгоритмов в реальных условиях.

При разработке алгоритма режекции УИП было принято, что параметры последней остаются неизменными в пределах одного слота. В связи с этим передаточная характеристика (3.23) режекторного фильтра, полученная на этапе обнаружения и оценки синхросигнала, используется и при демодуляции информационных символов.

3.4 Расчет допустимого уровня вероятности ложного обнаружения синхросигнала

Ложное обнаружение синхросигнала возникает при его отсутствии на входе приемника, что приводит к ложному принятию решения о начале сеанса передачи данных.

Рассчитаем допустимый уровень вероятности ложного обнаружения синхросигнала. В соответствии с техническими требованиями допускается одно ложное срабатывание за время, равное 1 часу работы системы. Обозначим это время T_w . За время T_w может состояться

$$N_c = \frac{T_w}{T_{slot}} = \frac{3600}{0,01} = 360000$$

сеансов связи. Таким образом, допустимый уровень вероятности ложной синхронизации в одном сеансе связи будет равен

$$\alpha_\Sigma = 1 / N_c = 2,78 \cdot 10^{-6} \quad (3.24)$$

Учитывая, что в каждом сеансе связи решается отдельная задача обнаружения синхросигнала для каждой из $N_{D,max}$ возможных дискретных задержек, то за время T_{slot} процедура обнаружения будет проводиться $N_{D,max}$ раз, и вероятность того, что обнаружение произойдет хотя бы один раз, составит величину, равную $1 - (1 - \alpha_S)^{N_{D,max}} \approx N_{D,max} \alpha_S$. Если частоту дискретизации принять равной $f_s = 64$ МГц, тогда $N_{D,max} = \tau_{D,max} / \tau_s = 21348$, допустимый уровень вероятности ложного обнаружения в единичном цикле обнаружения составит величину

$$\alpha_S \approx \frac{\alpha_\Sigma}{N_{D,max}} = \frac{1}{N_c N_{D,max}} = 1,301 \cdot 10^{-10} \quad (3.25)$$

Далее примем $\alpha_S = 10^{-10}$, что обеспечит выполнение условия (3.25) с некоторым запасом.

В отсутствие УИП статистика (3.11) является асимптотически нормальной [102, 103] с нулевым средним и единичной дисперсией. В соответствии с этим пороговая константа $C(\alpha_S)$ может быть вычислена как квантиль уровня $1 - \alpha_S$ распределения Гаусса: $C(10^{-10}) = 6,361$.

Выводы по разделу 3

1. Разработаны АРИ-алгоритмы обнаружения синхросигнала и оценки его временного положения, учитывающие наличие в наблюдаемом процессе аддитивного шума с неизвестным распределением, УИП и помех многолучевого распространения.

2. Предлагаемые алгоритмы разработаны для случая, когда начальная фаза полезного сигнала неизвестна, и не требуют предварительной оценки мощности шума и характеристик многолучевого канала связи. Реализация алгоритмов в частотной области позволяет использовать процедуру БПФ, что значительно снижает вычислительные затраты.

3. Предложен алгоритм адаптивной режекции УИП, включающий обнаружение помехи и оценку ее частотного сдвига. Алгоритм реализован в частотной области, за счет чего снимается проблема априорной неопределенности временного положения УИП относительно сигналов РТС. Так как характеристики УИП остаются неизменными в пределах одного слота, передаточная характеристика адаптивного режекторного фильтра, полученная на этапе синхронизации, может быть использована и при демодуляции информационной последовательности.

4 АЛГОРИТМ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Целью данного раздела является разработка алгоритма демодуляции для системы передачи данных с временным разделением каналов между мобильными абонентами. Особенностью подобных систем связи является то, что наряду с собственными шумами приемного устройства действуют также внешние помехи – импульсные помехи от сторонних систем, мешающие отражения от подстилающей поверхности и местных предметов, атмосферные помехи. Также необходимо учитывать значительный доплеровский сдвиг несущей частоты.

С целью подавления пассивных помех в качестве сигналов передачи информационных символов используются широкополосные сигналы. Для обеспечения инвариантности демодуляции относительно начальных фаз информационных символов в системе принята относительная фазовая модуляция (ОФМ). Наличие комплекса помех может приводить к значительной изменчивости сигнально-помеховой обстановки, поэтому флуктуационная составляющая на выходе приемника рассматривалась как случайный процесс с непараметрической априорной неопределенностью – неопределенностью формы распределения. Для оценки устойчивости характеристик эффективности асимптотических алгоритмов к изменению формы распределения в пределах некоторого класса предложен коэффициент асимптотической робастности.

4.1 Асимптотически робастный инвариантный алгоритм демодуляции сигналов с относительной фазовой модуляцией

Демодуляция последовательности информационных символов производится путем обработки выборки $\dot{\mathbf{x}}_I = \{\dot{x}_{I,0}, \dots, \dot{x}_{I,N_I-1}\}$, сформированной из отсчетов комплексной огибающей $\dot{x}_I(t)$ процесса на выходе линейного тракта приемника. Отсчеты $\dot{x}_{I,k} = \dot{x}_I(\tau_s k + \tau_D)$, $k = \overline{0, N_I - 1}$, берутся с тем же периодом дискретизации τ_s , что и при обработке синхросигнала, $N_I = \frac{\tau_I}{\tau_s}$ – общее количество

отсчетов на интервале информационного сигнала. При разработке алгоритма демодуляции будем полагать, что задержка распространения τ_D уже определена на этапе синхронизации.

В связи с применением относительно фазовой манипуляции, исходная выборка $\dot{\mathbf{x}}$ формируется на интервале двух соседних символов путем выделения соответствующего фрагмента из вектора $\dot{\mathbf{x}}_l$. В соответствии с (2.2) наблюдаемый процесс $\dot{x}_l(t)$ представляет собой аддитивную смесь комплексных огибающих сигнала прямого прохождения, помеховых сигналов отраженных от подстилающей поверхности и местных предметов, сигнала УИП и случайной составляющей (шума). При построении алгоритма демодуляции будем использовать подход, аналогичный подходу, использованному в разделе 3 при разработке алгоритма синхронизации. Для того, чтобы не учитывать при построении алгоритма узкополосную импульсную помеху, произведем предварительную режекцию данной помехи в наблюдаемой выборке с помощью разработанного в предыдущем разделе алгоритма адаптивной режекции УИП. Как уже отмечалось, характеристики УИП остаются неизменными в пределах одного слота сеанса связи, поэтому при демодуляции последовательности информационных символов используется частотная характеристика \mathbf{H}_{AR} режекторного фильтра, полученная на этапе синхронизации. При синтезе алгоритма наличие мешающих отражений учитываться не будет. Влияние данного вида помех будет исследовано в следующем разделе с помощью имитационного моделирования. Также не учитывался доплеровский сдвиг несущей частоты в виду ограниченной длительности сигнала символа τ_{sym} .

Согласно выражениям (2.4) и (2.19) каждый символ в пакете данных временного слота имеет свою расширяющую последовательность, поэтому для удобства рассмотрим демодуляцию первой пары символов, а затем обобщим полученные результаты на всю информационную последовательность слота. При данных предположениях выборку $\dot{\mathbf{x}}$ можно представить в следующем виде

$$\dot{\mathbf{x}} = \dot{\mathbf{s}}_l + \dot{\boldsymbol{\eta}}, \quad (4.1)$$

где $\dot{\mathbf{s}}_I$ – вектор отсчетов комплексной огибающей сигнала от двух соседних символов, $\dot{\boldsymbol{\eta}}$ – вектор отсчетов шумовой составляющей наблюдаемого процесса.

Выборочный вектор полезного информационного сигнала представим следующей общей моделью

$$\dot{\mathbf{s}}_I = \lambda_I e^{j\phi} \dot{\mathbf{s}}(\boldsymbol{\theta}),$$

где $\lambda_I = \frac{\lambda_I}{\sqrt{n}}$, $\lambda_I \in (0, \infty)$ – априорно неопределенный энергетический параметр сигнала, $\phi \in [0, 2\pi]$ – неизвестная начальная фаза, $\boldsymbol{\theta} \in \Theta$ – подлежащий оценке

неэнергетический векторный параметр с нормой $\|\boldsymbol{\theta}\| = 1$, зависящий от типа модуляции, Θ – множество возможных значений параметра $\boldsymbol{\theta}$, $\dot{\mathbf{s}}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=0}^{N-1} \theta_k \mathbf{v}_k$,

$\{\mathbf{v}_k = (\nu_{k,0}, \dots, \nu_{k,n-1}), k = \overline{0, N-1}\}$ – известный ортонормированный базис, $n = 2\tilde{n}$ –

размер выборки $\dot{\mathbf{x}}$, $\tilde{n} = \tau_{sym} / \tau_s$ – количество отсчетов на интервале одного символа.

В дальнейшем в связи с применением асимптотического подхода к синтезу алгоритма демодуляции размер выборки считается неограниченно возрастающим,

поэтому для базисных векторов сигнала принята нормировка $\left\| \left(\frac{1}{\sqrt{n}} \right) \mathbf{v}_k \right\| = 1$

$\forall k = \overline{0, N-1}$. При данном предположении и норме $\|\boldsymbol{\theta}\| = 1 \quad \forall \boldsymbol{\theta} \in \Theta$, величина

$\left\| \left(\lambda_I / \sqrt{n} \right) e^{j\phi} \dot{\mathbf{s}}(\boldsymbol{\theta}) \right\|^2 = \lambda_I^2$ имеет конечное значение независимо от размера n

наблюдаемой выборки.

Тогда выборочный вектор сигнала с относительной фазовой модуляцией, соответствующий первым двум символам, может быть выражен в виде

$$\dot{\mathbf{s}}(\boldsymbol{\theta}) = \theta_0 \mathbf{v}_0 + \theta_1 \mathbf{v}_1, \quad \boldsymbol{\theta} \in \Theta^{(m)}, \quad (4.2)$$

где \mathbf{v}_0 и \mathbf{v}_1 – ортогональные векторы с компонентами

$$\mathbf{v}_{0,i} = \begin{cases} s_{sym}^{(0)}(i\tau_s), & 0 \leq i < \tilde{n}; \\ 0, & \tilde{n} \leq i < n \end{cases}, \quad \mathbf{v}_{1,i} = \begin{cases} 0, & 0 \leq i < \tilde{n}; \\ s_{sym}^{(1)}(i\tau_s - \tau_{sym}), & \tilde{n} \leq i < n \end{cases},$$

$\boldsymbol{\theta} = \{\theta_0, \theta_1\} \in \Theta$, множество Θ равно объединению множеств

$$\Theta^{(m)} = \left\{ \theta_0 = \frac{e^{j\gamma}}{\sqrt{2}}; \theta_1 = \theta_0 e^{j2\pi \frac{m-1}{M}} \right\}; \quad \Theta = \bigcup_{m=1}^M \Theta^{(m)}, \quad \gamma - \text{начальная фаза первого}$$

символа, обусловленная модуляцией на предыдущем такте, M – кратность модуляции (размер символьного алфавита).

Шумовая выборка представлена вектором $\dot{\eta}$ отсчетов комплексной огибающей процесса $\dot{\eta}(t)$. Квадратурные составляющие вектора $\dot{\eta}$ полагаются статистически независимыми с одинаковыми неизвестными маргинальными плотностями распределения вероятности.

Для представления непараметрической априорной неопределенности распределения вектора отсчетов шума $\dot{\eta}$, как и в случае с алгоритмом обнаружения синхросигнала, будем использовать расширенную модель (2.10) приближенно финитных распределений [56]. Согласно этой модели ПРВ компонентов выборки (4.1) будет иметь вид

$$p_n(\dot{\mathbf{x}} | \lambda_I, \boldsymbol{\theta}, \phi, \sigma, w) = w_n \left(\dot{\mathbf{x}} - \frac{\lambda_I}{\sqrt{n}} e^{j\phi} \dot{\mathbf{s}}(\boldsymbol{\theta}) | \sigma, w \right), \quad (4.3)$$

где $w_n(\dot{\mathbf{x}} | \sigma, w) = \prod_{i=0}^{n-1} \frac{1}{\sigma^2} w \left(\frac{\text{Re}(\dot{x}_i)}{\sigma} \right) w \left(\frac{\text{Im}(\dot{x}_i)}{\sigma} \right)$ – ПРВ выборки $\dot{\mathbf{x}}$ при отсутствии

сигнала, σ – параметр масштаба, $w \in \mathcal{W}_2$ – распределение с единичным масштабом.

ПРВ (4.3) образуют семейство

$$\mathbf{P}_{m,n} = \left\{ p_n(\dot{\mathbf{x}} | \lambda_I, \boldsymbol{\theta}, \phi, \sigma, w), \lambda_I \in (0, \infty), \boldsymbol{\theta} \in \Theta^{(m)}, \phi \in [0, 2\pi], \sigma \in (0, \infty), w \in \mathcal{W}_2 \right\}. \quad (4.4)$$

Задачу демодуляции сигнала сформулируем как многоальтернативную задачу проверки статистических гипотез относительно параметров распределения (4.4):

$$H_m: \boldsymbol{\theta} \in \Theta^{(m)}, \lambda_I \in (0, \infty), \sigma \in (0, \infty), m = \overline{1, M}.$$

Для построения алгоритма демодуляции применим методику синтеза асимптотически робастных инвариантных алгоритмов [56]. Принцип асимптотической робастности применяется для обеспечения устойчивости

алгоритма к изменению вида маргинальной ПРВ шума, а принцип инвариантности используется для преодоления априорной неопределенности начальной фазы несущей ϕ , а также параметров λ_I и σ . Применение данного принципа является обоснованным, так как семейство (4.4) симметрично относительно группы преобразований

$$\mathbf{G} = \left\{ \dot{\mathbf{x}} \rightarrow \mu e^{j\phi} \dot{\mathbf{x}}, \mu \in (0, \infty), \phi \in [0, 2\pi) \right\}.$$

Согласно [56] АРИ-алгоритм $\varphi(\dot{\mathbf{x}}) = \left\{ \varphi^{(1)}(\dot{\mathbf{x}}), \dots, \varphi^{(M)}(\dot{\mathbf{x}}) \right\}$ демодуляции сигналов с относительной M -кратной фазовой модуляцией выражается через решающие статистики $V_k(\dot{\mathbf{x}}) = \left| \left\langle \dot{\mathbf{s}}(\boldsymbol{\theta}), \boldsymbol{\psi} \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle \right|$, $\boldsymbol{\theta} \in \Theta^{(k)}$ в виде:

$$\varphi^{(m)}(\dot{\mathbf{x}}) = \begin{cases} 1, & \text{при } \max_{k=1, M} V_k(\dot{\mathbf{x}}) = V_m(\dot{\mathbf{x}}), \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}, \quad m = \overline{1, M}. \quad (4.5)$$

Здесь $\boldsymbol{\psi} \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}}{\hat{\sigma}} \right) = \left\{ \psi \left(\frac{\dot{x}_0}{\hat{\sigma}} \right), \dots, \psi \left(\frac{\dot{x}_{n-1}}{\hat{\sigma}} \right) \right\}$ – комплексная векторная статистика с компонентами $\psi(t) = \psi_{w_0}(\text{Re}t) + j\psi_{w_0}(\text{Im}t)$; $\psi_{w_0}(\cdot)$ – логарифмическая производная наименее благоприятного распределения для модели (2.10), определяемая выражением (3.7), $\hat{\sigma}$ – эквивариантная относительно группы \mathbf{G} , и \sqrt{n} -состоятельная оценка параметра масштаба.

Как и в алгоритме (3.4) параметр q модели (2.10) примем равным $q = 0,9$. С учетом этого оценку параметра масштаба будем вычислять в соответствии с выражением (3.12). В связи с достаточно медленным темпом изменения сигнално-помеховой обстановки ее можно считать практически неизменной в пределах слота, длительность которого $T_{slot} = 10$ мс. Поэтому можно ограничиться вычислением оценки $\hat{\sigma}$ только на этапе синхронизации с последующей передачей полученного значения для применения при демодуляции.

После несложных преобразований компоненты алгоритма (4.5) могут быть представлены более удобной эквивалентной форме:

$$\varphi^{(m)}(\dot{\mathbf{x}}) = \begin{cases} 1, & \text{при } \max_{k=1, M} \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi \frac{k-1}{M}} \Upsilon_0(\dot{\mathbf{x}}) \Upsilon_1^*(\dot{\mathbf{x}}) \right\} = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi \frac{m-1}{M}} \Upsilon_0(\dot{\mathbf{x}}) \Upsilon_1^*(\dot{\mathbf{x}}) \right\}; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\text{где } \Upsilon_0(\dot{\mathbf{x}}) = \left\langle \mathbf{v}_0, \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle, \quad \Upsilon_1(\dot{\mathbf{x}}) = \left\langle \mathbf{v}_1, \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle.$$

В соответствии с (2.4) оценки переданных информационных символов временного слота выражаются как

$$m_v(\dot{\mathbf{x}}_I^{(r)}) = \arg \max_{k=1, M} \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi \frac{k-1}{M}} \left\langle \mathbf{s}_{sym}^{(v)}, \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_{I,v}^{(r)}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle \left\langle \mathbf{s}_{sym}^{v+1}, \Psi \left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_{I,v+1}^{(r)}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle^* \right\}, \quad (4.7)$$

$$\forall v = 0, N_{sym} - 1$$

где $\dot{\mathbf{x}}_I^{(r)}$ – выборка после режекции УИП, $\dot{\mathbf{x}}_{I,v}^{(r)} = \left\{ \dot{x}_{I,v\tilde{n}}, \dot{x}_{I,v\tilde{n}+1}, \dots, \dot{x}_{I,(v+1)\tilde{n}-1} \right\}$ – выборка соответствующая v -му символу информационной последовательности, \mathbf{s}_{sym}^v – вектор отсчетов v -го сигнала символа с компонентами $s_{sym,i}^{(v)} = s_{sym}^{(v)}(i\tau_s)$ $i = \overline{0, \tilde{n}-1}$.

4.2 Коэффициент асимптотической робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов

Во многих телекоммуникационных приложениях в связи с наличием большого количества помех различного рода распределение наблюдаемых данных характеризуется высоким уровнем априорной неопределенности. Оно может изменяться в зависимости от условий, места и времени приема. Одним из подходов, обеспечивающих устойчивость характеристик приема, является применение робастных алгоритмов, обладающих устойчивостью к изменению формы распределения. При больших объемах выборки эффективным является асимптотический подход совместно с идеей безынерционного преобразования наблюдаемой выборки [73, 102]. Для оценки устойчивости подобных алгоритмов к изменению вида распределения шума в настоящей работе предлагается в качестве количественной меры использовать коэффициент асимптотической робастности.

Рассмотрим задачу совместного обнаружения и различения сигналов на фоне аддитивного стационарного шума. Выборка из шума считается независимой с маргинальной ПРВ. В отсутствие сигнала ПРВ наблюдаемой выборки $\mathbf{x} = (x_0, \dots, x_{n-1})$ принадлежит семейству распределений

$$P_{0,n} = \left\{ w_n(\mathbf{x}|\sigma) = \prod_{i=0}^{n-1} p(x_i), p(t) = \frac{1}{\sigma} w\left(\frac{t}{\sigma}\right), w(t) \in \mathbf{W}, \sigma \in (0, \infty) \right\},$$

а при наличии k -го сигнала, $k = \overline{1, M}$, – семейству распределений

$$P_{k,n} = \left\{ w_n(\mathbf{x}|\lambda, \boldsymbol{\theta}, \sigma) = w_n[\mathbf{x} - \lambda_n \mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})|\sigma], w_n(\cdot|\sigma) \in P_{0,n}, \lambda \in (0, \infty), \boldsymbol{\theta} \in \Xi^{(k)} \right\},$$

где $p(t)$ – плотность распределения вероятностей шума, $w(t)$ – распределение с единичным масштабом, принадлежащее некоторому заданному множеству распределений \mathbf{W} – модели непараметрической априорной неопределенности, σ – параметр масштаба, $\lambda_n \mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})$ – сигнальный вектор, $\lambda_n = \lambda/\sqrt{n}$, $\lambda \in (0, \infty)$ – энергетический параметр сигнала, $\|\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})\| = \sqrt{n}$, $\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{\nu=0}^{N-1} \theta_\nu \mathbf{S}^{(\nu)}$, $\boldsymbol{\theta} = (\theta_0, \dots, \theta_{N-1})$ – неэнергетический параметр сигнала с нормой $\|\boldsymbol{\theta}\| = 1$, $\Xi^{(k)}$, $k = \overline{1, M}$, – непересекающиеся множества значений параметра $\boldsymbol{\theta}$, m – число альтернатив при наличии сигнала, $\left\{ \mathbf{S}^{(\nu)} = (S_0^{(\nu)}, \dots, S_{n-1}^{(\nu)}), \nu = \overline{0, N-1} \right\}$ – ортогональный базис сигнала.

Априорно неопределенными могут быть вид ПРВ $w(t)$, а также значения параметров λ и σ . Задача совместного обнаружения и различения сигнала формулируется как задача проверки следующих статистических гипотез:

$$H_0: \omega = 0, \sigma \in (0, \infty), \omega = \lambda/\sigma \text{ (сигнала нет);}$$

$$H_k: \omega > 0, \sigma \in (0, \infty), \boldsymbol{\theta} \in \Xi^{(k)}, k = \overline{1, M} \text{ (присутствует } k\text{-й сигнал).}$$

В таком случае, алгоритм обнаружения и различения сигналов задается решающими функциями $\varphi_n^{(k)}(\mathbf{x})$, которые представляют собой вероятности принятия решения в пользу гипотез H_k . В связи с тем, что совокупность всех

выносимых решений образуют полную группу событий, вероятность принятия решения об отсутствии сигнала $\varphi_n^{(0)}(\mathbf{x}) = 1 - \sum_{k=1}^M \varphi_n^{(k)}(\mathbf{x})$.

В работе [56] показано, что решающие функции алгоритмов обнаружения и различения сигналов могут быть выражены через векторные статистики

$$\xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) = \left\{ \xi_{n,\nu}(\mathbf{x}|f, \sigma), \nu = \overline{0, N-1} \right\}, \quad (4.8)$$

с компонентами $\xi_{n,\nu}(\mathbf{x}|f, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{i=0}^{n-1} S_i^{(\nu)} f\left(\frac{x_i}{\sigma}\right)$, $\nu = \overline{0, N-1}$, где $f(t) \in \mathbf{F}$ – некоторая функция безынерционного преобразования наблюдаемых данных, \mathbf{F} – множество таких функций. В свою очередь, решающие функции алгоритмов имеют вид:

$$\varphi_n^{(0)}(\mathbf{x}|f) = \begin{cases} 1, & \max_{k=1, M} \langle \hat{\boldsymbol{\theta}}_k(\mathbf{x}), \xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) \rangle < C(\alpha, f); \\ 0, & \max_{k=1, M} \langle \hat{\boldsymbol{\theta}}_k(\mathbf{x}), \xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) \rangle \geq C(\alpha, f), \end{cases}$$

$$\varphi_n^{(m)}(\mathbf{x}|f) = \begin{cases} 1, & \max_{k=1, M} \langle \hat{\boldsymbol{\theta}}_k(\mathbf{x}), \xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) \rangle = \langle \hat{\boldsymbol{\theta}}_m(\mathbf{x}), \xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) \rangle \geq C(\alpha, f); \\ 0, & \max_{k=1, M} \langle \hat{\boldsymbol{\theta}}_k(\mathbf{x}), \xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) \rangle > \langle \hat{\boldsymbol{\theta}}_m(\mathbf{x}), \xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) \rangle \vee \\ & \vee \max_{k=1, M} \langle \hat{\boldsymbol{\theta}}_k(\mathbf{x}), \xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) \rangle < C(\alpha, f), \end{cases}$$

где оценка сигнального параметра

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k(\mathbf{x}) = \begin{cases} \arg \max_{\hat{\boldsymbol{\theta}} \in \Xi^{(k)}} \langle \hat{\boldsymbol{\theta}}, \xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) \rangle, & \text{при } \alpha'_w(f) \geq 0, \\ \arg \max_{\hat{\boldsymbol{\theta}} \in \tilde{\Xi}^{(k)}} \langle \hat{\boldsymbol{\theta}}, \xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) \rangle, & \text{при } \alpha'_w(f) < 0, \end{cases}$$

множество $\tilde{\Xi}^{(k)} = \left\{ \tilde{\boldsymbol{\theta}} = -\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta} \in \Xi^{(k)} \right\}$, $k = \overline{1, M}$, $C(\alpha, f)$ – пороговая константа,

обеспечивающая заданный уровень вероятности ложной тревоги α ,

$\alpha'_w(f) = \mathbf{M}\{f'(t)|w\}$, $\mathbf{M}\{\cdot\}$ – оператор вычисления математического ожидания.

Далее будем полагать, что качество алгоритма оценивается суммарными средними потерями $\Pi(\omega) = \sum_{k=1}^M \Pi_k(\omega)$ при заданном уровне α вероятности ложной тревоги, где $\Pi_k(\omega)$ – асимптотические средние потери при справедливости гипотезы H_k , причем функция $\Pi(\omega)$ является монотонной функцией своих аргументов.

Для оценки асимптотических потерь алгоритмов рассмотрим предельные распределения статистики (4.8), при этом будем полагать, что выполнены условия, обеспечивающие следующие сходимости по вероятности:

$$\xi_n(\mathbf{x}|f, \sigma) - \xi_n(\mathbf{x}|f, \hat{\sigma}_n(\mathbf{x})) \xrightarrow{P} 0 \quad \forall f(t) \in \mathbf{F}. \quad (4.9)$$

Также будем полагать, что все функции $f(t)$ множества \mathbf{F} удовлетворяют следующим условиям:

I. В отсутствие сигнала предельным распределением статистики (4.8) является N -мерное распределение Гаусса с конечным средним $\mathbf{a}^{(0)}(f)$ и корреляционной матрицей $\mathbf{R} = \nu_w^2(f) \mathbf{I}$, где дисперсия $\nu_w^2(f) = \mathbf{M} \left\{ \left[f(t) - m_w(f(t)) \right]^2 | w(t) \right\}$, $m_w(f(t)) = \mathbf{M} \{ f(t) | w(t) \}$. Здесь и в дальнейшем \mathbf{I} – единичная матрица размера $N \times N$.

II. При наличии сигнала с параметрами λ и $\boldsymbol{\theta}$ у предельного распределения статистики (4.8) матрица \mathbf{R} не изменяется, а векторное среднее $\mathbf{a}^{(1)}(f) = \mathbf{a}^{(0)}(f) + \frac{\lambda}{\sigma} \alpha'_w(f) \boldsymbol{\theta}$, где $\alpha'_w(f) = \mathbf{M} \{ f'(t) | w(t) \}$.

В работе [104] показано, что условия I и II выполняются при следующих посылках:

– функции $f(t) \in \mathbf{F}$ имеют непрерывные почти всюду производные $f'(t)$ и $f''(t)$;

– производные $f'(t), f''(t)$ равномерно ограничены: $|f'(t)| \leq C$, $|f''(t)| \leq C$ при всех $t \in (-\infty, \infty)$, $C < \infty$;

– функции $f(t) \in \mathbf{F}$ удовлетворяют условию $0 < \mathbf{M}\{f^2(t)|w(t)\} < \infty$.

С учетом сходимости (4.9), предельным распределением статистики $\xi_n(\mathbf{x}|f, \hat{\sigma}_n(\mathbf{x}))$ при $\mathbf{a}^{(0)}(f) = 0$ является N -мерное распределение Гаусса с векторным средним $\mathbf{a}(f) = \omega|\alpha'_w(f)|\tilde{\boldsymbol{\theta}}$ и корреляционной матрицей $\mathbf{R} = \nu_w^2(f)\mathbf{I}$, где $\omega = \lambda/\sigma$ и $\tilde{\boldsymbol{\theta}} = \text{sgn}[\alpha'_w(f)]\boldsymbol{\theta}$.

Можно показать [104], что асимптотические потери алгоритма монотонно убывают с ростом величины

$$h_w(\omega|f) = \omega|\alpha'_w(f)|/\nu_w(f). \quad (4.10)$$

Отсюда потери могут быть выражены как

$$\Pi(\omega|f) = Q[h_w(\omega|f)],$$

где $Q(\cdot)$ – единая для всех алгоритмов монотонно убывающая функция. Этот факт позволяет оценивать эффективность алгоритмов на основе сравнения величин $h_w(\omega|f)$.

Выделим алгоритм с функцией $f(t) \in \mathbf{F}$ безынерционного преобразования наблюдаемой выборки и определим, каким должно быть соотношение значений энергетических параметров сигнала, чтобы обеспечить одинаковые асимптотические средние потери при разных ПРВ шума

$$\begin{aligned} p_1(t) &= (1/\sigma)w_1(t/\sigma), \\ p_2(t) &= (1/\sigma)w_2(t/\sigma). \end{aligned} \quad (4.11)$$

Здесь $w_1(t)$ и $w_2(t)$ – распределения с единичным масштабом, которые принадлежат некоторому классу распределений \mathbf{W} . Пусть ω_1 и ω_2 – корни уравнений

$$\begin{aligned} Q[h_{w_1}(\omega, f)] &= \tilde{\Pi}, \\ Q[h_{w_2}(\omega, f)] &= \tilde{\Pi}. \end{aligned}$$

Тогда с учетом равенства $h_{w_1}(\omega_1, f) = h_{w_2}(\omega_2, f)$ и монотонности функции $Q(\cdot)$, получим

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{|\alpha'_{w_1}(f)|\nu_{w_2}(f)}{|\alpha'_{w_2}(f)|\nu_{w_1}(f)}. \quad (4.12)$$

Отношение ω_2/ω_1 показывает то изменение энергетического параметра ω , которое необходимо для поддержания заданного уровня асимптотических средних потерь при замене плотности $w_1(t)$ на плотность $w_2(t)$ или, что эквивалентно, при замене плотности $p_1(t)$ и $p_2(t)$, т.к. они имеют одинаковый масштаб. В соответствии с (4.12), коэффициент асимптотической робастности (КАР) выражается в форме

$$K_R(f, w_1, w_2) = \frac{|\alpha'_{w_1}(f)|\nu_{w_2}(f)}{|\alpha'_{w_2}(f)|\nu_{w_1}(f)}. \quad (4.13)$$

Асимптотически робастный алгоритм является асимптотически оптимальным для наименее благоприятного распределения $w_0(t) \in \mathbf{W}$. Минимальные асимптотические потери при распределении шума $w(t)$ имеют место при функции преобразования $f(t) = \psi_w(t)$ [56], где $\psi_w(t) = -\frac{d}{dt} \ln w(t) = -\frac{w'(t)}{w(t)}$. Тогда, с учетом $\alpha'_w(\psi_w)/\nu_w(\psi_w) = \sqrt{I_w}$, а также неравенства $\alpha'_w(\psi_{w_0})/\nu_w(\psi_{w_0}) \geq \sqrt{I_{w_0}}$ [56], где $I_w = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_w^2(t) w(t) dt$ – информация Фишера, установим следующее соотношение

$$1 \leq K_R(f, w_1, w_2) \leq \frac{\sqrt{I_w}}{\sqrt{I_{w_0}}}, \quad \forall w(t) \in \mathbf{W}. \quad (4.14)$$

В качестве примера, рассчитаем КАР предложенного АРИ-алгоритма (4.6) демодуляции сигналов. Данный алгоритм является асимптотически оптимальным для наименее благоприятного распределения в классе (2.10) приближенно финитных распределений. С учетом этого, КАР алгоритма (4.6) можно выразить в виде

$$K_R(f, w, w_0) = \frac{|\alpha'_w(\psi_{w_0})|}{\nu_w(\psi_{w_0})\sqrt{I_{w_0}}}, \quad \forall w(t) \in \mathcal{W}_2.$$

Тогда в соответствии с неравенством $|\alpha'_w(\psi_{w_0})|/\nu_w(\psi_{w_0}) \geq \sqrt{I_{w_0}} \quad \forall w(t) \in \mathcal{W}_2$

$$K_R(f, w, w_0) \geq 1 \quad \forall w(t) \in \mathcal{W}_2. \quad (4.15)$$

Из выражения (4.15) следует, что предложенный алгоритм (4.6) демодуляции ОФМ-сигналов обладает свойством робастности на всем множестве \mathcal{W}_2 . В таблице 4.1 показаны значения КАР, рассчитанные для ε -загрязненного распределения при различных значениях ε .

Таблица 4.1 – Значения КАР АРИ-алгоритма для ε -загрязненного распределения

ε	0	0,05	0,1
$K_R(f, w_{\varepsilon c}, w_0)$, дБ	$3,95 \cdot 10^{-4}$	$8,99 \cdot 10^{-3}$	$56,6 \cdot 10^{-3}$

На практике в телекоммуникационных приложениях интерес представляет оценка устойчивости алгоритмов к изменению ПРВ шума при фиксированном значении отношения сигнал/шум, т.е. при условии, что мощность шума исследуемых ПРВ одинакова. Однако, для произвольного класса распределений \mathbf{W} и в частности для модели \mathcal{W}_2 параметр масштаба σ не совпадает со среднеквадратическим отклонением (СКО), также СКО σ_{w_1} и σ_{w_2} распределений с единичным масштабом $w_1(t) \in \mathbf{W}$ и $w_2(t) \in \mathbf{W}$ в общем случае не равны между собой. Тогда, для получения необходимого соотношения, проведем масштабирование распределений (4.11) так, чтобы дисперсии получившихся ПРВ были одинаковы:

$$\begin{aligned} \tilde{p}_1(t) &= \sigma_{w_1} p_1(\sigma_{w_1} t) = (\sigma_{w_1}/\sigma) w_1(t \sigma_{w_1}/\sigma) \\ \tilde{p}_2(t) &= \sigma_{w_2} p_2(\sigma_{w_2} t) = (\sigma_{w_2}/\sigma) w_2(t \sigma_{w_2}/\sigma) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Для плотностей (4.16) определим потери алгоритма с функцией безынерционного преобразования $f(t) \in \mathbf{F}$: $\Pi_f(\omega, w_1) = Q[h_f(\omega, w_1)]$, $\Pi_f(\omega, w_2) = Q[h_f(\omega, w_2)]$.

Аналогично (4.12)-(4.13) можно получить следующее соотношение:

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\lambda_2}{(\sigma/\sigma_{w_2})} \frac{(\sigma/\sigma_{w_1})}{\lambda_1} = \frac{|\alpha'_{w_1}(f)|\nu_{w_2}(f)}{|\alpha'_{w_2}(f)|\nu_{w_1}(f)}. \quad (4.17)$$

Умножив обе части выражения (4.17) на отношение СКО $\sigma_{w_1}/\sigma_{w_2}$ получим выражение для модифицированного коэффициента асимптотической робастности

$$K'_R(f, w_1, w_2) = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \frac{|\alpha'_{w_1}(f)|\nu_{w_2}(f)\sigma_{w_1}}{|\alpha'_{w_2}(f)|\nu_{w_1}(f)\sigma_{w_2}}. \quad (4.18)$$

Учитывая, что дисперсии распределений $\tilde{p}_1(t)$ и $\tilde{p}_2(t)$ одинаковы, коэффициент (4.18) характеризует то изменение отношения сигнал/шум, которое требуется для поддержания заданного уровня асимптотических средних потерь алгоритма при замене плотности $\tilde{p}_1(t)$ на $\tilde{p}_2(t)$.

Результаты численного расчета модифицированного КАР для АРИ алгоритма демодуляции представлены в таблице 4.2. Результаты получены для ε -загрязненного распределения $w_{\varepsilon c}(t) = \sigma(\varepsilon)p_{\varepsilon c}(t\sigma(\varepsilon), \varepsilon)$, где $\sigma(\varepsilon)$ – масштабный параметр, такой что $w_{\varepsilon c}(t) \in \mathcal{W}_2^2$, $p_{\varepsilon c}(t, \varepsilon)$ – ПРВ ε -загрязненного распределения, задаваемая выражением (2.13).

Таблица 4.2 – Значения модифицированного КАР АРИ-алгоритма для ε -загрязненного распределения

ε	0	0,05	0,1
$K'_R(\psi_0, w_{\varepsilon c}, w_0)$, дБ	-0,24	6,37	7,21

Из приведенных результатов следует, что АРИ-алгоритм обеспечивает более высокую эффективность при распределениях шума с тяжелыми хвостами ($\varepsilon > 0$) по сравнению с гауссовским шумом ($\varepsilon = 0$). Полученные результаты согласуются с результатами имитационного моделирования.

Выводы по разделу 4

1. Разработан АРИ-алгоритм демодуляции ОФМ-сигналов, учитывающий используемый формат сигнала, а также наличие в наблюдаемом процессе УИП и фонового шума с неизвестным распределением. В качестве модели непараметрической априорной неопределенности при синтезе алгоритма использовалась модель приближенно финитных распределений.

3. Предложен коэффициент асимптотической робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов, основанных на безынерционном преобразовании наблюдаемых данных, который позволяет количественно оценить необходимое изменение отношения сигнал/шум для поддержания заданного уровня средних потерь при изменении вида распределения шума.

3. На основе численного расчета КАР разработанного АРИ-алгоритма демодуляции в классе ε -загрязненных распределений показано, что в случае гауссовского шума потери алгоритма в отношении сигнал/шум составляют не более 0,3 дБ, а в случае распределений шума с тяжелыми хвостами наблюдается энергетический выигрыш до 7 дБ по сравнению с распределением $w_0(t)$, для которого данный алгоритм является асимптотически оптимальным.

5 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ И РЕАЛИЗУЕМОСТИ РАЗРАБОТАННЫХ АЛГОРИТМОВ

В настоящем разделе приводится анализ эффективности разработанных алгоритмов в условиях действия различных помех. Исследование проводилось методом имитационного моделирования на ЭВМ. Также в данном разделе производится оценка практической реализуемости предложенных алгоритмов.

5.1 Исследование эффективности алгоритмов обнаружения и оценки временного положения синхросигнала

5.1.1 Параметры имитационной модели сигнала и помех

Для оценки эффективности алгоритма синхронизации в ходе имитационного моделирования оценивались зависимости вероятности пропуска синхросигнала и среднеквадратической погрешности (СКП) оценки временного положения синхросигнала от отношения сигнал/шум, выражаемого как отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума (E_S/N_0), задержки τ_{DR} помехи многолучевого распространения относительно полезного сигнала, а также от величины отношения УИП/сигнал по мощности (P_{UIP}/P_S). СКП оценки

вычислялась в соответствии с выражением $\sigma_S = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \left(m_{d,i} - \frac{\tau_{D,i}}{\tau_s} \right)^2}$, где $m_{d,i}$ –

дискретная оценка задержки синхросигнала относительно начала слота в i -ом эксперименте, $\tau_{D,i}$ – истинное значение задержки в i -ом эксперименте, τ_s – период дискретизации, n – количество экспериментов. Для сравнения эффективности предлагаемого алгоритма также приводятся результаты моделирования известного алгоритма на основе согласованного коррелятора (СК-алгоритма).

В каждом эксперименте формировался вектор отсчетов комплексной огибающей наблюдаемого сигнала, соответствующий интервалу обнаружения и оценки синхросигнала. Огибающая наблюдаемого сигнала представляет собой сумму комплексных огибающих полезного сигнала, шума, а также, в зависимости

от рассматриваемой помеховой ситуации, помехи многолучевого распространения и УИП. С учетом максимального времени распространения полезного сигнала при выбранной частоте дискретизации $f_s = 64$ МГц длительность интервала обработки синхросигнала должна составлять не менее 23352 интервалов дискретизации. Однако, с целью применения алгоритмов БПФ число отсчетов на данном интервале было увеличено до $2^{15} = 32768$ путем дополнения нулевыми отсчетами. Все представленные зависимости рассчитывались по результатам 10000 экспериментов.

При моделировании синхронизирующего сигнала, пришедшего по прямому лучу, использовались отсчеты комплексной огибающей в соответствии с выражением (2.3). Для расширения спектра использовалась M-последовательность длиной $L_S = 255$ (см. раздел 2), в качестве сигнала чипа использовался сигнал в форме окна Ханна длительностью $\tau_e = 125$ нс, соответственно на один чип приходится 8 интервалов дискретизации. Временное положение синхросигнала относительно начала интервала синхронизации в каждом эксперименте моделировалось как случайная величина, равномерно распределённая на интервале $[0; \tau_{D.max}]$, где $\tau_{D.max} = 333,6$ мкс.

Отсчеты шума формировались с помощью генератора случайных чисел. В качестве распределения шума использовалось ε -загрязненное распределение (2.13) с нулевым средним и значениями параметра ε , равными 0, 0,05 и 0,1. При $\varepsilon = 0$ данное распределение становится гауссовским, а при $\varepsilon = 0,05$ и $\varepsilon = 0,1$ имеет более тяжелые хвосты, что соответствует присутствию в наблюдаемом процессе импульсного шума. Дисперсия σ^2 шумовой составляющей рассчитывалась в соответствии с заданным отношением сигнал/шум и энергией E_S полезного сигнала.

При исследовании влияния мешающих отражений на характеристики алгоритмов обнаружения и оценки временного положения сигнала использовалась модель помехи, описываемая выражением (2.5). Случайные начальные фазы полезных сигналов и помех в каждом эксперименте формировались генератором

случайных чисел с равномерным распределением на интервале $[0, 2\pi]$. Величины доплеровского сдвига частот полезного сигнала и помех многолучевого распространения были приняты равными $f_D = 4450$ Гц и $f_{DR} = 4000$ Гц соответственно.

Узкополосная импульсная помеха задавалась выражением (2.7), длительность импульса по основанию была принята равной $\tau_p = 3$ мкс, интенсивность потока импульсов $V_{UIP} = 10^5$ имп/с, амплитудный параметр λ_{UIP} рассчитывался исходя из требуемого отношения УИП/сигнал по мощности. Интервалы времени между импульсами УИП моделировались как независимые случайные величины с экспоненциальным распределением. Каждый импульс имел случайную равновероятную начальную фазу. Сдвиг несущей частоты УИП относительно сигналов рассматриваемой РТС принят равным нулю.

5.1.2 Исследование влияния помехи многолучевого распространения на характеристики алгоритма оценки временного положения сигнала

Прежде всего рассмотрим характеристики АРИ алгоритма в случае отсутствия внешних помех, когда наблюдаемый процесс представляет собой сумму полезного сигнала и шума, результаты показаны на рисунке 5.1.

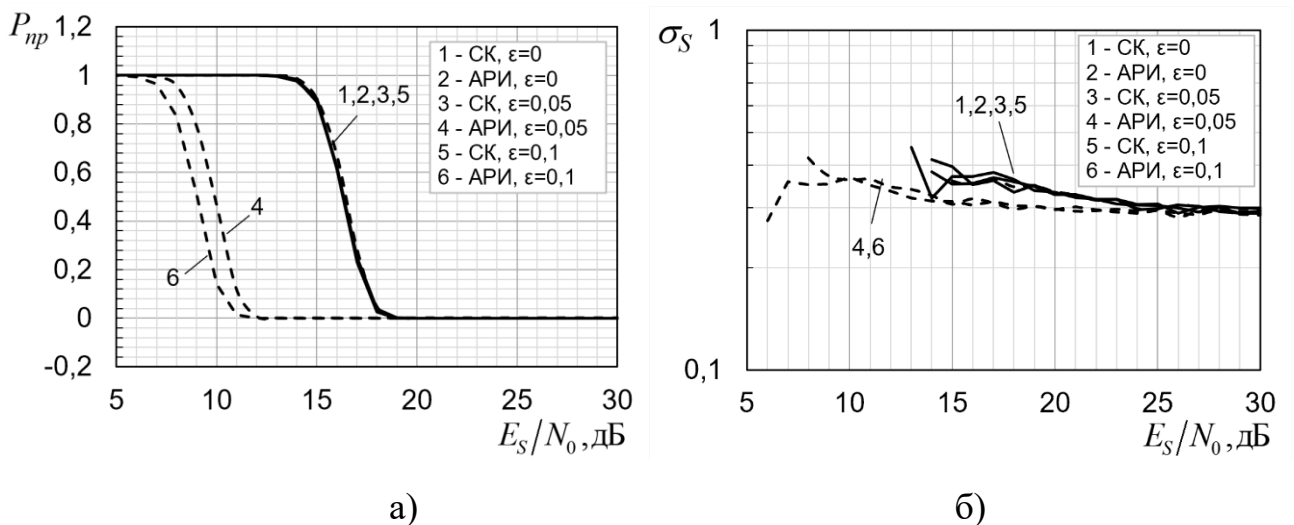


Рисунок 5.1 – Зависимости вероятности пропуска сигнала (а) и СКП оценки времени задержки сигнала (б) от отношения сигнал/шум

На рисунке 5.1 показаны зависимости вероятности пропуска сигнал и СКП σ_S оценки временного положения сигнала от отношения сигнал/шум, выраженные в периодах дискретизации. Зависимости получены для значений параметра распределения шума $\varepsilon = 0$, $\varepsilon = 0,05$ и $\varepsilon = 0,1$.

Видно, что АРИ-алгоритм обеспечивает меньшую вероятность пропуска сигнала на фоне негауссовских помех ($\varepsilon > 0$), чем СК-алгоритм, энергетический выигрыш в отношении сигнал/шум, необходимом для обеспечения заданного уровня вероятности пропуска сигнала, составляет порядка 7 дБ. В случае гауссовского шума ($\varepsilon = 0$) АРИ-алгоритм уступает СК-алгоритму доли дБ. Погрешность оценки менее одного периода дискретизации обеспечивается во всем рассматриваемом диапазоне отношений сигнал/шум, при этом СКП оценки стремится к значению $0,3\tau_s$. Это связано с тем, что результат оценивания представляет собой дискретное значение, т.е. дробные задержки округляются до целого числа отсчетов. Таким образом, при больших отношениях сигнал/шум ошибка оценивания колеблется в диапазоне от $-0,5\tau_s$ до $0,5\tau_s$, что, в свою очередь, приводит к СКП равной $0,3\tau_s$.

С целью оптимизации характеристик разработанного алгоритма как в условиях действия пассивных помех, так и при их отсутствии, проведем исследование влияния параметра ρ алгоритма (3.19) на погрешность оценки временного положения сигнала. На рисунке 5.2 приведены зависимости среднеквадратической погрешности оценки временного положения синхросигнала от значения параметра ρ при отношении сигнал/шум $E_S/N_0 = 20$ дБ. Результаты получены для АРИ-алгоритма, сплошной линией показаны зависимости для случая, когда в наблюдаемом процессе кроме полезного сигнала присутствует только гауссовский шум, пунктирной линией – когда дополнительно присутствует один отраженный сигнал. Задержка помехи относительно сигнала прямого прохождения моделировалась как случайная величина с равномерным распределением на интервале $[0,01; 10640]\tau_s$.

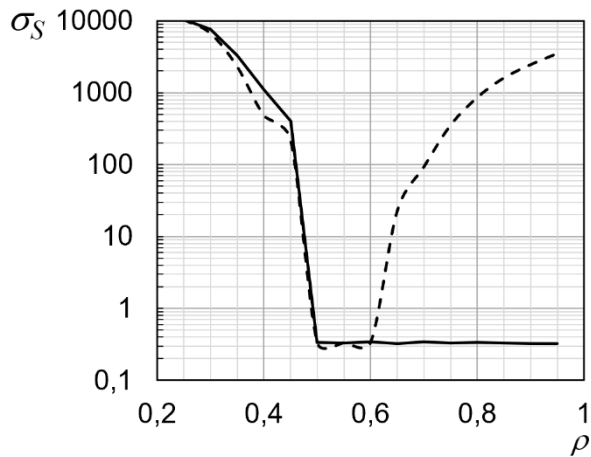


Рисунок 5.2 – Зависимости СКП оценки времени задержки синхросигнала от параметра ρ

Из представленных зависимостей видно, что на фоне шума с увеличением параметра ρ погрешность оценки уменьшается. Это ожидаемый результат, так как оптимальное значение ρ при отсутствии пассивных помех равно 1, при этом выбирается задержка соответствующая глобальному максимуму статистики $Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S)$. С другой стороны, увеличение ρ при наличии отраженного сигнала приводит к возрастанию вероятности аномальной ошибки, когда глобальный максимум статистики $Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S)$ соответствует отраженному сигналу и превышает значение, соответствующее сигналу прямого прохождения более чем в $1/\rho$ раз.

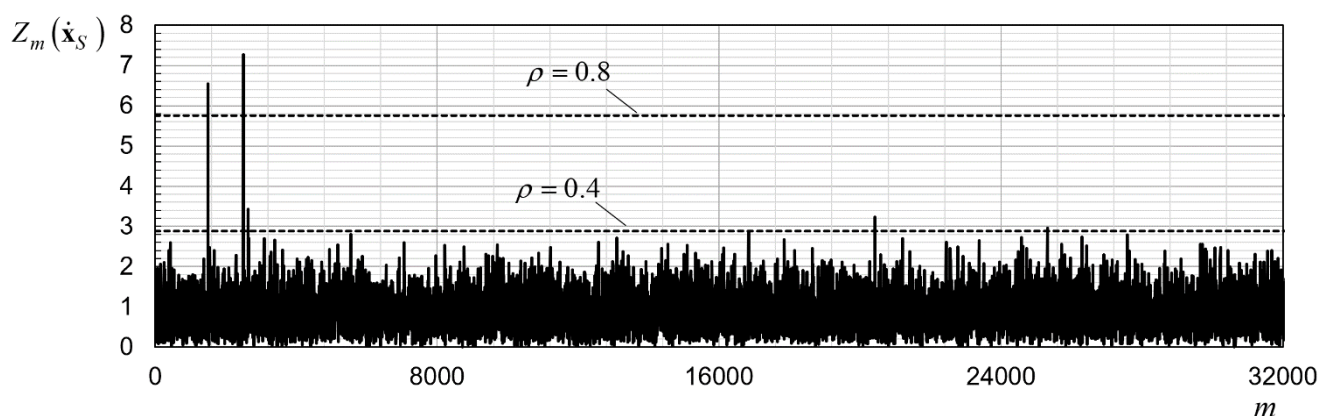


Рисунок 5.3 – Реализация статистики $Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S)$

При уменьшении ρ менее 0,5 погрешность оценки также увеличивается. Это связано с тем, что нижняя граница рассматриваемых максимумов опускается ближе к уровню шума. Данный эффект проиллюстрирован на рисунке 5.3, где показана реализация статистики $Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S)$ при наличии отраженного сигнала. Пунктирными линиями показаны значения $\rho \left[\max(Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S)) \right]$, $m \in \mathfrak{M}$, при $\rho=0,4$ и $\rho=0,8$. С учетом проведенных исследований выберем значение $\rho=0,6$.

Исследуем алгоритмы при наличии помехи многолучевого распространения в диапазоне запаздываний $\tau_{DR} \in [0,01; 100] \tau_s$ при отношении сигнал/шум $E_S/N_0 = 30$ дБ, результаты представлены рисунке 5.4. Сплошными линиями показаны зависимости для СК алгоритма, пунктирными – для АРИ алгоритма.

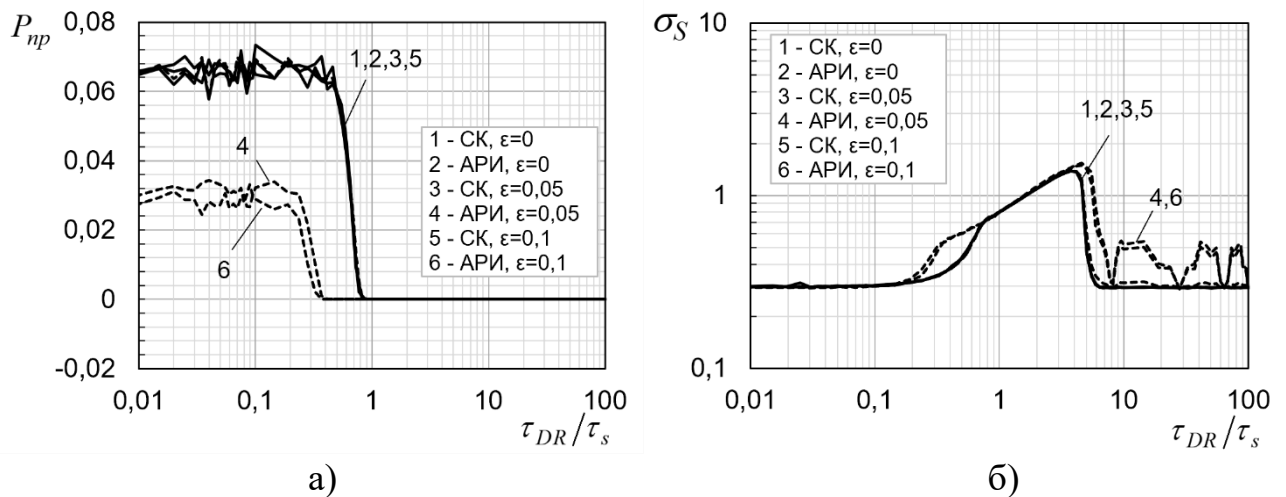


Рисунок 5.4 – Зависимости вероятности пропуска сигнала (а) и СКП оценки времени задержки сигнала (б) от задержки помехи многолучевого распространения

Видно, что пропуски сигналов возникают при задержках помехи менее одного периода дискретизации, при этом видно, что АРИ-алгоритм обеспечивает меньшую вероятность пропуска сигнала при негауссовских шумах. Наибольшая погрешность оценки задержки сигнала возникает при запаздывании помехи равном 4 периодам дискретизации, т.е. половине длительности чипа.

5.1.3 Исследование влияния узкополосных импульсных помех на характеристики алгоритма оценки временного положения сигнала

Рассмотрим вероятности пропуска сигнала в присутствии узкополосной импульсной помехи без применения алгоритма адаптивной режекции. Результаты получены для $\varepsilon = 0$, $\varepsilon = 0,1$ и отношений УИП/сигнал по мощности от 0 до 40 дБ (рисунок 5.5). Сплошными линиями на графиках представлены зависимости, полученные для СК-алгоритма, пунктирными – для АРИ-алгоритма.

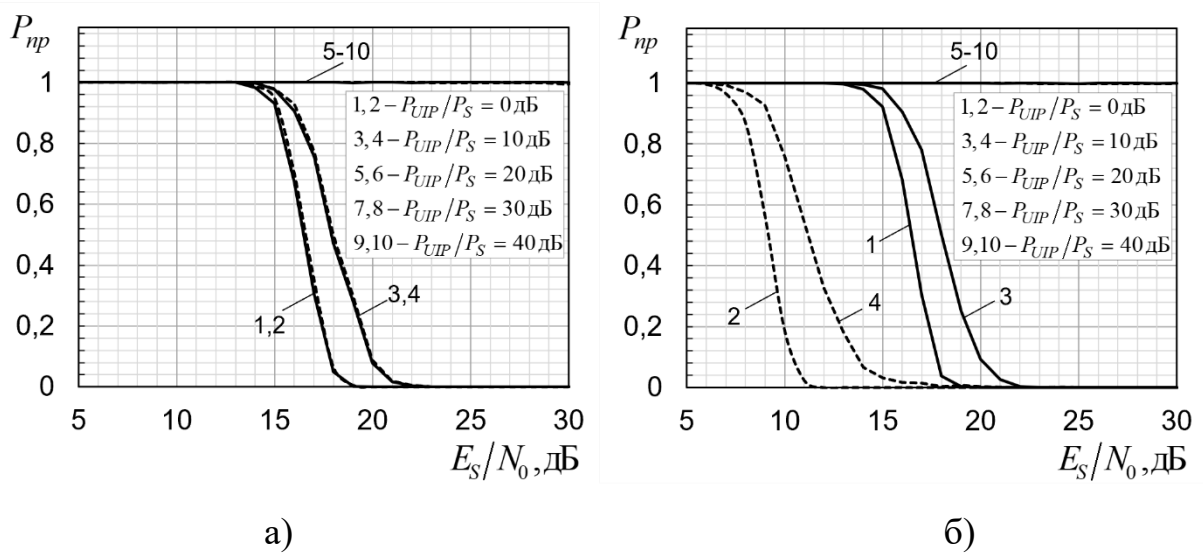


Рисунок 5.5 – Зависимости вероятности пропуска сигнала от отношения сигнал/шум при $\varepsilon = 0$ (а) и $\varepsilon = 0,1$ (б) при различных значениях отношения УИП/сигнал без использования алгоритма режекции УИП

Как видно из графиков, наличие УИП при $P_{UIP}/P_S \geq 10$ дБ приводит к увеличению вероятности пропуска сигналов, при этом АРИ алгоритм обеспечивает меньшую вероятности пропуска сигнала при негауссовском шуме. При величине отношения $P_{UIP}/P_S \geq 20$ дБ алгоритмы полностью теряют работоспособность. В связи с этим рассмотрим применение разработанного алгоритма адаптивной режекции, описываемого выражениями (3.20)-(3.23).

Как отмечалось ранее, вероятность обнаружения УИП можно регулировать путем задания значения пороговой константы C_{UIP} решающей функции (3.22). На

рисунке 5.6 показаны зависимости вероятности β_{UIP} обнаружения УИП от отношения УИП/сигнал для различных значений пороговой константы C_{UIP} , полученные при $E_S/N_0 = 25$ дБ на фоне гауссовского шума.

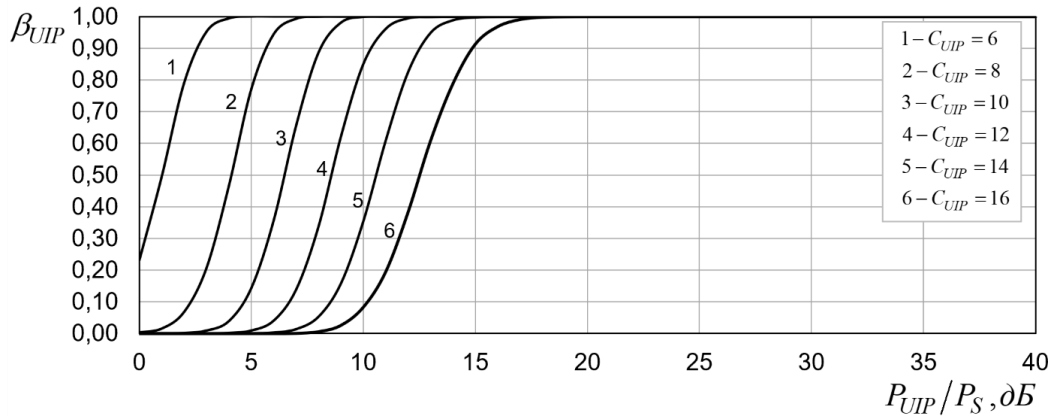


Рисунок 5.6 – Зависимость вероятности обнаружения УИП от отношения P_{UIP}/P_S

С учетом полученных результатов выберем значение C_{UIP} , удовлетворяющее следующим критериям: при $P_{UIP}/P_S \leq 7$ дБ вероятность обнаружения УИП β_{UIP} должна быть минимальна, а при $P_{UIP}/P_S > 7$ дБ – $\beta_{UIP} > 0,9$. В соответствии с рисунком 5.6 указанным критериям удовлетворяет значение $C_{UIP} = 10$.

Результаты моделирования, полученные с использованием алгоритма адаптивной режекции при $P_{UIP}/P_S = 40$ дБ показаны на рисунке 5.7. Ширина полосы заграждения режекторного фильтра принята равной 3 МГц. Видно, что применение алгоритма режекции УИП позволяет существенно снизить влияние помехи на характеристики алгоритмов даже при достаточно высоком уровне помехи ($P_{UIP}/P_S = 40$ дБ), погрешность оценки временного положения сигнала составляет величину менее одного периода дискретизации. Энергетический выигрыш АРИ алгоритма при распределениях шума с тяжелыми хвостами снизился примерно на 3 дБ.

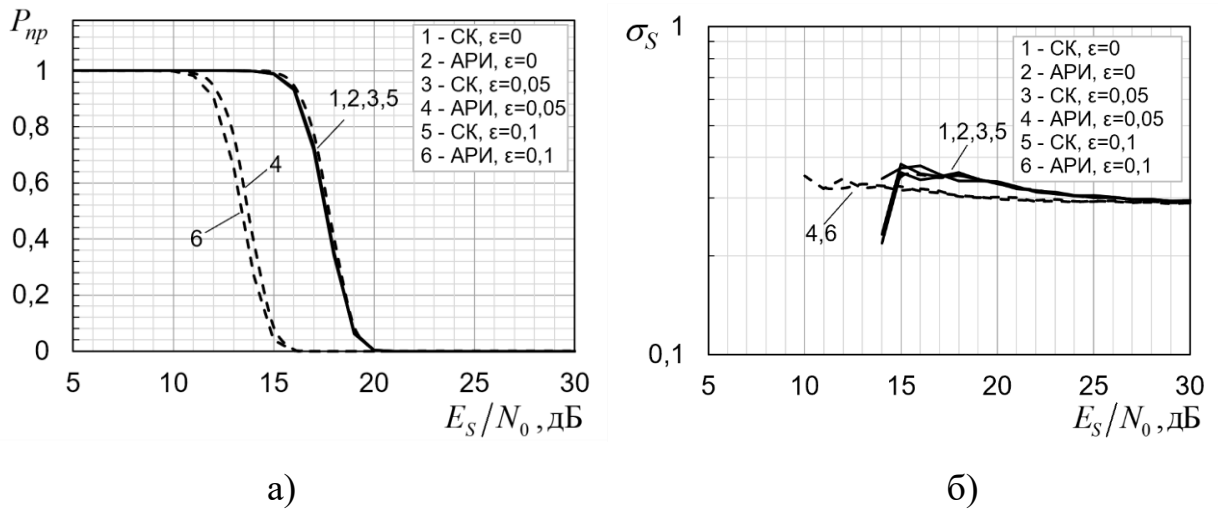


Рисунок 5.7 – Зависимости вероятности пропуска сигнала (а) и СКП оценки времени задержки сигнала (б) от отношения сигнал/шум при наличии УИП с

$$P_{UIP}/P_S = 40 \text{ дБ и использовании алгоритма режекции}$$

Далее рассмотрим характеристики алгоритма при использовании алгоритма адаптивной режекции УИП в условиях действия комплекса помех, включающего аддитивный шум, УИП при отношении $P_{UIP}/P_S = 40$ дБ и помеху, обусловленную отражением от подстилающей поверхности. Соответствующие зависимости представлены на рисунке 5.8.

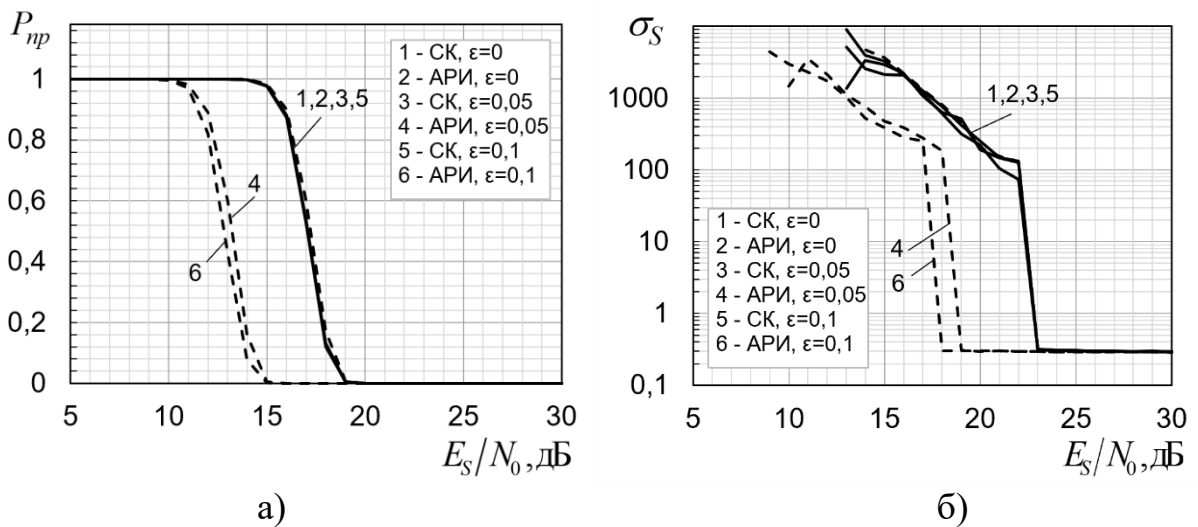


Рисунок 5.8 – Зависимости вероятности пропуска сигнала (а) и СКП оценки времени задержки сигнала (б) от отношения сигнал/шум при наличии шума, УИП, помехи многолучевого распространения и применении алгоритма режекции УИП

Задержка помехи относительно полезного сигнала моделировалась как случайная величина с равномерным распределением на интервале $[1; 10640]\tau_s$, мощность помехи принята равной мощности полезного сигнала. Из приведенных зависимостей видно, что при гауссовском шуме и отношениях сигнал/шум менее 23 дБ наблюдается высокая погрешность оценки задержки сигнала. В случае негауссовского шума величина погрешности менее одного периода дискретизации при использовании АРИ алгоритма достигается при меньшем отношении сигнал/шум, чем при использовании СК алгоритма. Также в случае негауссовского шума АРИ алгоритм обеспечивает меньшую вероятность пропуска сигнала, энергетический выигрыш составляет порядка 4 дБ.

5.2 Исследование эффективности алгоритма демодуляции

5.2.1 Параметры имитационной модели сигнала и помех

При исследовании эффективности алгоритма демодуляции оценивались зависимости вероятности ошибки на бит (BER – Bit Error Rate) от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума (E_b/N_0). Моделирование проводилось для случая ОФМ-4. В качестве сигнала информационного символа использовался сигнал в форме (2.19). Для расширения спектра символов информационной последовательности использовались ПСП длиной $L_T = 16$, в качестве сигнала чипа использовался сигнал в форме окна Ханна, причем длительность чипа принималась равной восьми интервалам дискретизации, как и в случае синхросигнала. Максимальный доплеровский сдвиг входного сигнала принимался равным 4450 Гц. Моделирование проводилось для тех же типов помех, что и при исследовании алгоритма синхронизации, с тем отличием, что помехи, обусловленные отражением от подстилающей поверхности и местных предметов, задавались выражением (2.6). Кроме того, при исследовании влияния УИП на характеристики алгоритма демодуляции отношение УИП/сигнал рассчитывалось как отношение мощности импульса УИП к мощности информационного символа P_{UIP}/P_{sym} .

Каждое значение BER, представленное на графиках, представляет собой результат моделирования приема 100 временных слотов. Общее количество символов в слоте принято равным 4501, что соответствует 9000 передаваемым информационным битам для ОФМ-4. Дополнительный символ необходим в связи с применением относительной фазовой манипуляции. Таким образом, общее количество бит для расчета каждого значения BER составляло $N_{bit} = 9 \times 10^5$.

5.2.2 Исследование эффективности алгоритма демодуляции в условиях многолучевого распространения

Сначала рассмотрим результаты моделирования в отсутствие внешних помех. На рисунке 5.9 показаны зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для АРИ- и СК-алгоритмов полученные для случая, когда в наблюдаемом процессе присутствует только полезный сигнал и шум с ε -загрязненным распределением. Пунктирными линиями показаны зависимости для АРИ-алгоритма, сплошными – для СК-алгоритма.

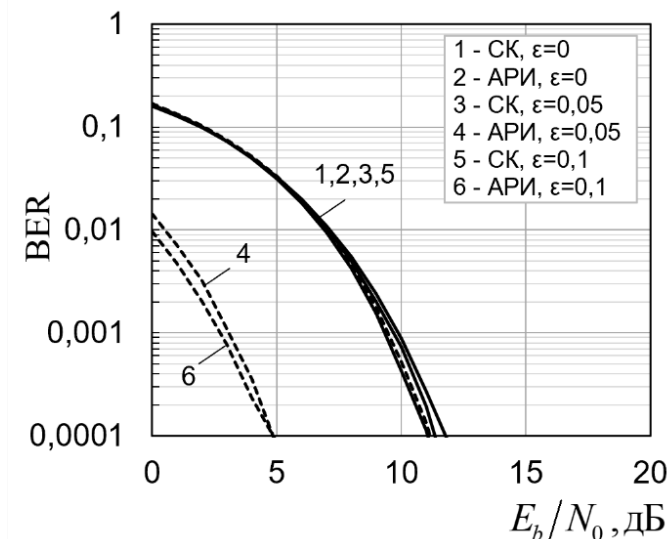


Рисунок 5.9 – Зависимости вероятности битовой ошибки ОФМ-4 от отношения сигнал/шум для АРИ- и СК-алгоритмов в условиях действия аддитивного шума с ε -загрязненным распределением

Видно, что при гауссовском шуме ($\varepsilon = 0$) АРИ-алгоритм практически не уступает оптимальному для гауссовского шума СК-алгоритму. Однако при распределениях шума с тяжелыми хвостами ($\varepsilon > 0$) АРИ-алгоритм обеспечивает энергетический выигрыш порядка 7 дБ по сравнению с алгоритмом на основе согласованного коррелятора.

Далее рассмотрим вариант сигнально-помеховой обстановки, когда в наблюдаемом процессе кроме полезного сигнала и шума присутствует помеха, обусловленная отражением от подстилающей поверхности. Соответствующие результаты представлены на рисунке 5.10, где показаны зависимости для АРИ-алгоритма, использующего для информационных символов пакета данных уникальные для каждого символа ПСП длиной $L_I = 16$ (рисунок 10а) и фиксированную для всего пакета ПСП Баркера длиной $L_I = 13$ (рисунок 10б).

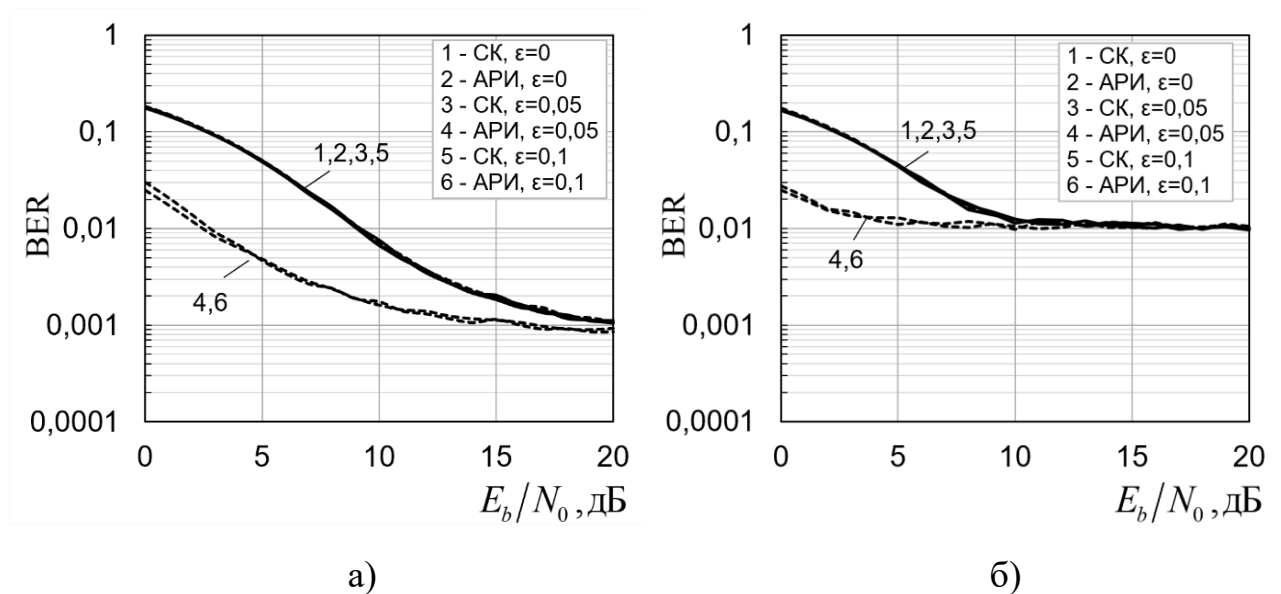


Рисунок 5.10 – Зависимости вероятности битовой ошибки ОФМ-4 от отношения сигнал/шум в условиях действия аддитивного шума с ε -загрязненным распределением и помехи многолучевого распространения при использовании для информационных символов пакета данных уникальных для каждого символа ПСП длиной $L_I = 16$ (а) и фиксированной для всего пакета ПСП Баркера длиной $L_I = 13$ (б)

Запаздывание помехи относительно полезного сигнала в каждом эксперименте задавалось равномерно распределенной в диапазоне $[0,01; 10640]\tau_s$ случайной величиной, мощность помехи принята равной мощности полезного сигнала.

Из рисунка видно, что при отношениях сигнал/шум $E_b/N_0 < 20$ дБ АРИ-алгоритм по-прежнему обеспечивает лучшую эффективность по сравнению с СК-алгоритмом при наличии импульсных помех ($\varepsilon > 0$). Однако, начиная с величины $E_b/N_0 = 20$ дБ оба алгоритма демонстрируют практически одинаковые характеристики при всех рассматриваемых значениях ε , причем дальнейшее увеличение отношения сигнал/шум не приводит к снижению BER. В данном случае можно сделать вывод, что интерференция между отражённым и полезным сигналами ограничивает вероятность битовой ошибки снизу на уровне 0,001.

На рисунке 5.11 показаны зависимости вероятности битовой ошибки от задержки помехи многолучевого распространения относительно полезного сигнала.

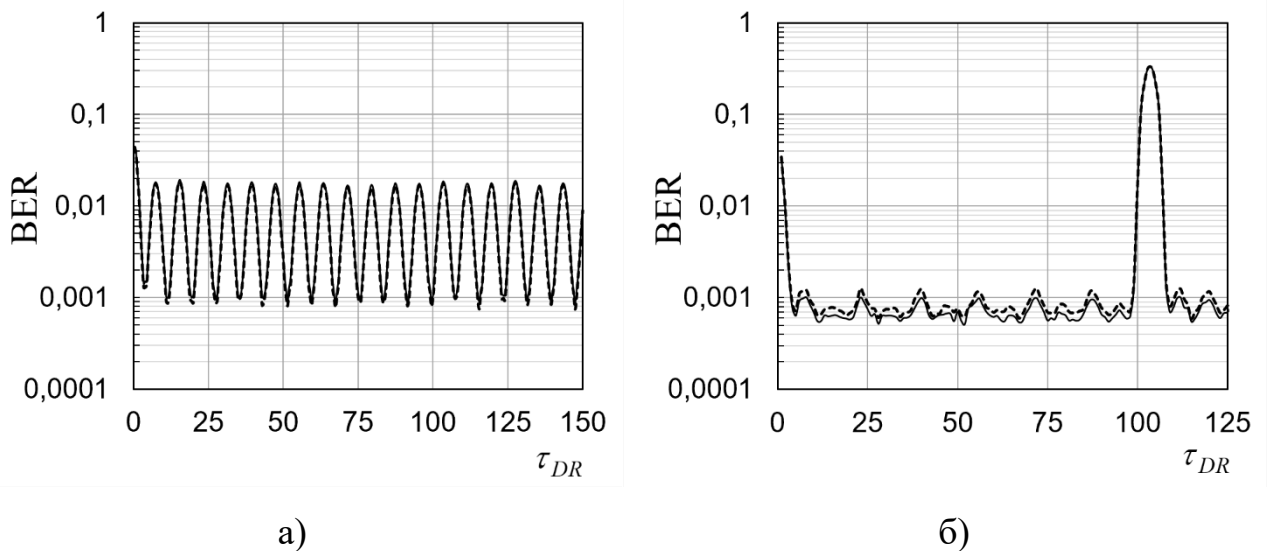


Рисунок 5.11 – Зависимости вероятности битовой ошибки ОФМ-4 от задержки помехи многолучевого распространения для АРИ и СК-алгоритмов при $E_b/N_0 = 10$ дБ при использовании уникальных для каждого из символов информационного пакета ПСП длиной $L_I = 16$ (а) и при использовании фиксированной ПСП Баркера длиной $L_I = 13$ (б)

Зависимости получены для случая гауссовского шума при $E_b/N_0 = 10$ дБ при использовании уникальных последовательностей длиной $L_I = 16$ и при использовании фиксированной последовательности Баркера длиной $L_I = 13$. Пунктирной линией показаны зависимости для АРИ-алгоритма, сплошной – для СК-алгоритма.

Видно, что в случае ПСП Баркера при запаздывании помехи на величину, кратную длительности информационного символа ($104\tau_s$), вероятность ошибки значительно возрастает. При использовании уникальных расширяющих последовательностей BER осциллирует с периодом равным длительности чипа, а максимальная ошибка более чем на порядок меньше, чем при использовании фиксированной ПСП Баркера.

Таким образом, приведенные зависимости показывают, что применение уникальных расширяющих последовательностей длиной $L_I = 16$ для каждого из информационных символов пакета данных позволяет существенно снизить вероятность ошибочной демодуляции при наличии мешающих отражений от подстилающей поверхности по сравнению с использованием фиксированной последовательности.

5.2.3 Исследование эффективности алгоритма демодуляции при воздействии комплекса помех

На рисунке 5.12 представлены зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум, полученные для различных значений P_{UIP}/P_{sym} отношения средней мощности импульса УИП к средней мощности информационного символа в отсутствие мешающих отражений без применения алгоритма адаптивной режекции УИП для случая гауссовского шума ($\varepsilon = 0$, рисунок 5.12а)) и ε -загрязненного шума ($\varepsilon = 0,1$, рисунок 5.12б). Пунктирными линиями показаны зависимости для АРИ алгоритма, сплошными – для СК алгоритма.

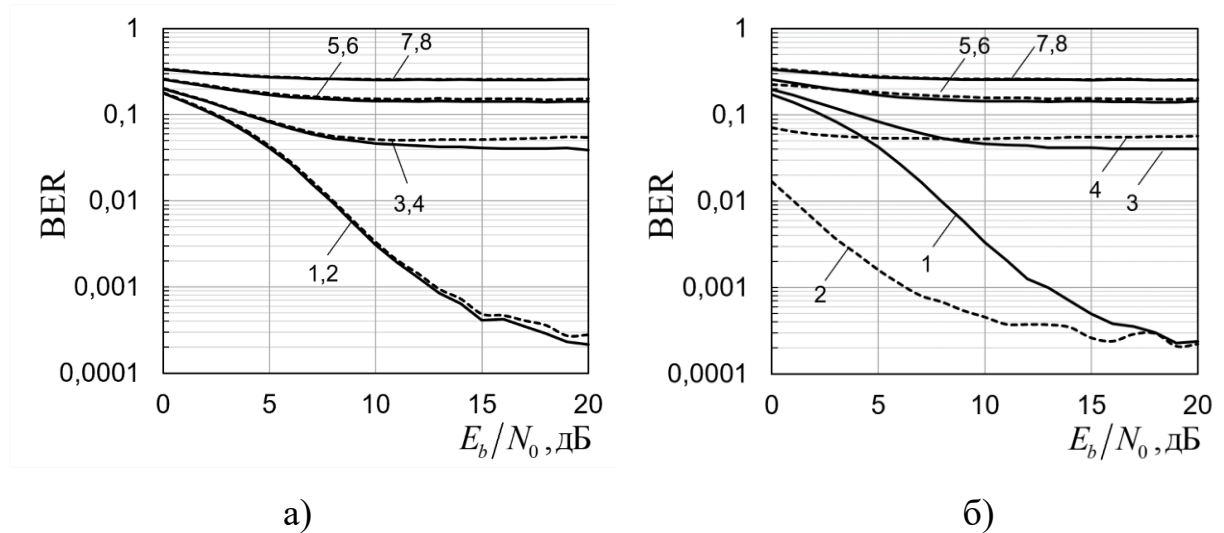


Рисунок 5.12 – Зависимости вероятности битовой ошибки ОФМ-4 от отношения сигнал/шум для АРИ и СК алгоритмов в условиях действия аддитивного шума и УИП при $\varepsilon = 0$ (а), $\varepsilon = 0,1$ (б) и $P_{UIP}/P_{sym} = 0$ дБ (1,2), $P_{UIP}/P_{sym} = 10$ дБ (3,4), $P_{UIP}/P_{sym} = 20$ дБ (5,6), $P_{UIP}/P_{sym} = 40$ дБ (7,8)

Приведенные графики показывают, что наличие УИП при $P_{UIP}/P_{sym} \geq 10$ дБ приводит к существенному увеличению вероятности ошибочной демодуляции рассматриваемых алгоритмов, а при $P_{UIP}/P_{sym} \geq 20$ дБ алгоритмы практически теряют работоспособность. Также видно, что при низких уровнях помехи $P_{UIP}/P_{sym} \leq 10$ дБ предложенный АРИ-алгоритм обеспечивает меньшую вероятность битовой ошибки при распределениях шума с тяжелыми хвостами по сравнению с алгоритмом на основе согласованного коррелятора.

На рисунке 5.13 представлены зависимости BER для АРИ и СК алгоритмов полученные с использованием алгоритма режекции УИП при $P_{UIP}/P_{sym} = 40$ дБ. Полоса подавления режекторного фильтра была принята равной $f = 3$ МГц. Из графиков видно, что применение алгоритма режекции позволяет существенно снизить влияние УИП даже при достаточно высоких уровнях помехи $P_{UIP}/P_{sym} = 40$ дБ. При $E_b/N_0 > 13$ дБ вероятности битовых ошибок выходят на стабильный уровень и практически не уменьшаются с дальнейшим увеличением отношения сигнал/шум.

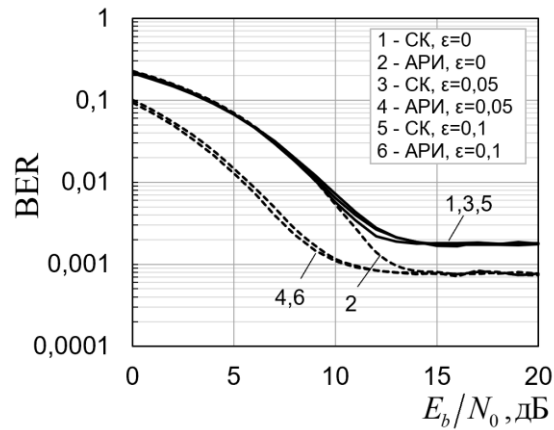


Рисунок 5.13 – Зависимости вероятности битовой ошибки ОФМ-4 от отношения сигнал/шум в условиях действия шума с ϵ -загрязненным распределением и УИП при $P_{UIP}/P_{sym} = 40$ дБ и использовании алгоритма режекции УИП

Рассмотрим далее характеристики алгоритмов при совместном воздействии шума, УИП и помехи многолучевого распространения. Соответствующие зависимости показаны на рисунке 5.14.

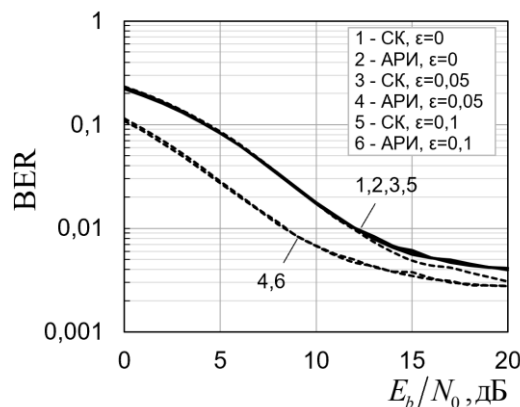


Рисунок 5.14 – Зависимости вероятности битовой ошибки ОФМ-4 от отношения сигнал/шум в условиях действия шума с ϵ -загрязненным распределением, помехи многолучевого распространения и УИП при $P_{UIP}/P_{sym} = 40$ дБ, при использовании алгоритма режекции УИП

Видно, что при гауссовском шуме характеристики АРИ-алгоритма практически не отличаются от алгоритма на основе согласованного коррелятора, а при распределениях шума с тяжелыми хвостами АРИ-алгоритм обеспечивает энергетический выигрыш до 4 дБ.

5.3 Реализация моделей сигналов и помех в стенде для полунатурных испытаний приемника системы формирования и обработки широкополосных сигналов

Разработанные модели сигналов и помех были реализованы в стенде полунатурных испытаний приемников системы передачи данных между летательными аппаратами (ЛА). Использование стенда позволяет значительно снизить расходы на тестирование приёмопередающего оборудования, что особенно актуально для бортового оборудования ЛА, так как позволяет сократить летные испытания.

Структурная схема стенда представлена на рисунке 5.15, также на рисунке 5.16 представлена структурная схема прикладного ПО контроллера шасси PXIe.

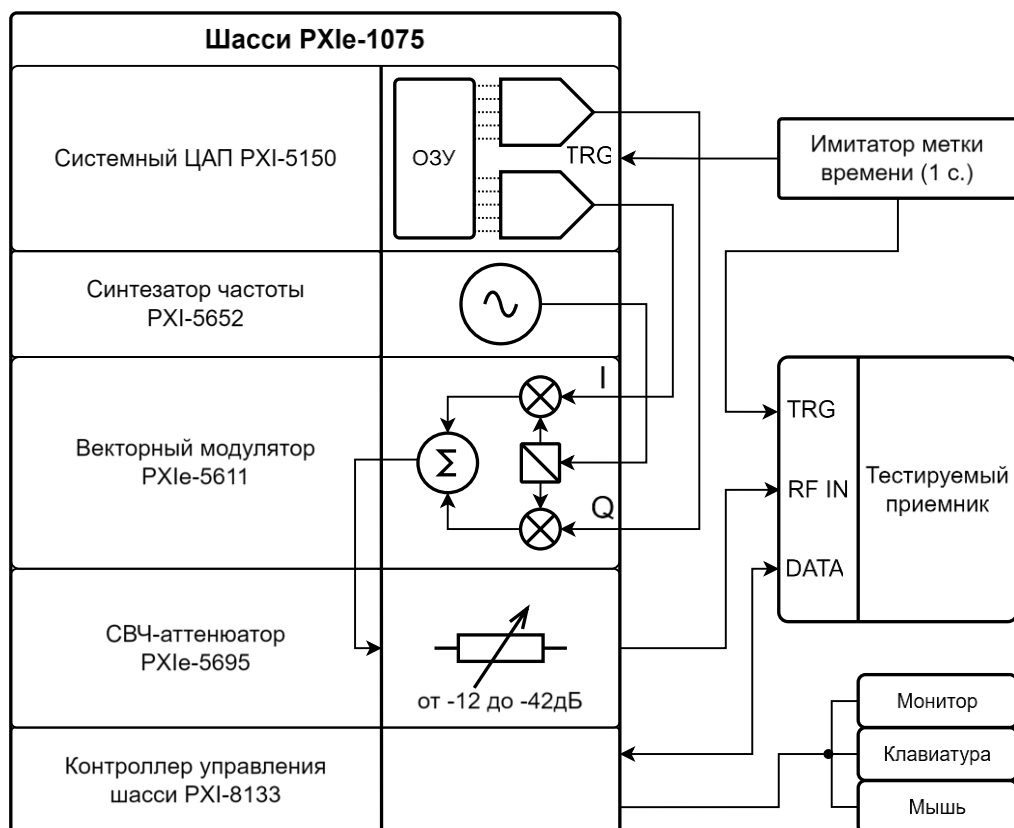


Рисунок 5.15 – Структурная схема стенда полунатурных испытаний

Стенд полунатурных испытаний позволяет измерять характеристики станции одного абонента системы при наличии на входе ее приемника полезных сигналов 99 абонентов и следующих помех в различных комбинациях: мешающие отражения от подстилающей поверхности, УИП, аддитивный шум, доплеровский сдвиг несущей частоты. При этом определяются зависимости коэффициента битовых ошибок (BER) и коэффициента пакетных ошибок (PER) от мощности полезного сигнала.

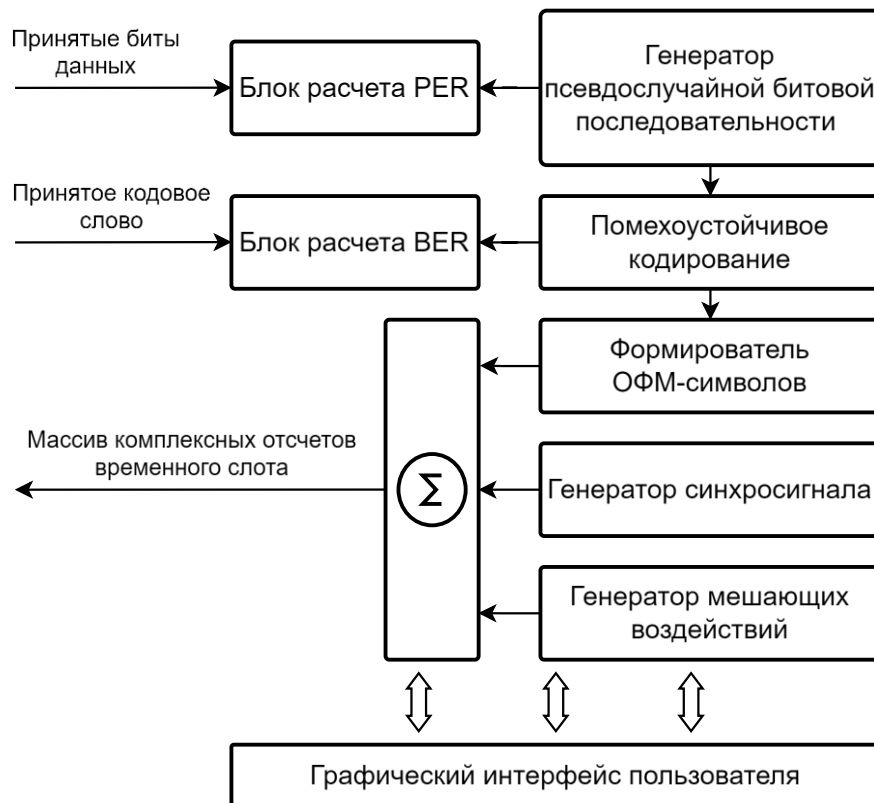


Рисунок 5.16 – Структурная схема ПО стенда полунатурных испытаний

Программное обеспечение стенда формирует массив комплексной огибающей передаваемого сигнала (включая синхросигнал, информационный интервал и защитные интервалы) на интервале слота T_{slot} и загружает его в память системного ЦАП PXI-5150. В режиме реального времени системный ЦАП формирует комплексную огибающую с заданной частотой дискретизации, модулирующую несущую частоту, формируемую системным генератором

PXI-5652. Результат квадратурной модуляции с выхода векторного модулятора PXIe-5611 поступает на аттенюатор PXIe-5695 и далее на вход тестируемого приемника. Принимаемый тестируемым приемником сигнал на интервале не менее T_{slot} , подвергается дальнейшей обработке в приемнике согласно исследуемым алгоритмам и результаты работы алгоритмов передает стенду.

Полезный сигнал одного абонента состоял из синхронизирующего и информационного сигналов. Синхросигнал формировался на основе выражений (2.3) и (2.16). Для оценки эффективности алгоритма обнаружения синхросигнала в синтезируемый (имитируемый) сигнал вносилось случайное время задержки пакета с дискретностью, кратной периоду дискретизации. В свою очередь, информационный сигнал формировался на основе выражений (2.4) и (2.19) с применением ОФМ-4. Программное обеспечение стенда позволяет регулировать количество бит, передаваемых в одном временном слоте с учетом используемого помехоустойчивого кодирования. При моделировании мешающих отражений использовались выражения (2.5)-(2.6). Узкополосные импульсные помехи моделировались на основе выражений (2.7)-(2.8).

Программное обеспечение стенда зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ [105].

5.4 Оценка практической реализуемости разработанных алгоритмов

Для оценки реализуемости предлагаемых алгоритмов в рамках рассматриваемой системы связи произведем расчет приблизительного количества арифметических операций, необходимых для обработки сигналов на интервале одного временного слота. Расчет произведем для следующих параметров системы:

- длительность временного слота 10 мс;
- частота дискретизации 64 МГц;
- количество отсчетов на чип: 8;
- Длительность чипа: $\tau_e = 125$ нс;
- длительность синхросигнала: $\tau_{SS} = 31,88$ мкс;

- длительность сигнала символа: $\tau_{sym} = 1,625$ мкс,
- Количество передаваемых символов в слоте: 4501

Функциональная схема блока цифровой обработки сигналов представлена на рисунке 5.17.

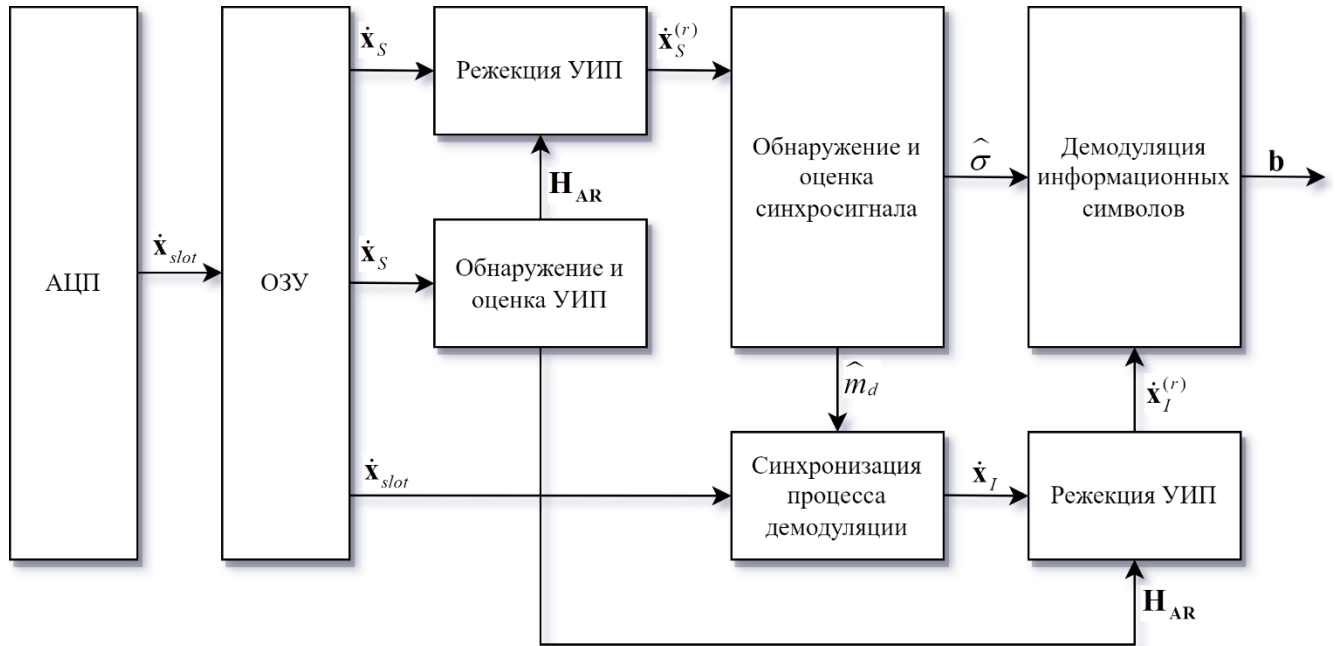


Рисунок 5.17 – Функциональная схема блока цифровой обработки сигналов

Отсчеты комплексной огибающей наблюдаемого процесса формируются АЦП на интервале всего временного слота образуя вектор $\dot{\mathbf{x}}_{slot}$. Далее из вектора $\dot{\mathbf{x}}_{slot}$ выделяется фрагмент $\dot{\mathbf{x}}_S$, соответствующий интервалу синхронизации. Затем данная выборка используется в блоке обнаружения и оценки УИП. В случае обнаружения помехи оценивается ее частотный сдвиг, формируется частотная характеристика фильтра и производится режекция УИП в выборке $\dot{\mathbf{x}}_S$. Результирующий вектор во временной области попадает в блок оценки синхросигнала, в котором в соответствии с алгоритмом (3.19) вычисляется дискретная оценка \hat{m}_d временного положения синхросигнала, а также оценка $\hat{\sigma}$ параметра масштаба распределения шума. Оценка \hat{m}_d используется для выделения

фрагмента $\dot{\mathbf{x}}_I$, соответствующего интервалу, отведенному для информационной последовательности. В выборке $\dot{\mathbf{x}}_I$ также производится адаптивная режекция УИП, затем полученная в результате выборка $\dot{\mathbf{x}}_I^{(r)}$ используется для восстановления переданных символов в соответствии с решающей функцией (4.6).

Минимальная длительность интервала обнаружения синхросигнала определяется суммой максимальной задержки распространения и длительности синхросигнала $T_S = T_G + \tau_{SS} + \tau_{D.\max} = 375.48$ мкс, соответствующее количество отсчетов составляет $T_S f_s = 24031$. Для применения алгоритмов быстрого преобразования Фурье, требуется, чтобы размерность вектора была кратна 2^n , где n – целое число. Поэтому имеет смысл количество отсчетов на интервале синхронизации принять равным $N_S = 2^{15} = 32768$.

При оценке частотного сдвига УИП выполняется преобразование Фурье исходного вектора $\dot{\mathbf{x}}_S$ с последующим получением модуля вектора отсчетов СПМ и поиском максимума. Для выбранного $N_S = 32768$ имеем $N \cdot \log_2(N)$ комплексных умножений. Если считать, что комплексное умножение сводится к 6 арифметическим операциям, то для получения статистики \mathbf{A}_S с учетом получения модуля и сравнения (5 арифметических операций, включая вычисление корня квадратного) потребуется $6 \cdot \left(2^{15} \cdot \log_2(2^{15})\right) + 5 \cdot 2^{15} = 3112960$ арифметических операций с плавающей точкой без учета возможности распараллеливания некоторых операций в современных вычислительных платформах.

Непосредственно режекция УИП сводится к занулению отдельных комплексных отсчетов СПМ, полученных на этапе оценки частотного сдвига и сохраненных в отдельном массиве без изменений. При полосе режекции 3 МГц количество зануляемых отсчетов составляет 1536, таким образом имеем 3072 операций присвоения значения 0 ячейкам, в которых хранятся реальная и мнимая части СПМ. Для получения вектора $\dot{\mathbf{x}}_S^{(r)}$ во временной области выполняется обратное БПФ. Таким образом, общее количество арифметических операций

необходимых для оценки частотного сдвига УИП и ее режекции составит $2 \cdot 6 \cdot \left(2^{15} \cdot \log_2(2^{15})\right) + 5 \cdot 2^{15} + 3072 = 5902315$.

При обнаружении синхросигнала, в соответствии с решающей функцией (3.17) прежде всего необходимо вычислить оценку параметра масштаба распределения шума. Учитывая, что размер вектора $\dot{\mathbf{x}}_S^{(r)}$ искусственно увеличен до 32768, в качестве исходных данных для оценки (3.12) будем использовать вектор $\dot{\mathbf{x}}_S^{(r)}$ исходной размерности 22880 отчетов. Согласно выражению (3.12) для оценки параметра масштаба используются результаты сортировки квадратурных составляющих исходного вектора. Ориентируясь на быстрые методы сортировки (Countingsort, Quicksort, Mergesort, и т.д. [106, 107]) и приравнивая операцию сравнения к арифметическим операциям имеем $N \cdot \log_2(N)$ арифметических операций для отсчетов каждой части исходного процесса. Тогда общий объем вычислений при оценке параметра масштаба составит $2 \cdot (22880 \cdot \log_2(22880)) = 662687$ арифметических операций.

Далее выполняется нелинейное преобразование действительной и мнимой частей каждого отсчета исходного вектора. Параметры А и В рассчитываются заранее и хранятся в ПЗУ. В худшем случае для выполнения нелинейного преобразования одного комплексного отсчета потребуется выполнить 4 операции сравнения, 6 операций умножения и 2 операции вычисления тангенса. Если принять, что вычисление тангенса занимает 16 арифметических операций, тогда для выполнения нелинейного преобразования всего вектора размерностью 22880 потребуется $22880 \cdot (4 + 6 + 2 \cdot 16) = 960960$ арифметических операций.

Для вычисления знаменателя статистики $Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S)$ необходимо вычислить норму преобразованного вектора $\dot{\mathbf{x}}_S^{(r)}$, для чего потребуется 131072 арифметических операций. При вычислении числителя выполняется два комплексных преобразования Фурье ($2 \cdot 6 \cdot \left(2^{15} \cdot \log_2(2^{15})\right) = 5898240$ операций), поэлементное комплексное умножение на опорный вектор ($6 \cdot 32768 = 196608$

операций), после чего вычисляется модуль комплексного числа для каждого возможного значения дискретной задержки сигнала и сравнение полученных статистик с пороговой константой, для чего дополнительно потребуется 144400 операций. В итоге, общий объем вычислений необходимых для обнаружения синхросигнала и оценки его временного положения составит 7 963 967 арифметических операций.

При демодуляции последовательности информационных символов на основе полученной оценки дискретной задержки синхросигнала относительно начала слота, из исходного вектора $\dot{\mathbf{x}}_{slot}$ выделяется вектор отсчетов $\dot{\mathbf{x}}_l$. При режекции УИП в выборке $\dot{\mathbf{x}}_l$ выполняются прямое и обратное преобразования Фурье, при этом для унификации программно-аппаратных решений имеет смысл использовать БПФ той же размерности $N = 32768$, что и при обнаружении и оценивании синхросигнала.

При количестве передаваемых в слоте символов $N_{sym} = 4501$ и количестве отсчетов на символ 104 общее количество отсчетов приходящееся на информационную последовательность составит $N_l = 468104$ отсчетов. В связи с тем, что размерность вектора $N_l \gg 32768$, выборка $\dot{\mathbf{x}}_l$ разделяется на 15 сегментов одинаковой длины $N = 32768$. Также с целью бесперебойной демодуляции при переходе к последующему сегменту вводится перекрытие соседних сегментов на время, равное длительности информационного символа.

Таким образом, для режекции УИП потребуется 30 комплексных преобразования Фурье размерностью $N = 32768$, что составит 88473600 операций, а также $15 \cdot 3072 = 4680$ арифметических операций для обнуления спектральных отсчетов. Итого 88 519 680 операций.

Демодуляция принятых информационных посылок выполняется последовательно по сегментам. В соответствии с выражением (4.7) для каждого символа вычисляется корреляционная статистика, которая представляет собой скалярное произведение опорного вектора на нелинейно преобразованные отсчеты конкретного символа. При количестве отсчетов на символ 104 нелинейное

преобразование потребует 4368 операций. При вычислении скалярного произведения стоит учесть, что опорный вектор состоит из чисто действительных чисел, поэтому объем вычислений необходимый для расчета всех $N_{sym} = 4501$ корреляционных статистик составит $4501 \cdot (4368 + 104 \cdot 4) = 21\,532\,784$ операций. Решение о переданном символе принимается на основе решающих статистик, для вычисления которых в случае ОФМ-4 потребуется 5 операций комплексного умножения и 4 операции сравнения. Итого потребуется $4500 \cdot (5 \cdot 6 + 4) = 153\,000$ арифметических операций. Таким образом, общий объем вычислений при демодуляции составит 21 685 784 арифметических операций.

В таблице 5.1 показан общий объем вычислений необходимый для реализации применяемых алгоритмов. Если ориентироваться на удвоение количества арифметических операций для алгоритмов цифровой обработки сигналов за счет операций пересылки и ветвления, получим приблизительное число машинных циклов ($124,6 \text{ млн.} \times 2 \approx 250 \text{ млн.}$) для современных сигнальных процессоров, архитектура которых позволяет ориентироваться на 1 такт на машинный цикл.

Таблица 5.1 – Количество арифметических операций требуемых для реализации алгоритмов

Вычислительный блок	Число операций
Оценка и режекция УИП в выборке \dot{x}_S	5,90 млн.
Оценка параметра масштаба	623 тыс.
Обнаружение и оценивание синхросигнала	7,96 млн.
Режекция УИП в выборке \dot{x}_I	88,47 млн.
Демодуляция информационных символов	21,69 млн.
Всего	124,6 млн.

Определим требования к быстродействию программно-аппаратной реализации алгоритмов обработки данных при приеме сигналов слота. Для

последовательной обработки временных слотов в реальном масштабе времени полученное число машинных циклов должно выполняться за время длительности слота $T_{slot} = 10$ мс, что заставляет ориентироваться на вычислители с производительностью не менее 25 GFLOPs. Указанным требованиям удовлетворяют специализированные (сигнальные) процессоры семейства TMS320C66x фирмы Texas Instruments [108]. В основе процессоров данного семейства лежит набор операционных ядер C66x CorePack, количество и состав которых зависят от конкретной модели процессора. Каждое ядро может обеспечить производительность до 24 GFLOPs при тактовой частоте 1,5 ГГц. Таким образом, для реализации предлагаемых алгоритмов подойдут процессоры с количеством ядер не менее 2-х.

Выводы по разделу 5

1. Определены оптимальные значения параметров АРИ-алгоритма обнаружения и оценки временного положения синхросигнала, минимизирующие появление аномальных ошибок оценивания.

2. Проведено сравнение эффективности разработанных АРИ-алгоритмов обнаружения и оценки временного положения синхросигнала, а также демодуляции ОФМ-сигналов с известными алгоритмами на основе согласованного коррелятора. Показано, что в условиях действия импульсных шумов предложенные АРИ-алгоритмы обеспечивают преимущество в отношении сигнал/шум необходимом для заданного качества приема. Выигрыш составляет до 7 дБ в отсутствие внешних помех, и до 4 дБ при наличии помехи многолучевого распространения и УИП. В случае гауссовского шума предложенные АРИ-алгоритмы уступают не более 0,3 дБ СК-алгоритму.

3. Показана целесообразность и эффективность использования алгоритма адаптивной режекции УИП как при обнаружении и оценке синхросигнала, так и при демодуляции последовательности информационных символов.

4. Применение для информационных символов пакета данных уникальных для каждого символа расширяющих последовательностей длиной 16 позволяет

существенно снизить вероятность ошибочной демодуляции в условиях многолучевого распространения сравнению с использованием фиксированной последовательности Баркера длиной 13 элементов.

5. Разработан лабораторный стенд для полунатурных испытаний приемников, реализующих разработанные алгоритмы для синхронизации и демодуляции в системах передачи данных с временным разделением каналов.

6. Определены требования по быстродействию программно-аппаратной реализации предложенных алгоритмов синхронизации и демодуляции с учетом адаптивной режекции УИП.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты, полученные в диссертационной работе, состоят в следующем:

1. Разработаны АРИ-алгоритмы обнаружения и оценки временного положения сигнала в условиях многолучевого распространения, действия узкополосных импульсных помех и шумов с неизвестным распределением. Предлагаемые алгоритмы разработаны для случая, когда начальная фаза полезного сигнала неизвестна, а также не требуют предварительной оценки мощности шума и характеристик многолучевого канала связи. Реализация алгоритмов в частотной области позволила использовать процедуру БПФ, что значительно уменьшает вычислительные затраты.

2. Разработан АРИ-алгоритм демодуляции ОФМ-сигналов в условиях многолучевого распространения, действия узкополосных импульсных помех и шумов с неизвестным распределением. В качестве модели непараметрической априорной неопределенности при синтезе алгоритма использовалась модель приближенно финитных распределений.

3. Проведен сравнительный анализ эффективности разработанных и известных алгоритмов обработки сигналов с использованием методов статистического имитационного моделирования.

4. Предложен коэффициент асимптотической робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов, основанных на безынерционном преобразовании наблюдаемых данных, который позволяет количественно оценить необходимое изменение отношения сигнал/шум для поддержания заданного уровня средних потерь при изменении вида распределения шума.

5. Проведена оценка практической реализуемости предложенных алгоритмов.

6. На базе платформы PXI разработан лабораторный стенд и программное обеспечение для полунатурных испытаний приемников, использующих разработанные алгоритмы для синхронизации и демодуляции в системе передачи данных с временным разделением каналов.

7. Разработанные АРИ-алгоритмы синхронизации и демодуляции, созданное на их базе программное обеспечение, а также стенд для полунатурного моделирования и программное обеспечение для него внедрены в АО «Навигатор» при создании и полунатурном испытании экспериментального образца модуля DME/ШПС модернизированной радиотехнической системы ближней навигации.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АБГШ	Аддитивный белый гауссовский шум
АКФ	Автокорреляционная функция
АРИ	Асимптотически робастный инвариантный
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
БПФ	Быстрое преобразование Фурье
ВКФ	Взаимнокорреляционная функция
ДПФ	Дискретное преобразование Фурье
КАР	Коэффициент асимптотической робастности
ЛА	Летательный аппарат
МП	Максимальное правдоподобие
ОДПФ	Обратное дискретное преобразование Фурье
ОФМ	Относительная фазовая модуляция
ПЗУ	Постоянное запоминающее устройство
ПРВ	Плотность распределения вероятностей
ПРС	Прямое расширение спектра
ПСП	Псевдослучайная последовательность
ПЧ	Перемежение чипов
РСБН	Радиотехническая система ближней навигации
РТС	Радиотехническая система
СК	Согласованный коррелятор
СКО	Среднеквадратическое отклонение
СКП	Среднеквадратическая погрешность
СПМ	Спектральная плотность мощности
УБЛ	Уровень боковых лепестков
УИП	Узкополосная импульсная помеха
ЦАП	Цифроаналоговый преобразователь
ШПС	Широкополосный сигнал

ЭВМ	Электронная вычислительная машина
BPSK	(Binary phase-shift keying) Двоичная фазовая манипуляция
DECT	(Digital Enhanced Cordless Telecommunications) – Цифровая расширенная беспроводная связь
DME	(Distance Measuring Equipment) – Всенаправленный дальномерный радиомаяк
DPSK	(Differential phase-shift keying) Дифференциальная фазовая манипуляция
DMR	(Digital Mobile Radio) – Стандарт цифровой подвижной радиосвязи
DVB-RCS	(Digital Video Broadcasting — Return Channel via Satellite)
EPLRS	(Enhanced Position Location Reporting System) – Расширенная система определения местоположения
GSM	(Global System Mobile) – Глобальный стандарт цифровой мобильной связи
JTIDS	(Joint Tactical Information Distribution System) – Объединенная система распределения тактической информации
PDC	(Personal Digital Cellular) – Стандарт мобильной связи второго поколения
SINCGARS	(Single Channel Ground and Airborne Radio System) – Одноканальная наземная и бортовая радиосистема)
TACAN	(Tactical air navigation system) – Тактическая навигационная система военной авиации
TDMA	(Time Division Multiple Access) – Множественный доступ с временным разделением

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Young, T. Integrated Network Enhanced Telemetry (iNET) / T. Young // Impact to the Telemetry Community for the ettc2018. In Proceedings of the European Test and Telemetry Conference. – Nürnberg, Germany, 26–28 June 2018.
2. Lee, JK. Distributed dynamic slot assignment scheme for fast broadcast transmission in tactical ad hoc networks / JK Lee, KM. Lee, J. Lim // MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE. – Oct. 2012.
3. Zhu, W. TDMA Frame Synchronization of Mobile Stations Using a Radio Clock Signal for Short Range Communications / W. Zhu // Proceedings of the 1994 IEEE 44th Vehicular Technology Conference. – Jun 1994. – Vol. 3. – P. 1878-1882.
4. Ebner, A. Synchronization in Ad Hoc Networks based on UTRA TDD / A. Ebner, H. Rohling, R. Halfmann, M. Lott // Proc. PIMRC. – Lisbon, Portugal, 2002.
5. Марпл, С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
6. Hippenstiel, R. D. Detection Theory. Applications and Digital Signal Processing / R. D. Hippenstiel. – CRC Press, 2002.
7. Madisetti, V. K. The Digital Signal Processing Handbook. / V. K. Madisetti, D. B. Williams. – CRC Press, 1998.
8. Barker, R. H. Group synchronization of binary digital systems / R. H. Barker // Communication Theory. –1953. – P. 273–287.
9. Massey, J. L. Optimum frame synchronization / J. L. Massey // IEEE Trans. Commun. – 1972. – № 2. – Vol. 20. – P. 115-119.
10. Nielsen, P. T. Some optimum and suboptimum frame synchronizers for binary data in Gaussian noise / P. T. Nielsen // IEEE Trans. Commun. – 1973. – Vol. 21. – № 6. – P. 770-772.
11. Scholtz, R. A. Frame synchronization techniques / R. A. Scholtz // IEEE Trans. Commun. – 1980. – Vol. 28. – № 8. – P. 1204-1213.
12. Chiani, M. Noncoherent frame synchronization / M. Chiani // IEEE Transactions on Communications. – 2010. – № 5. – P. 1536-1545.

13. Lui, G. Frame synchronization for Gaussian channels / G. Lui, H. Tan // IEEE Transactions on Communications. – 1987. – № 8. – P. 818-829.

14. Choi, Z. Frame synchronization in the presence of frequency offset / Z. Choi, Y. Lee // IEEE Transactions on Communications. – 2002. – № 7. – P. 1062-1065.

15. Koo, Y. A joint maximum likelihood approach to frame synchronization in presence of frequency offset / Y. Koo, Y. Lee // In Proceedings of the IEEE International Conference on Communications. – New York, 2002. – P. 1546-1550.

16. Pedone, R. Frame synchronization in frequency uncertainty / R. Pedone, M. Villanti, A. Vanelli-Coralli, G. Corazza, P.T. Mathiopoulos // IEEE Transactions on Communications. – Apr. 2010. – P. 1235-1246.

17. Rashidzadeha, B. A Channel estimation and synchronization technique for wide-band TDMA systems / B. Rashidzadeha, P. A. Matthews // Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers. – 1987. – Vol. 57. – №. 6 (Supplement). – P. S267-S271.

18. Frederiksen, T. M. A single-chip monolithic sonar system / T. M. Frederiksen, W. M. Howard // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1974. – P. 394-403.

19. Zhu, W. Variable ratio threshold and zero-crossing detection-based signal processing method for ultrasonic gas flow meter / W. Zhu, K. Xu, M. Fang, Z. Shen, L. Tian // Measurement. – 2017. – Vol. 103. – P. 343-352.

20. Zhou, C. A zero-crossing algorithm for time delay estimation / C. Zhou, C. Qiao, S. Zhao, W. Dai, D. Li // 2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing, 2012. – Vol. 1. – P. 65-69.

21. Вострецов, А. Г. Оценивание периода сигнала, наблюдаемого на фоне гауссовского шума в условиях априорной неопределенности / А. Г. Вострецов // Радиотехника и электроника. – 1997. – №6. – С. 706-711.

22. Вострецов, А. Г. Оценивание периода сигнала, наблюдаемого в аналого-цифровых системах на фоне гауссовского шума в условиях априорной неопределенности / А. Г. Вострецов, В. Н. Васюков, К. А. Куратов // Доклады Сибирского отделения Академии наук высшей школы. – 2002. – №5. – С. 17-24.

23. Пономаренко, Б. В. Многоуровневая фиксация временного положения сигналов / Б. В. Пономаренко, Л. И. Чуканов // Известия вузов МВ и ССО СССР. Радиотехника. – 1986. – Т. 29. – №4. – С. 52-64.
24. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Вараркин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
25. Гантмахер, В. Е. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка / В. Е. Гантмахер, Н. Е. Быстров, Д. В. Чеботарев. – СПб.: Наука и техника, 2005. – 400 с.
26. Пахолков, Г. А. Обработка сигналов в радиотехнических системах ближней навигации. / Г.А. Пахолков, Г. Е. Збрицкая, Ю. Т. Криворучко. – М.: Радио и связь, 1992. – 256 с.
27. Куклев, Л. П. Помехоустойчивость временного способа передачи информации / Л. П. Куклев, Д. И. Семенович // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Общетехническая. – 1976. – №12. – С. 36-45.
28. Андреева, Н. П. Анализ эффективности алгоритмов программной обработки азимутального сигнала РСБН / Н. П. Андреева, Ю. Т. Криворучко, Б. В. Пономаренко // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Общие вопросы радиоэлектроники. – 1988. – №14. – С. 16-24.
29. Middleton, D. Statistical-physical models of electromagnetic interference / D. Middleton // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1977. – Vol. EMC-19. – № 3. – P. 106-127.
30. Blackard, K. Measurements and models of radio frequency impulsive noise for indoor wireless communications / K. Blackard, T. Rappaport, C. Bostian // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – September 1993. – Vol. 11. – № 7. – P. 991-1001.
31. Sanchez, M. Impulsive noise measurements and characterization in a UHF digital TV channel / M. Sanchez, L. de Haro, M. Ramon, A. Mansilla, C. M. Ortega, D. Oliver // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – May 1999. – Vol. 41. – № 2. – P. 124-136.

32. Nassar, M. Mitigating near field interference in laptop embedded wireless transceivers / M. Nassar, K. Gulati, M. DeYoung, B. Evans, K. Tinsley // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – March 2008. – P. 1405-1408.

33. Yang, X. Co-channel interference modeling and analysis in a Poisson field of interferers in wireless communications / X. Yang and A. Petropulu // IEEE Transactions on Signal Processing. – January 2003. – Vol. 51. – № 1. – P. 64-76.

34. Gulati, K. Statistics of co-channel interference in a field of Poisson and Poisson-Poisson clustered interferers / K. Gulati, B. Evans, J. Andrews, K. Tinsley // IEEE Transactions on Signal Processing. – September 2010.

35. Brandes, S. Expected B-AMC system performance / S. Brandes, S. Gligorevic, M. Ehammer, T. Graupl, C. H. Rokitansky, R. Dittrich, M. Schnell, C. Rihacek // DLR, Tech. Report. – 2007.

36. Schnell, M. B-AMC broadband aeronautical multicarrier communications / M. Schnell, S. Brandes, S. Gligorevic, C. Rokitansky, M. Ehammer, T. Graupl, C. Rihacek, M. Sajatovic // Navigation, and Surveillance Conference. – September 2007. – № 8: Integrated Communications.

37. Saaifan, K. A. Pulsed interference cancellation based on unused spatial dimensions and lattice signal sets / K. A. Saaifan, W. Henkel // 16th International OFDM-Workshop. – Hamburg, Germany, August 2011.

38. Saaifan, K. A. Lattice signal sets to combat pulsed interference from aeronautical signals / K. A. Saaifan, W. Henkel // IEEE International Conference on Communications (ICC). – Kyoto, Japan, June 2011.

39. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации / П.Н. Сердюков, А. В. Бельчиков, А. Е. Дронов и др. – М.: АСТ, 2006. – 403 с.

40. Heinrich, M. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing / M. Heinrich, M. Moeneclaey, S.A. Fechtel. – New York: John Wiley and Sons, 1997.

41. Villanti, M. Frame synchronization at the sound of silence / M. Villanti, M. Iubatti, A. Vanelli-Coralli, G. E. Corazza // IEEE Global telecommun. Conf., 2005. – Vol. 3.
42. Ипатов, В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. / В. П. Ипатов. – Москва: Техносфера, 2007. – 488 с.
43. Hwu, S. U. Space station GPS multipath analysis and validation / S. U. Hwu, Y. C. Loh // 1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference. – Houston, TX, 1999. – Vol. 1. – P. 757-761.
44. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд.4-у, перераб. И доп. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
45. Dicarolo, D. M. Multiple Dwel Serial Search: Performance and Application to Direct Sequence Code Acquisition / D. M. Dicarolo, C. L Weber. // IEEE Transactions on Communications. – 1983, – Vol. 31. – №5. – P. 650-659.
46. Гаврилов, К. Ю. Анализ точности метода оптимизации к-этапных обнаружителей / К. Ю. Гаврилов // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47. – №6. – С. 716-719.
47. Сосулин, Ю. Г. к-этапное обнаружение сигналов / Ю. Г. Сосулин, К. Ю. Гаврилов // Радиотехника и электроника. – 1998, – Т. 43. – №7. – С. 748-753.
48. Сосулин, Ю. Г. Последовательное обнаружение сигналов: проблемы и перспективы / Ю. Г. Сосулин // Радиотехника. – 1998. – № 10. – С. 63-68.
49. Fei, Z. TOA estimation algorithm based on multi-search / Z. Fei, Y. Tiejun, H. Shunji // Journal of Systems Engineering and Electronics. – 2005. – Vol. 16. –№ 3. – P. 561-565.
50. Jacovitti, G. Discrete time techniques for time delay estimation / G. Jacovitti, G. Scarano // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1993. – Vol. 41. – P. 525-533.
51. Fertner, A. Comparison of various time delay estimation methods by computer simulation / A. Fertner, A. Sjolund // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1986. – Vol. 34. – P. 1329-1330.

52. Friemel, B. H. Relative performance of two-dimensional speckle-tracking techniques: normalized correlation, non-normalized correlation and sum-absolute-difference / B. H. Friemel, L. N. Bohs, G. E. Trahey // 1995 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. An International Symposium. – 1995. – Vol. 2. – P. 1481-1484.

53. Viola, F. A comparison of the performance of time-delay estimators in medical ultrasound / F. Viola, W. F. Walker // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. – 2003. – Vol. 50.4. – P. 392-401.

54. Li, W. Double threshold ultrasonic distance measurement technique and its application / W. Li, Q. Chen, J. Wu // Review of Scientific Instruments. – 2014. – Vol. 85.

55. Patel, B. On methods to improve time delay estimation for underwater acoustic source localization / B. Patel, S. Vadali, S. Nandy, S. Nath Shome // Indian Journal of Geo-Marine Sciences. – February 2015. – Vol. 44. – P. 237-244.

56. Богданович, В. А. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов / В. А. Богданович, А. Г. Вострецов. – Москва: Физматлит, 2004.

57. Вишнеvский, В. М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации/ В. М. Вишнеvский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.

58. Gui, X. Chip-interleaving DS/SS system for mobile communications over fast fading channel / X. Gui // In Proc. IASTED International Conf. on Wireless and Optical Commun. – Jul. 2002. – P. 225–227.

59. Gui, X. Chip-interleaving direct sequence spread spectrum system over Rician multipath fading channels / X. Gui // Wireless Communications and Mobile Computing. – 2014. – Vol. 14. – P. 64-73.

60. Chi, L. Chip Interleaved Multirate and Multimedia Transmission in Self-Encoded Communication System with Iterative Detection over Fading Channels / L. Chi, W. Jang, L. Nguyen // Int. J. Communications, Network and System Sciences. – 2011. – Vol. 4. – P. 630-637.

61. Middleton, D. Non-Gaussian Noise Models in Signal Processing for Telecommunications: New Methods and Results for Class A and Class B Noise Models / D. Middleton // *IEEE Trans. Inf. Theory.* – 1999. – Vol. 45. – № 4. – P. 1129-1149.
62. Kassam, S. Robust techniques for signal processing: A survey / S. Kassam, V. Poor // *Proc. IEEE.* – 1985. – Vol. 73. – P. 433-481.
63. Mutapcic, A. Robust signal detection under model uncertainty / A. Mutapcic, S.J. Kim, // *IEEE Signal Process. Lett.* – 2009. – Vol. 16. – № 4. – P. 287–290.
64. Miller, J. H. Detectors for discrete-time signals in non-Gaussian noise / J. H. Miller, J. B. Thomas // *IEEE Trans. Inform. Theory.* – 1972. – Vol. IT-18. – P. 241-250.
65. Lehmann, E. L. Testing Statistical Hypotheses / E. L. Lehmann, J. P. Romano. – Springer Cham, 2022. – 1012 p.
66. Богданович, В. А. Способ построения подобных правил обнаружения сигналов при априорной неопределенности / В. А. Богданович // *Радиотехника и электроника.* – 1973. – Т. 18. – № 4. – С. 763-770.
67. Богданович, В. А. Многоальтернативные несмещенные правила обнаружения сигналов / В. А. Богданович // *Радиотехника и электроника.* – 1973. – Т. 18. – № 11. – С. 2294-2301.
68. Вострецов, А. Г. Формирование инвариантных статистик в задачах обнаружения сигналов / А. Г. Вострецов // *Радиотехника и электроника.* – 1998. – Т. 43. – № 2. – С.185-188.
69. Kassam, S. Nonparametric signal detection / S. Kassam, H. V. Poor, J. B. Thomas // *Advances in Statistical Signal Processing.* – 1993. – Vol. 2. – P. 61-100.
70. Aazhang, B. Performance of DS/SSMA communications in impulsive channels – Part II: Hard limiting correlation receivers / B. Aazhang, H. V. Poor, // *IEEE Trans. Comm.* – 1988. – Vol. 36. – № 1. – P. 88-97.
71. Mitra, U. Activity detection in a multi-user environment / U. Mitra, H. V. Poor, // *Wireless Personal Communications.* – 1996. – № 3. – P. 149-184.
72. Deliç, H. Robust Detection in DS-CDMA / H. Deliç, A. Hocanm // *IEEE Trans. Veh. Technol.* – 2002. – Vol. 51. – № 1. – P. 155-170.

73. Aazhang, B. An analysis of nonlinear direct-sequence correlators / B. Aazhang, H. V. Poor // *IEEE Trans. Commun.* – 1989. – Vol. 37. – P. 723-731.

74. Robust Statistics. The Approach Based on Influence Function / F. R. Hampel, E. M. Ronchetti, P. J. Rousseeuw, W. A. Stahel. – New York: Wiley, 2005. – 536 p.

75. Zhang, Z. Parameter estimation techniques: A tutorial with application to conic fitting / Z. Zhang // *Image, Vis. Comput.* – 1997. – Vol. 15. – P. 59-76.

76. Güney, N. Robust Detection of Ultra-Wideband Signals in Non-Gaussian Noise / N. Güney, H. Deliç, M. Koca // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* – 2006. – Vol. 54. – № 4. – P. 1724-1730.

77. Zabin, S. V. Parameter estimation for Middleton class A interference processes / S. V. Zabin, H. V. Poor, // *IEEE Trans. Commun.* – 1989. – Vol. 37. – № 10. – P. 1042-1051.

78. Епанечников, В. А. Непараметрическая оценка многомерной плотности вероятности / В. А. Епанечников // *Теория вероятности и ее применения.* – 1969. – Т.14. – № 1. – С. 156-161.

79. Torrieri, D. Principles of Spread-Spectrum Communication Systems / D. Torrieri. – Boston: Springer Science & Buisness Media, 2005. – 444 p.

80. Tsihrintzis, G. A. Performance of optimum and suboptimum receivers in the presence of impulsive noise modelled as an alpha-stable process / G. A. Tsihrintzis, C. L. Nikias // *Proceedings MILCOM '93, October 1993.* – P. 658-662.

81. Huber, P. J. Robust Statistics / P. J. Huber. – New York: John Wiley and Sons, 1981.

82. Middleton, D. Canonical and quasi-canonical probability models of Class-A interference / D. Middleton // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility.* – May 1983. – Vol. EMC-25. – № 2. – P. 76-106.

83. Berry, L. Understanding Middleton's canonical formula for Class-A noise / L. Berry // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility.* – November 1981. – Vol. EMC-23. – № 4, P. 337-344.

84. Zhan, H. Statistical analysis of impulse radio ultra-wideband multi-user interference based on measurements / H. Zhan, J. L. Boudec, J. Farserotu, J. Ayadi //

IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB), 2008. – Vol. 3. – P. 189-192.

85. Teschioni, A. Non-Gaussian characterization of DS/CDMA noise in few-user systems with complex signature sequences / A. Teschioni, C. Sacchi, C. Regazzoni // IEEE Transactions on Signal Processing. – January 1999. – Vol. 47. – № 1. – P. 234-237.

86. Tesei, A. The asymmetric generalized Gaussian function: a new HOS-based model for generic noise pdfs / A. Tesei, C. Regazzoni // 8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing. – June 1996. – P. 210-213.

87. Henkel, W. A wideband impulsive noise survey in the German telephone network statistical description and modeling / W. Henkel, T. Kessler // AEU. – November 1994. – Vol. 48. – № 1. – P. 277-288.

88. Henkel, W. Coded 64-CAP ADSL in an impulse-noise environment modeling of impulse noise and first simulation results / W. Henkel, T. Kessler, H.Y. Chung // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – December 1995. – Vol. 13. – № 13. – P. 1611-1621.

89. Blum, R. An adaptive spatial diversity receiver for non-Gaussian interference and noise / R. Blum, R. Kozick, B. Sadler // IEEE Transactions on Signal Processing. – August 1999. – Vol. 47. – № 8. – P. 2100-2111.

90. Kuruoglu, E. Near optimal detection of signals in impulsive noise modeled with a symmetric α -stable distribution / E. Kuruoglu, W. Fitzgerald, P. Rayner // IEEE Communications Letters. – October 1998. – Vol. 2. – № 10. – P. 282-284.

91. Miller, J. The detection of signals in impulsive noise modeled as a mixture process / J. Miller, J. Thomas // IEEE Transactions on Communications. – May 1976. – Vol. 24. – № 5. – P. 559-563.

92. Andrews, D. Scale mixtures of normal distributions / D. Andrews, C. Mallows // Journal of the Royal Statistical Society. – 1974. – Series B. – Vol. B-36. – P. 99-102.

93. Fadeev D. K. Optimal Input Power Backoff of a Nonlinear Power Amplifier for SEFDM System / D. K. Fadeev, A. V. Rashich // Proceedings of the NEW2AN 2015 and 8th Conference. – 2015. – P. 669-678.

94. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис, под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
95. Оппенгейм, А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шаффер. – М.: Техносфера, 2007. – 856 с.
96. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е издание. / Б. Скляр. – Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
97. Yang, K. A Deterministic Round Earth Loss Model for Open-Sea Radio Propagation / K. Yang, A. F. Molisch, T. Ekman and T. Roste // IEEE VTC Spring, 2013 IEEE 77th. –Dresden, 2013. – P. 1-5.
98. Parsons, J. D. The Mobile Radio Propagation Channel. / J. D. Parsons. – New York: John Wiley and Sons, 2000. – 418 p.
99. Lehmann, E. L. Theory of point estimation / E. L. Lehmann. – New York: Wiley, 1983.
100. Mosteller, F. On some useful “inefficient” statistics / F. Mosteller // Ann. Math. Statist. – 1946. – Vol. 19. – P. 58–65.
101. Богданович В. А. Демодуляция широкополосных ДФМ-сигналов при воздействии комплекса помех с априорно неопределенными характеристиками / В. А. Богданович, А. Г. Гречиков, Б. В. Пономаренко, А. Г. Вострецов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2010. – №4.
102. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 656 с.
103. Бхаттачария, Р. Н. Аппроксимация нормальным распределением и асимптотические разложения. / Р. Н. Бхаттачария, Рао Р. Ранга; пер. с англ., под ред. В. В. Сазонова. – М.: Наука, 1982. – 286 с.
104. Вострецов А. Г. О количественной мере робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов. / Н. С. Хайло, А. Г. Вострецов // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2018. – №1 (38). – С. 94-105.

105. Программа полунатурного имитационного моделирования работы системы формирования и обработки широкополосных сигналов: программа для ЭВМ № 2019619920 / Вострецов А. Г, Зубарев В. Ю., Кривецкий А. В., Пономаренко Б. В. , Радченко С. Е, Хайло Н. С, 26.07.2019.

106. Hoare, C. A. R. Quicksort / C. A. R. Hoare // The Computer Journal. – 1962. – Vol. 5. – P. 10-16.

107. Кнут Д. Э. Искусство программирования. Том 3. Сортировка и поиск = The Art of Computer Programming. Volume 3. Sorting and Searching / под ред. В. Т. Тертышного (гл. 5) и И. В. Красикова (гл. 6). – 2-е изд. – Москва: Вильямс, 2007. – Т. 3. – 832 с.

108. TMS320C6678 Multicore Fixed and Floating-Point Digital Signal Processor Data Manual / SPRS691C – 2012.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Акты о внедрении научных результатов диссертационной работы

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор АО «Навигатор»,
к.т.н.
С.В.Бабуров

“ 23 ” 2023 г.



УТВЕРЖДАЮ

Ректор Новосибирского государственного
технического университета, д.т.н., профессор
А.А.Батаев

2023 г.



АКТ

о практическом использовании научных результатов
диссертационной работы Н.С. Хайло

Мы, представители АО «Навигатор» в лице Генерального директора С.В.Бабурова и главного научного сотрудника Б.В.Пономаренко с одной стороны и представители Государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Новосибирский государственный технический университет» в лице ректора А.А.Батаева и декана факультета радиотехники и электроники С.А.Стрельцова с другой стороны, составили настоящий акт об использовании научных результатов диссертационной работы Н.С.Хайло, представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Разработанные Н.С.Хайло робастные алгоритмы синхронизации и демодуляции, методика полунатурных испытаний, а также созданное на их основе программное обеспечение внедрено при создании и полунатурном испытании экспериментального образца модуля ДМЕ/ШПС модернизированной радиотехнической системы ближней навигации.

От АО «Навигатор»

Главный научный сотрудник, д.т.н.



Б.В.Пономаренко

От Государственного образовательного
учреждения высшего профессионального
образования «Новосибирский
государственный технический
университет»

Декан факультета радиотехники и
электроники, к.т.н., доцент



С.А.Стрельцов

УТВЕРЖДАЮ

Проректор НГТУ

по научной работе и инновациям

/А. И. Отто/

» 09 2024 г.



АКТ

о внедрении в учебный процесс

Новосибирского государственного технического университета

результатов диссертационной работы Н. С. Хайло

Научные результаты, полученные в диссертации Хайло Н. С., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13. – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, используются в лекционном курсе и лабораторном практикуме на кафедре Конструирования и технологии радиоэлектронных средств в рамках курса «Теория обнаружения, различения и оценивания сигналов», читаемого по программе бакалавриата по направлению подготовки 11.03.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи.

Декан РЭФ, к.т.н., доцент

/С. А. Стрельцов/

Зав. каф. КТРС, к.т.н., доцент

/А. В. Синельников/

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2019619920

**Программа полунатурного имитационного моделирования
работы системы формирования и обработки
широкополосных сигналов**

Правообладатели: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ» (RU), АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО ИНСТИТУТ
АВИАЦИОННОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ "НАВИГАТОР" (RU)**

Авторы: *см. на обороте*

Заявка № **2019618700**
Дата поступления **16 июля 2019 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **26 июля 2019 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности



Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

Авторы: **Вострецов Алексей Геннадьевич (RU), Пономаренко Борис Викторович (RU), Радченко Сергей Евгеньевич (RU), Хайло Никита Сергеевич (RU), Кривецкий Андрей Васильевич (RU), Зубарев Владимир Юрьевич (RU)**