

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н.  
Туполева-КАИ»

На правах рукописи



**Кузнецов Андрей Сергеевич**

**МЕТОДЫ И АЛГОРИТМ СОВМЕСТНОГО  
ПРИЁМА И ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПО СИГНАЛАМ  
СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ, РАБОТАЮЩИХ В  
ИНФОРМАЦИОННОМ ПОЛЕ**

Специальность 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, доцент  
Козлов Сергей Владимирович

Казань, 2026

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ КОНЦЕПЦИИ ИНФОРМАЦИОННОГО ПОЛЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ.....	14
1.1 Анализ основных направлений повышения достоверности передачи данных с систем связи с подвижными объектами.....	17
1.2 Анализ основных направлений спутниковых радионавигационных систем.	20
1.3 Анализ основных направлений концепции информационного поля.....	22
1.4 Модификация модели сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП.....	25
1.5 Разработка стенда для исследования сигналов ИП.....	27
1.5.1 Выбор технологии передачи информации.....	27
1.5.2 Анализ и выбор метода определения местоположения «своих» объектов	28
1.5.3 Разработка структурной схемы устройства формирования ИП.....	29
1.5.4 Разработка структурных схем устройств приёма и обработки сигналов ИП.....	30
1.5.5 Анализ динамики изменения параметров сигналов систем, работающих в ИП.....	33
1.6 Основные результаты и краткие выводы по главе 1.....	35
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И РЕАЛИЗУЮЩЕГО ИХ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО ПРИЁМА И ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПО СИГНАЛАМ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ, РАБОТАЮЩИХ В ИНФОРМАЦИОННОМ ПОЛЕ.....	36
2.1 Определение местоположения неподвижного объекта.....	38
2.2 Особенности обработки сигналов подвижных объектов.....	39
2.3 Формирование множества гипотез о направлении движения объектов для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП.....	43

2.4 Синтез уровня компонент ММ-ПГ модели для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП .....	46
2.5 Синтез смешивающего уровня ММ-ПГ модели для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП.....	49
2.6 Оценка сигнальных и навигационных параметров на базе ММ-ПГ модели..	51
2.7 Адаптация параметров аппроксимированных компонент для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП.....	56
2.8 Разработка алгоритма совместного приёма сигналов и позиционирования объектов для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП .....	57
2.9 Основные результаты и краткие выводы по главе 2.....	57
<b>ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО ПРИЁМА СИГНАЛОВ И ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ, РАБОТАЮЩИХ В ИНФОРМАЦИОННОМ ПОЛЕ .....</b>	<b>59</b>
3.1 Анализ возможностей физической реализации стенда для исследования сигналов ИП .....	61
3.2 Программно-аппаратная платформа стенда для исследования сигналов ИП	62
3.3 Разработка ультразвуковых приёмопередатчиков подвижных и фиксированных объектов.....	66
3.4 Выбор параметров сигналов .....	71
3.5 Экспериментальная проверка работоспособности стенда .....	72
3.6 Определение максимальных значений временного смещения следящего контура .....	75
3.7 Сравнение системных параметров при реализации разработанного алгоритма в радиодиапазоне .....	75
3.8 Выбор количества компонент.....	77

3.9 Оценка эффективности полученных решений методом компьютерного моделирования .....	79
3.10 Экспериментальный анализ динамики изменения параметров.....	88
3.11 Оценка эффективности полученных решений экспериментальным методом .....	90
3.12 Основные результаты и краткие выводы по главе 3.....	97
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	98
ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ, ОБОЗНАЧЕНИЯ .....	100
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	108
Приложение А. Свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ .....	123
Приложение Б. Акты внедрения.....	125

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** В настоящее время значительное внимание уделяется системам связи с подвижными объектами. В связи с ограниченностью частотного ресурса сигналы этих систем при передаче взаимодействуют между собой, образуя поток внутрисистемных помех, снижающий пропускную способность систем связи до 30-40%. Также сигналы этих систем при распространении от передатчика к приемнику взаимодействуют со средой и объектами, расположенными на пути распространения. Это приводит к искажениям сигналов, которые компенсируются на приемной стороне без учета информации об их природе. Для комплексного описания взаимодействия сигналов со средой и объектами в отчёте о НИР «Вихрь» была разработана концепция «информационного поля» и показано, что применение этой концепции позволяет закрыть практически весь перечень задач современных радиосистем – позиционирование, локация, целеуказание, постановка помех, фокусировка излучения и др.

При решении этих задач, как правило, необходимо осуществлять как совместный приём сигналов, так и позиционирование устройств системы. В настоящее время для приёма сигналов и определения местоположения объектов используют две отдельные системы. Однако в связи с рядом факторов и условий системы позиционирования могут не работать в зоне покрытия систем связи, а существующие решения навигационной задачи с помощью систем связи не обеспечивают достаточно точное позиционирование объектов. Обеспечить корректное позиционирование объектов в рамках системы связи возможно с использованием принципов информационного поля (ИП), предусматривающих совместный учёт информации о потоках данных, характеристиках среды распространения, расположении объектов поля и их взаимодействия. Следовательно, актуальной является задача разработки методов и реализующего их алгоритма совместного приёма и позиционирования объектов по сигналам только систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле.

**Степень разработанности темы исследования.** Вопросы совместного приёма сигналов подробно рассмотрены в работах Абрамовича Ю.И., Фальковича С.Е., Шинакова Ю.С., Ширмана Я.Д., Тихонова В.И., Шевцова В.А., Чабдарова Ш.М., Надеева А.Ф., Файзуллина Р.Р., Козлова С.В., Verdu S. и др. Основной целью этих работ являлось повышение достоверности приёма информации в системах связи путём повышения качества оценивания параметров радиосигналов. Применительно к системам связи с подвижными объектами важно выделить труды Козлова С.В., посвящённые разработке вероятностной мультимарково-полигауссовой (ММ-ПП) модели, на базе которой реализованы методы и алгоритмы совместного приёма сигналов систем связи с кодовым разделением каналов. Разработанная модель позволяет учесть переменные параметры сигналов и различные ситуации в канале, однако вопросы её применения для совместного приёма сигналов и позиционирования объектов по сигналам систем связи с подвижными объектами на основе принципов информационного поля остаются открытыми.

Решение задачи позиционирования в системах связи с подвижными объектами в подавляющем большинстве осуществляется по сигналам спутниковых радионавигационных систем (СРНС). Этому посвящены работы Перова А.И., Болденкова Е.Н., Шатилова А.Ю., Тисленко В.И., Мешкова И.К., Psiaki M.L., Ziedan N.I., Petovello M.G. и др. Основной целью этих работ являлось повышение точности позиционирования объектов путём оценки радионавигационных параметров сигналов СРНС.

Решение задач совместного приёма сигналов и позиционирования объектов по сигналам только систем связи с подвижными объектами возможно с использованием принципов информационного поля. Применению принципов информационного поля посвящены работы Васильева Д.В., Горячкина О.В., Чабдарова Ш.М., Козлова С.В., Спириной Е.А., Закирова Э.И., Ginolhas G., Schmitt F., Daout F., Forster P. Однако решение задачи совместного приёма сигналов и позиционирования объектов по сигналам только систем связи, работающих в информационном поле, в них не было рассмотрено.

Поэтому разработка методов и реализующего их алгоритма, позволяющих осуществлять совместный приём сигналов и позиционирование объектов по сигналам только систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, будет являться решением важной научно-технической задачи расширения функциональных возможностей систем связи с подвижными объектами.

**Объектом исследования** являются системы связи с подвижными объектами, работающие в информационном поле.

**Предметом исследования** являются методы совместного приёма сигналов и позиционирования объектов по сигналам только систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле.

**Целью работы** является решение важной научно-технической задачи расширения функциональных возможностей систем связи с подвижными объектами за счёт разработки методов и реализующего их алгоритма совместного приема сигналов и позиционирования объектов только по сигналам этих систем на основе принципов информационного поля.

Для достижения поставленной **цели** необходимо решить следующие **основные задачи**:

- Модифицировать обобщённую модель сигналов информационного поля применительно к системам связи с подвижными объектами, работающим в информационном поле, для адекватной оценки расстояния между объектами.
- Разработать стенд, позволяющий проводить анализ сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле.
- Разработать метод оценки параметров сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, на базе ММ-ПГ модели, обеспечивающий повышение отношения правдоподобия получаемых оценок.
- Разработать метод оценки навигационных параметров по сигналам только систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном

поле, обеспечивающий снижение среднеквадратического отклонения получаемых оценок.

– На основе принципов информационного поля разработать алгоритм совместного приёма сигналов и позиционирования объектов, реализующий разработанные методы, и оценить его эффективность для систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле.

**Методология и методы исследования.** В работе используется аппарат вычислительной математики, аппарат дискретной математики, методы математической статистики и математического моделирования, методы кодирования и передачи сигналов, принципы программирования на языке MATLAB.

**Степень достоверности результатов** основана на корректном использовании существующего и разработанного математического аппарата, на проведении математического моделирования разработанного алгоритма с использованием экспериментально полученных данных, согласованности результатов моделирования и экспериментальных исследований, а также на фактах использования полученных научно-технических результатов.

**Научная новизна** диссертационного исследования заключается в расширении функциональных возможностей систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, путём разработки методов и реализующего их алгоритма совместного приема сигналов и позиционирования объектов только по сигналам этих систем за счёт разработки:

1. метода оценки параметров сигналов на базе ММ-ПГ модели, отличающегося учетом гипотез о направлениях движения объекта и обеспечивающего повышение отношения правдоподобия получаемых оценок.

2. метода оценки навигационных параметров, отличающегося учетом гипотез о направлениях движения объекта и обеспечивающего снижение среднеквадратического отклонения получаемых оценок.

3. оригинального алгоритма совместного приёма сигналов и позиционирования объектов, учитывающего принципы информационного поля, отличающегося учетом навигационных параметров при приёме сигналов.

**Теоретическая и практическая значимость работы заключается в:**

1. развитии теории ММ-ППГ моделей для оценки сигнальных и навигационных параметров систем, работающих в информационном поле.

2. повышении достоверности приёма информации за счет повышения отношения правдоподобия оценок сигнальных параметров и борьбе с замираниями сигнала путём учёта гипотез о направлении движения объекта и коррекции задержек пилот-сигналов по эквивалентным изменениям оценок координат.

3. снижении среднеквадратического отклонения оценок навигационных параметров за счёт учёта динамики движения объектов с использованием конечного количества элементарных компонент.

**Реализация и внедрение результатов работы.**

Разработанные в рамках диссертационных исследований аппаратно-программные методы анализа и оценки параметров сигналов, на базе ММ-ППГ модели, а также метод оценки навигационных параметров, по сигналам систем связи, работающих в информационном поле, используются при разработке перспективных беспроводных систем связи на предприятии ООО НПП «РЭТ». Также результаты работы используются при выполнении дипломного проектирования по специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» в ФГБОУ ВО «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ».

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Модифицированная модель сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, обеспечивающая адекватную оценку расстояния между объектами.

2. Стенд, позволяющий проводить анализ сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле.

3. Метод оценки параметров сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, учитывающий динамику движения объектов с использованием ММ-ПГ модели и обеспечивающий повышение отношения правдоподобия получаемых оценок.

4. Метод оценки навигационных параметров систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, учитывающий динамику движения объектов с использованием конечного количества элементарных компонент и обеспечивающий снижение среднеквадратического отклонения получаемых оценок.

5. Алгоритм совместного приёма сигналов и позиционирования объектов для систем связи с подвижными объектами, использующий принципы информационного поля и позволяющий более чем в 2 раза повысить отношение правдоподобия оценок параметров сигналов и более чем в 2 раза снизить среднеквадратическое отклонение оценок координат для подвижных объектов.

#### **Апробация результатов.**

Теоретические и практические результаты, полученные автором, докладывались на международных и всероссийских научно-технических конференциях:

- XX Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» (г. Уфа, 2018);
- Международная молодежная научная конференция «XXIV Туполевские чтения (школа молодых ученых)» (г. Казань, 2019);
- XXI Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» (г. Казань, 2019);
- XXII Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» (г. Самара, 2020);
- Международная молодежная научная конференция «XXV Туполевские чтения (школа молодых ученых)» (г. Казань, 2021);

- LI Международная научно-техническая конференция 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO 2024) (г. Выборг, 2024);
- XII Международная молодежная научно-техническая конференция «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы – 2025» (г. Казань, 2025).

**Публикации.** По материалам исследования опубликовано 17 работ, в том числе 4 статьи в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК, 10 работ в сборниках трудов и материалах конференций, одна из которых входит в базу цитирования Scopus, одна статья в журнале, индексируемом в РИНЦ, получены два свидетельства о регистрации программы для ЭВМ.

#### **Соответствие диссертации паспорту научной специальности.**

Диссертация соответствует пунктам № 1 «Разработка, и совершенствование методов исследования, моделирования и проектирования сетей, систем и устройств телекоммуникаций», № 2 «Исследование новых технических, технологических и программных решений, позволяющих повысить эффективность развития цифровых сетей, систем и устройств телекоммуникаций», № 18 «Разработка научно-технических основ создания сетей, систем и устройств телекоммуникаций и обеспечения их эффективного функционирования» паспорта специальности 2.2.15 - Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

**Личный вклад автора** заключается в том, что им сформулирована цель исследования, поставлены задачи, обеспечивающие её решение, получены и обоснованы новые научные результаты, в том числе сформулированы основные положения, выводы и рекомендации по защищаемой работе. Автором разработаны алгоритм и тексты программ реализации методов совместного приёма сигналов и позиционирования объектов по сигналам систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле.

#### **Структура и объём диссертации.**

Диссертация состоит из введения, трёх глав, заключения, списка литературы, списка сокращений и обозначений и приложения. Общий объём составляет 127 страниц, основной текст работы изложен на 95 страницах, содержит 35 рисунков, 8 таблиц, 2 приложения. В список литературы включено 109 наименований.

Структура диссертации основана на методологии проектирования радиointерфейса систем связи, разработанной в диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук Козлова Сергея Владимировича на тему «Методы и алгоритмы оптимизации радиointерфейса систем связи с кодовым разделением каналов на основе новых смесевых вероятностных моделей».

**Во введении** дано обоснование актуальности темы исследования, сформулирована цель работы и решаемые задачи, научная новизна, теоретическая и практическая значимости, форма апробации и внедрение результатов диссертационных исследований, основные положения, выносимые на защиту, указана структура диссертации, аннотированное содержание каждой главы.

**В первой главе** «Анализ возможностей концепции информационного поля для оценки параметров сигналов» проведён анализ существующих методов совместного приёма сигналов систем связи и методов позиционирования по спутниковым радионавигационным системам. На его основе сделан вывод об актуальности и возможности решения задачи связи и позиционирования подвижных наземных объектов на базе одной системы.

Реализация этой задачи возможна посредством применения концепции информационного поля, основные положения которой приведены в главе. Однако в существующих работах, посвящённых применению этой концепции, отсутствуют статистические данные о сигналах и их параметрах. В связи с этим в главе разработан стенд для исследования сигналов информационного поля.

**Во второй главе** «Разработка методов и реализующего их алгоритма совместного приёма и позиционирования по сигналам систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле» показаны особенности обработки сигналов подвижных объектов, выбрана система

слежения за сигнальными параметрами и обоснована необходимость применения вероятностной мультимарково-полигауссовой модели для оценки этих параметров. Для мультимарково-полигауссовой модели сформировано множество гипотез, синтезирован компонентный и смешивающий уровень. На основе оценок модели получены оценки сигнальных и навигационных параметров. Разработан алгоритм для совместного приёма и позиционирования подвижных объектов информационного поля.

**В третьей главе** «Исследование эффективности алгоритма совместного приёма сигналов и позиционирования объектов для систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле» представлена реализация стенда для исследования сигналов информационного поля и проведена оценка эффективности полученных решений экспериментальным методом и методом компьютерного моделирования, показавшая, что применение ММ-ПГ модели позволяет более чем в 2 раза повысить отношение правдоподобия оценок параметров сигналов и более чем в 2 раза снизить среднеквадратическое отклонение оценок координат.

**В заключении** приводятся основные результаты выполнения поставленной цели и решённых задач, основные научные и практические результаты диссертационных исследований.

## **ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ КОНЦЕПЦИИ ИНФОРМАЦИОННОГО ПОЛЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ**

В настоящее время для большинства существующих систем связи с подвижными объектами важным является возможность определения местоположения устройств сети. Существующие методы позиционирования только по сигналам систем связи, такие как Cell Of Origin, TOA (Time of Arrival), E-OTD (Enhanced Observed Time Difference) [1, 2], обеспечивают точность в десятки и более метров. Высокую точность обеспечивает применение технологии A-GPS [3], которая совместно использует сигналы систем связи и СРНС. Однако реализация A-GPS требует применения дополнительных узлов и устройств в сети, итеративной передачи большого потока данных между узлами сети, что увеличивает нагрузку на сеть и увеличивает время решения задачи позиционирования, что в случае высокой мобильности абонентов не является эффективным. Поэтому для решения этой задачи применяются спутниковые радионавигационные системы (СРНС). В связи с различными факторами и условиями сигналы СРНС могут быть искажены или недоступны в зоне покрытия систем связи. Так, наиболее часто невозможен приём сигналов СРНС ввиду:

1. Преднамеренных помех следующих типов:

- Излучение широкополосного шумоподобного сигнала, мощность которого будет значительно превышать уровень сигнала СРНС на входе приёмника.
- Излучение узкополосных сигналов на частотах каналов приёма сигналов СРНС с целью значимого сужения динамического диапазона приёмника, не позволяющего принять слабые сигналы.
- Излучение помехи, имитирующей сигналы СРНС (по частоте, фазе, навигационному сообщению) и приводящей к ложному определению местоположения [4].

2. Расположения объекта позиционирования в северных или южных широтах, в которых радионавигационные спутники видны низко над горизонтом, а также наблюдаются ионосферные возмущения, что в совокупности сильно влияет на качество приёма сигналов [5].

3. Значительного ослабления сигналов СРНС в лесах ввиду поглощения и рассеяния радиоволн кронами и стволами деревьев [6].

4. Значительного ослабления сигналов СРНС в низинах и оврагах, в каньонах и областях плотной городской застройки ввиду наличия объёмных радиотеневых зон, а также сложной многолучевой обстановки [7].

5. Расположения объекта позиционирования внутри помещений в связи с большим затуханием сигналов СРНС в материалах конструкций зданий [8].

В связи с этим логично рассмотреть возможность точного позиционирования объектов только по сигналам самих систем связи с подвижными объектами путём реализации процедур совместного приёма этих сигналов. Рассмотрим существующие в системах связи с подвижными объектами и СРНС технологии и методы в контексте их применимости, как для совместного приёма, так и позиционирования.

Бурное развитие рынка беспроводных технологий показало, что наиболее эффективными с точки зрения обеспечения высокой пропускной способности являются широкополосные системы связи, использующие множественный доступ с кодовым разделением (CDMA), мультиплексирование (OFDM) и множественный доступ (OFDMA) с ортогональным частотным разделением каналов, способ псевдослучайной перестройки частоты (FHSS) [9]. Однако применение этих технологий в условиях ограничения частотного ресурса, отклонений параметров опорных и принятых сигналов порождает при передаче сигналов поток внутрисистемных помех, влияние которого снижает пропускную способность таких систем связи. Так, в [10, 11] показано, что внутрисистемные помехи снижают на 30-40% пропускную способность систем связи, использующих технологию OFDM. Это же показано и для технологии CDMA в

работах [12, 13], для технологии LoRa в [14], стандарта IEEE 802.15.4 в [15] и других.

Основной задачей первой главы является анализ существующих и перспективных методов совместного приёма сигналов систем связи, а также методов позиционирования по сигналам спутниковых систем. Поскольку к указанным системам предъявляются разные требования – это не позволяет осуществить решение задач связи и точного позиционирования только по сигналам систем связи. Совместное решение указанных задач возможно путём применения концепции информационного поля [16], однако существующие работы, посвящённые применению этой концепции, не позволяют ответить на вопрос о возможности решения указанных задач в связи с отсутствием в этих работах информации о параметрах сигналов. Для исследования сигналов информационного поля в главе представлена разработка стенда для исследования этих сигналов.

В разделе 1.1 представлен обзор работ, посвящённых разработке процедур совместного приёма сигналов систем связи с подвижными объектами (ССПО). Показано, что наиболее перспективными являются полигауссовы вероятностные модели, позволяющие наиболее точно описывать распределения сигналов в ССПО и их зависимости.

В разделе 1.2 представлены обзор работ, посвящённых разработке методов и алгоритмов обработки радионавигационных сигналов. Показано, что в ССПО и СРНС используются сигналы со схожей структурой, а алгоритмы обработки этих сигналов оценивают одни и те же параметры, что, однако, с учётом различных требований к системам не позволяет совместно решать задачи связи и позиционирования на базе одной системы.

В разделе 1.3 представлено краткое описание концепции ИП, принципы которой утверждают возможность решения широкого круга радиотехнических задач на базе единой системы. Приведено определение ИП, классификация объектов ИП и работы, посвящённые решению частных задач на базе этой концепции, в которых, в свою очередь отсутствуют статистические данные о

передаваемых сигналах, что не позволяет ответить на вопрос о совместном решении задач связи и навигации только по сигналам ССПО. В связи с этим сделан вывод о необходимости разработки стенда для исследования сигналов ИП.

В разделе 1.4 описана модификация обобщённой сигнальной модели, представленной в [16], для совместного решения задачи связи и позиционирования.

В разделе 1.5 описывается разработка стенда для исследования сигналов ИП. Так, обосновывается выбор технологии передачи, рассматривается возможность разработки стенда с использованием различных технологий передачи с учётом их ограничений, проведён анализ и выбор метода определения местоположения, описывается разработка устройств формирования, приёма и обработки сигналов ИП и приведены выражения для анализа динамики изменения параметров сигналов систем, работающих в ИП.

Результаты исследований, описанные в этой главе, отражены в работах автора [17 – 20].

### **1.1 Анализ основных направлений повышения достоверности передачи данных с систем связи с подвижными объектами**

Увеличение достоверности передачи данных в условиях воздействия внутрисистемных помех возможно при реализации процедур совместного приёма (разрешения сигналов).

В работах Большакова И.А. [21, 22] под разрешением понимается принятие решения о наличии или отсутствия одного из сигналов при наличии других мешающих сигналов близких по структуре к этому сигналу. Показано, что для принятия решений необходимо вычислить корреляционные интегралы, сформированные для всех возможных параметров сигналов, на которых основан оператор отношения правдоподобия.

В работах Слока В.К. [23 – 25] под разрешением понимается обнаружение и оценка параметров сигнала, при наличии на входе системы других сигналов, параметры которых могут меняться в определенных пределах. В работах отмечается, что, применение оптимальных алгоритмов труднореализуемо в

технике, и необходим переход к квазиоптимальным алгоритмам разрешения, использующим методы рассогласованной фильтрации или нелинейной обработки.

В работах Фальковича С.Е. [26 – 28] получено решение задачи разрешения-обнаружения-измерения неизвестного числа детерминированных сигналов, при котором неизвестное число сигналов определяется рангом матрицы, составленной из функционалов, формируемых по исходным наблюдениям, с исключением помеховой составляющей.

В трудах Абрамовича Ю.И. [29, 30] предлагаются методы рекуррентной нелинейной фильтрации и компенсации, в которых используется компенсация мешающих сигналов. Там же отмечается, что компенсационный и корреляционный методы являются эквивалентными.

В работах Ширмана Я.Д. [31, 32] вводится понятие минимальной достаточной статистики, представляющей собой набор функционалов правдоподобия для любых возможных гипотез о сигнально-помеховой обстановке. На этой основе им сформулирована задача разрешения, где полным разрешением группы из набора процессов понимается выработка решения о реализации одной из возможных несовместных гипотез, представляющих собой комбинации наличия или отсутствия каждого из процессов.

Применительно к многоканальным системам передачи Шинаковым Ю.С. разработана асимптотическая теория разрешения сигналов в гауссовских каналах на фоне сосредоточенных помех и шумов [33]. Автором синтезированы асимптотически оптимальные алгоритмы временного и пространственно-временного разрешения неизвестного числа сигналов [34 – 37].

Для систем с кодовым разделением каналов S. Verdu в [38] на базе теории согласованной фильтрации сформулирован оптимальный метод совместного приёма, заключающийся в нахождении комбинации передаваемых сигналов обладающей максимальной плотностью вероятности для наблюдаемого сигнала.

В указанных работах подразумевается, что сигналы, шумы и помехи обладают гауссовым распределением вероятностей, несмотря на присущую каналам широкополосных систем связи с подвижными объектами негауссовость

распределений сигналов и помех, что показано в работах Кокунина П.А. [39] и Козлова С.В. [9].

Совместная обработка негауссовых сигналов в работах Тихонова В.И. [40, 41] осуществляется путём синтеза алгоритмов нелинейной нестационарной фильтрации. В работе Шевцова В.А. [42] рассматривается разработка методов совместного приёма сигналов и компенсации нестационарных негауссовых помех путём разработки пространственно-временных адаптивных алгоритмов, учитывающих электромагнитную совместимость радиосистем и многолучевое распространение сигналов.

В работах Чабдарова Ш.М. [43 – 47] предложена теория вероятностях смесей случайных явлений, являющаяся эффективным инструментом обработки негауссовских случайных процессов. Однако алгоритмы разрешения сигналов, разработанные на базе полигауссовой модели общего вида, обладают крайне большой вычислительной сложностью в связи с показательным ростом количества компонент вероятностной смеси от числа сигналов. Для преодоления этого недостатка Надеевым А.Ф. [48] была разработана марково-смешанная полигауссова модель (МС-ПГ), позволяющая перейти к рекуррентному оцениванию отдельных элементов многопозиционных сигналов. На базе этой модели Файзуллиным Р.Р. [49, 50] предложены оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы полного разрешения многоэлементных негауссовых сигналов в комплексе хаотических негауссовских помех.

Далее, Козловым С.В. [9] было показано, что применение компонент смесей с переменными параметрами позволяет снизить их количество, необходимое для описания распределений сигналов в системах связи с подвижными объектами, что было реализовано в новой ММ-ПГ модели. В [9] компоненты смеси соответствуют различным комбинациям количества лучей, принимаемых от базовых станций, и вариантам их изменения. Оценки параметров каждой из компонент осуществляются с помощью фильтра Калмана. На смешивающем уровне используется цепь Маркова, что позволяет исключить показательный рост количества компонент за счет аппроксимации гауссовских компонент с истекшей

историей. Применение ММ-ПГ модели позволяет при ограничении количества компонент смеси и учёта конечной истории адекватно описать сигнально-помеховую обстановку в современных беспроводных широкополосных сетях связи и осуществлять совместный приём сигналов широкополосных систем связи с кодовым разделением каналов с существенным выигрышем в вероятности ошибки по сравнению с классическими методами.

Важно отметить, что указанные авторы, разрабатывая методы оценки параметров сигналов, не учитывают причины их изменений, а также причины искажений сигналов, вызванные свойствами среды и движением абонентов.

В системах шестого поколения в связи с переходом на рабочие частоты миллиметровых и децимиллиметровых радиоволн, обладающих большими потерями при распространении и невозможностью применения всенаправленных антенн для обеспечения требуемого отношения сигнал-шум, предлагается применение концепции «интегрированных сетей зондирования и связи» (ISAC, от англ. Integrated Sensing and Communications). Концепция подразумевает совместное решение задачи пеленга абонента базовой станцией и адресной передачи. Решение этих задач путём зондирования окружающего пространства базовыми станциями с целью определения местоположения абонентов рассмотрено в работах Фокина Г. А. [51, 52], а в работе L. Jiang [53] на базе данной концепции разработан метод оценки влияния окружающего пространства на характеристики канала. Стоит отметить, что эта концепция не предусматривает определение местоположения самим мобильным устройством.

## **1.2 Анализ основных направлений спутниковых радионавигационных систем**

При решении задач позиционирования в системах связи с подвижными объектами в подавляющем большинстве применяются спутниковые радионавигационные системы (СРНС), основным назначением которых является определение в аппаратуре потребителя его пространственных координат и проекций вектора скоростей. Решение навигационной задачи в таких системах осуществляется путём определения сигнальных и навигационных параметров.

Большая часть таких систем (GPS, ГЛОНАСС, Beidou и пр.) для получения высокой точности измерения радионавигационных параметров (задержки и доплеровское смещение частоты) сигнал используют широкополосные сигналы с прямым расширением спектра. Решение этих задач рассматривается широким кругом авторов, среди которых стоит выделить Перова А.И. [54 – 56], который разработал методы и алгоритмы слежения за радионавигационными параметрами, методы и алгоритмы оптимального приёма сигналов СРНС.

Так же Болденковым Е.Н. [57] на основе теории оптимальной фильтрации были разработаны алгоритмы оптимального оценивания радионавигационных параметров, адаптивные алгоритмы обработки сигналов при воздействии узкополосных помех.

В работе Шатилова А.Ю. [58] были синтезированы оптимальные алгоритмы комплексной обработки сигналов и информации радионавигационных и инерциальных систем.

В работе Тисленко В.И. [59] синтезирован многоальтернативный адаптивный алгоритм слежения за радионавигационными параметрами с применением методов нелинейной марковской фильтрации реализуемых набором фильтров Калмана, каждый из которых настроен на постоянный начальный радионавигационный параметр.

В работе Мешкова И.К. [60] предлагается применение голографического помехоустойчивого кодирования, обеспечивающего приём сигналов от множества спутников при слабом отношении сигнал-шум и позволяющего снизить погрешность позиционирования.

Psiaki M.L. в работе [61] предлагает нелинейную фильтрацию радионавигационных параметров в случае слабых сигналов.

Ziedan N.I. [62] также рассматривает нелинейную обработку радионавигационных сигналов, меняющихся в большом динамическом диапазоне.

В работе Petovello M.G. [63] рассматривается разработка различных приёмников сигналов СРНС (одноэтапных и двухэтапных), где особое внимание автор уделяет реализации набора фильтров Калмана в системе слежения за фазой

радионавигационных сигналов. При этом каждый фильтр настроен на различные начальные значения вектора состояния.

Схожий многоальтернативный подход есть и в работе Жука Я.С. [64] применяемый для слежения за радиолокационной целью, при котором синтезируется множество фильтров Калмана, каждый из которых настроен на различные манёвры цели и соответствующие им величины формирующего шума, задаваемые цепями Маркова с различными матрицами перехода. После оценивания на каждом шаге осуществляется аппроксимация компонент моногауссовым распределением.

Проведенный анализ работ по системам связи и навигации позволяет сделать вывод, что эти системы используют для передачи широкополосные сигналы со схожей для систем связи с кодовым разделением каналов (CDMA) и СРНС, структурой. Методы приёма и обработки этих сигналов опираются на единый математический базис и близкие по концепции научно-технические подходы, а алгоритмы обработки сигналов этих систем, в общем, оценивают одни и те же параметры (задержки, частоты, фазы и пр.). Однако так как к этим системам предъявляются разные требования, то и цели разработки методов и алгоритмов оценки параметров сигналов различны, что не позволяет решить обе задачи на базе одной системы.

### **1.3 Анализ основных направлений концепции информационного поля**

Совместное решение задач приема сигналов и позиционирования объектов можно в рамках концепции информационного поля, предложенной в отчете по НИР «Вихрь» [16]. В рамках этой концепции предполагается учитывать и анализировать всё многообразие объектов, сигналов и их параметров, образующее *информационное поле*, что позволяет в рамках единой системы осуществлять совместное решение широкого круга радиотехнических задач, используя единую методологию и общие научно-технические подходы.

В рамках этой концепции под информационным полем (ИП) понимается совокупность всех физических по природе сигналов (электрических, акустических, электромагнитных, оптических), существующих в определённой

области пространства, которая в реальном времени содержит информацию о потоках данных, характеристиках среды распространения, взаимодействии и расположении объектов поля (устройств системы связи с подвижными объектами).

Рассмотрим классификацию объектов по их отношению к ИП. В зависимости от наличия собственного излучения в анализируемой полосе частот объекты ИП могут быть разделены на активные и пассивные. Под активными следует понимать объекты, которые излучают сигналы с мощностью выше уровня собственных шумов, а под пассивными – все остальные. В зависимости от возможности передвижения объекты ИП могут быть разделены на фиксированные и подвижные. В зависимости от функционального назначения объекты ИП могут быть разделены на «свои», «чужие» и «сторонние». Под «своими» понимаются объекты, которые принадлежат системе, работающей в ИП. Под «чужими» понимаются объекты, которые преследуют цели извлечения информации о «своих» объектах, постановки помех и так далее. Под «сторонними» понимаются объекты, которые также участвуют в формировании ИП, но не получают из него информации и не входят в систему, работающую в ИП. Классификация объектов на примере систем связи с подвижными объектами рассмотрена на рисунке 1.1.

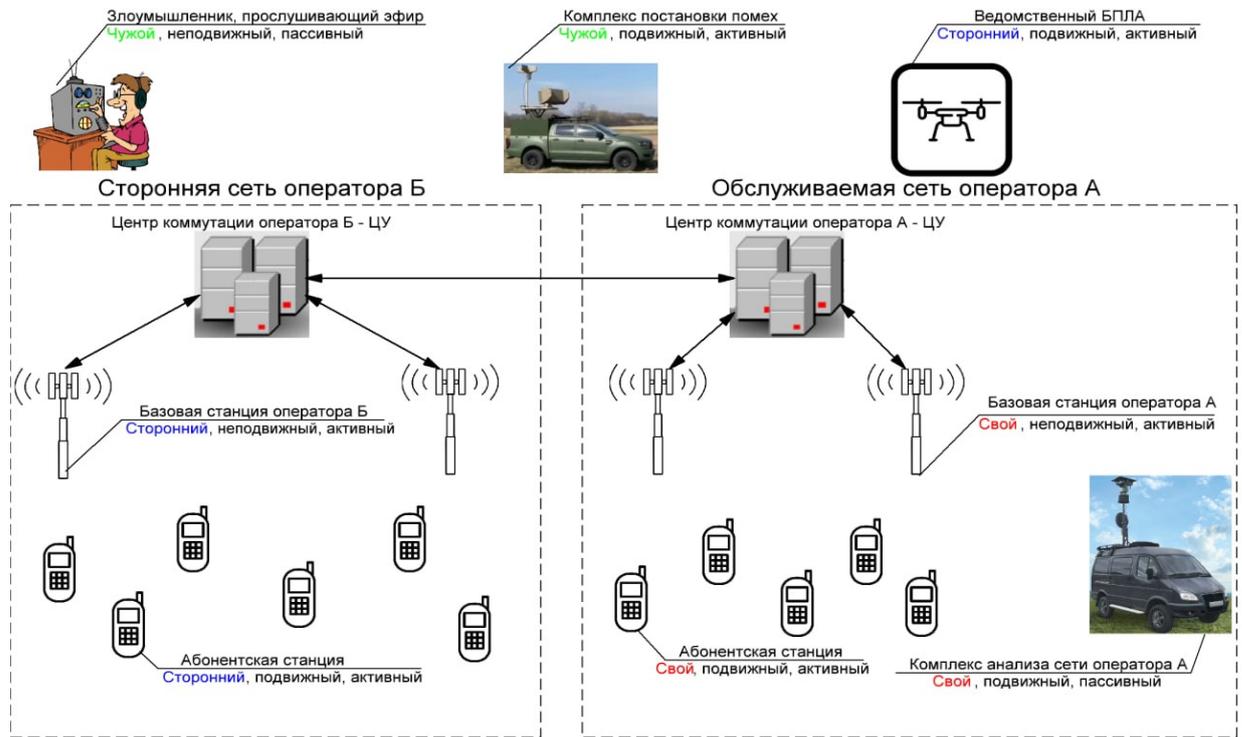


Рисунок 1.1 – Пример классификации объектов ИП для систем связи с подвижными объектами

На основе приведённой классификации можно сделать вывод, что ИП создаётся как подвижными, так и фиксированными активными «своими» и «сторонними» объектами в интересах «своих» как подвижных, так и фиксированных активных и пассивных объектов.

К настоящему времени был проведён ряд работ, посвящённых решению частных задач на основе обработки сигналов ИП. Применительно к задачам локации в работе Ginolhas. G. [65] была показана возможность пассивной локации летательных аппаратов (ЛА) по сигналам ИП, формируемого «сторонними» объектами, – передатчиками FM - радиостанций. В работе Горячкина О.В. [66] показана возможность построения рельефа местности с учётом застройки по сигналам ИП, также формируемого «сторонними» объектами – системами ТВ-вещания. В работе Закирова Э.И. [20] показана возможность пассивной локации фиксированных объектов по широкополосным сигналам систем ИП, создаваемого «своими» объектами, в ультразвуковом диапазоне. Применительно к задачам навигации в работе Васильева Д.В. [67] решается задача посадки ЛА в условиях необорудованных площадок и побережий путём формирования ИП сигналами

оптического диапазона. Также на основе концепции ИП в работе Спириной Е.А. [68] решается задача снижения потока внутрисистемных помех и уменьшения неопределённости сигнально-помеховой обстановки в радиосистемах передачи информации.

Анализ существующих в столь малом количестве работ, посвящённых решению частных задач обработки сигналов ИП, не позволяет ответить на вопрос о возможности решения задач связи и навигации в рамках единой системы, поскольку в работах отсутствуют статистические данные о сигналах, формирующих ИП, и их параметрах. Следовательно, в первую очередь, необходима реализация стенда для исследования сигналов ИП, что позволит оценить указанные характеристики, а далее перейти к разработке технически реализуемых алгоритмов.

#### **1.4 Модификация модели сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП**

Рассмотрим систему, работающую в ИП, которая согласно [16] в некоем околоземном пространстве включает  $N$  объектов, расположенных в точках  $P^n$  с координатами  $(x^n(t), y^n(t), z^n(t))$ . Среди этих объектов выделим  $N^A$  активных объектов, которые излучают сигналы, формирующие ИП. Пусть в момент времени  $t$  активный объект с номером  $n^A$  расположен в точке пространства  $P^{n^A}$  с координатами  $(x^{n^A}(t), y^{n^A}(t), z^{n^A}(t))$ ,  $n^A = \overline{1, N^A}$  и передает информационный вектор  $\vec{d}^{n^A}$  посредством сигнала  $S^{n^A}(t, \vec{d}^{n^A})$ . Тогда в этот момент времени сигнал  $U(t, P^n)$  в точке расположения  $n$ -го объекта  $P^n$  с учётом свойств радиоканала и возможности распространения по  $N^B$  лучам, является суперпозицией сигналов всех активных объектов (1.1):

$$U(t, P^n) = \sum_{n^A=1}^{N^A} \sum_{n^B=1}^{N^B} K^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\}) \cdot S^{n^A}(t - \tau^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\}), \vec{d}^{n^A}) + n(t, P^n), \quad (1.1)$$

где  $K^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  и  $\tau^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  – коэффициент потерь и задержка при распространении сигнала от  $n^A$ -го активного объекта до точки расположения  $n$ -го

объекта  $P^n$ , с учетом влияния всего множества объектов  $\{P^N\} = \{P^1, P^2, \dots, P^N\}$ , а  $n(t, P^n)$  – шумовой процесс в точке расположения  $n$ -го объекта.

Для извлечения передаваемой информации из сигнала  $U(t, P^n)$  необходимо оценивать значения  $K^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  и  $\tau^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$ . Важно понимать, что определение  $K^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  и  $\tau^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  позволяет получить от них большое множество производных параметров как о самих сигналах, так и об области пространства, в которой распространялся сигнал, и объектах, находящихся в ней.

Поскольку в этой работе решается задача совместного приёма и определения местоположения, то будем анализировать только прямой луч, поскольку время прихода остальных лучей зависит не только от расстояния между  $P^{n^A}$  и  $P^n$ . Тогда в точке расположения объекта  $P^n$  выражение (1.1) преобразуется следующим образом (1.2):

$$U_k(t, P^n) = \sum_{n^A=1}^{N^A} K(P^n, P^{n^A} | \{P^N\}) \cdot S_k^{n^A}(t - \tau^{n^A n}) + n(t, P^n). \quad (1.2)$$

В реальных каналах связи учёт многолучевого распространения сигналов осуществляется с помощью Rake-приёмника [69], в котором реализуется корреляционный приём с набором сдвинутых по времени, относительно времени прихода прямого (основного) луча, сигналов, что позволяет учесть отражённые от окружающих объектов лучи.

В работе предлагается решение навигационной задачи по взвешенным по амплитуде оценкам сигналов, что позволяет снизить влияние сигналов активных объектов, прямой луч которых не принимается, на определение навигационных параметров. Полученные оценки координат предлагается использовать для коррекции времени прихода основного луча, отсутствующего в текущий момент времени, таким образом, приём отражённых сигналов не будет прерывать сеанс связи и ухудшать качество оценки координат.

При приёме сигнала  $U_k(t, P^n)$   $n$ -го объекта проводится аналогово-цифровое преобразование принятого сигнала на интервале приёма  $k$ -го кодового символа с периодом дискретизации  $T_d$ , в результате которого формируется вектор отсчетов  $\vec{u}_k^n = (U_k(0, P^n), U_k(T_d, P^n), \dots, U_k(T - T_d, P^n))$ .

### 1.5 Разработка стенда для исследования сигналов ИП

Для разработки стенда необходимо решить следующие задачи:

1. Выбор технологии передачи информации.
2. Анализ и выбор метода определения местоположения «своих» объектов.
3. Разработка структурной схемы устройства формирования ИП.
4. Разработка структурных схем устройств приёма и обработки сигналов ИП.
5. Анализ динамики изменения параметров сигналов систем, работающих в ИП.

#### 1.5.1 Выбор технологии передачи информации

Исходя из анализа технологий, используемых как в СРНС, так и в системах связи с подвижными объектами, очевидно, что в разрабатываемом стенде необходимо применять технологию прямого расширения спектра с кодовым разделением каналов. Также важным достоинством систем, применяющих эту технологию, является синхронный режим работы, что значительно упрощает определение  $\tau^{n^B}(P^n, P^{n^d} | \{P^N\})$  по сравнению с асинхронными системами.

Важно отметить, что на стенде возможно применить и другие технологии передачи информации, такие как OFDM, OFDMA, FHSS, LoRa и прочие. Ключевыми отличиями этих технологий является отсутствие выделенного, не передающего информацию, пилот-канала, позволяющего непрерывно оценивать параметры сигнала, и асинхронность работы узлов связи, требующая применения дополнительных устройств синхронизации всей системы.

Оценка параметров сигнала возможна, как минимум, по полю преамбулы [70] (для любой из приведённых технологий). В таком случае значимо

увеличивается минимально возможный интервал стационарности – участок времени, между периодами передачи преамбулы, на котором сигнальные и навигационные параметры можно считать постоянными, что накладывает ограничения на максимально возможную скорость перемещения объекта.

Для уменьшения интервала стационарности предлагается в системах связи, использующих технологию OFDM или OFDMA, на основе информации, передаваемой в служебных каналах физического уровня [71 – 77] осуществлять демодуляцию и декодирование принятых сигналов для последующего «обратного» кодирования и модуляции с целью получения опорного сигнала для оценивания параметров принятого. Этот метод значительно усложняет алгоритмы работы устройств приёма подвижного объекта и в то же время позволяет сократить минимально возможный интервал стационарности до длительности OFDM-символа.

При применении технологий, используемых для «Интернета вещей», таких как (LoRa, BLE, 802.15.4 и других) важно учитывать, что эти технологии предполагают работу устройств в полудуплексном режиме с использованием механизмов распределения доступа к среде, таких как CSMA-CA [78], что значительно увеличивает минимально возможный интервал стационарности. Необходимо отметить, что применение данных технологий потребует и увеличения объёма передаваемой информации, необходимой для решения навигационной задачи – координатах объектов, формирующих ИП, системное время и пр. – в то время, когда эти параметры уже заложены в выбранную технологию прямого расширения спектра с кодовым разделением каналов.

### **1.5.2 Анализ и выбор метода определения местоположения «своих» объектов**

Поскольку разрабатываемый стенд должен имитировать работу систем связи с подвижными объектами подразумевается, что активные и пассивные объекты находятся в околоземном пространстве, в пределах которого кривизной подстилающей поверхности можно пренебречь. Тогда для определения координат объектов целесообразно использовать аффинную систему координат.

Информация о  $\tau^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  и разности системного времени и времени объекта позволяют однозначно определить объекту (при наличии прямой видимости) дальность, а информация об изменении  $\tau^{n^B}(P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  во времени позволяет определить объекту скорость сближения между объектами  $n^A$  и  $n$ . В связи с этим для определения местоположения логично применить псевдодальномерный или радиально-скоростной метод, учитывая, что в любой момент времени на вход приёмника поступает сигнал от 4 и более активных объектов. Важно отметить, что применение радиально-скоростного метода требует определения координат объекта в начальный момент времени – в данном случае с помощью псевдодальномерного метода. Здесь и далее для упрощения будем рассматривать решение навигационной задачи в двумерном пространстве: считаем, что все объекты ИП расположены на одной высоте.

### 1.5.3 Разработка структурной схемы устройства формирования ИП

Стенд формирует сигналы ИП, используя технологию прямого расширения спектра с кодовым разделением, при которой каждый активный объект формирует  $M$  каналов: канал пилот-сигнала, канал синхронизации и каналы трафика. По каналу пилот-сигнала информация не передается. По каналу синхронизации  $n^A$ -й объект, расположенный в точке  $P^{n^A}$ , передает информацию о системном времени, своем номере и своих координатах. По каналам трафика передаются произвольные данные. Таким образом,  $n^A$ -й объект на длительности  $k$ -го кодового символа  $T$  передает информационные символы  $d_{km}^{n^A}$ , образующие вектор  $\vec{d}_k^{n^A}$ .

Каждый информационный символ  $m$ -го канала  $d_{km}^{n^A}$  подвергается BPSK манипуляции, на выходе которой формируется биполярная величина  $\hat{d}_{km}^{n^A}$ , причём для канала пилот-сигнала  $\hat{d}_{k1}^{n^A} = 1$ . Далее  $\hat{d}_{km}^{n^A}$  кодируется путём умножения на биполярный сигнал последовательности Уолша  $W_m^{n^A}(t)$ , сформированный путём

ВPSK манипуляции соответствующей последовательности. Таким образом, при канальном кодировании формируется сигнал  $b_k^{n^A}(t) = \sum_{m=1}^M \hat{d}_{km}^{n^A} \cdot W_m^{n^A}(t)$ .

Формирование пилот-сигналов  $\psi_I^{n^A}(t)$ ,  $\psi_Q^{n^A}(t)$  осуществляется путём умножения синфазной  $\hat{\psi}_I^{n^A}(t)$  и квадратурной  $\hat{\psi}_Q^{n^A}(t)$  пилот-последовательностей на  $\cos(\omega \cdot t)$  и  $\sin(\omega \cdot t)$  соответственно.

Передаваемый  $n^A$ -м объектом сигнал  $S_k^{n^A}(t)$  на длине формирования  $k$ -го кодового символа образуется путем умножения  $b_k^{n^A}(t)$  на синфазные и квадратурные пилот-сигналы  $\psi_I^{n^A}(t)$  и  $\psi_Q^{n^A}(t)$  согласно выражению (1.3):

$$S_k^{n^A}(t) = b_k^{n^A}(t) \cdot (\psi_I^{n^A}(t) + \psi_Q^{n^A}(t)). \quad (1.3)$$

На рисунке 1.2 представлена структурная схема устройства формирования ИП.

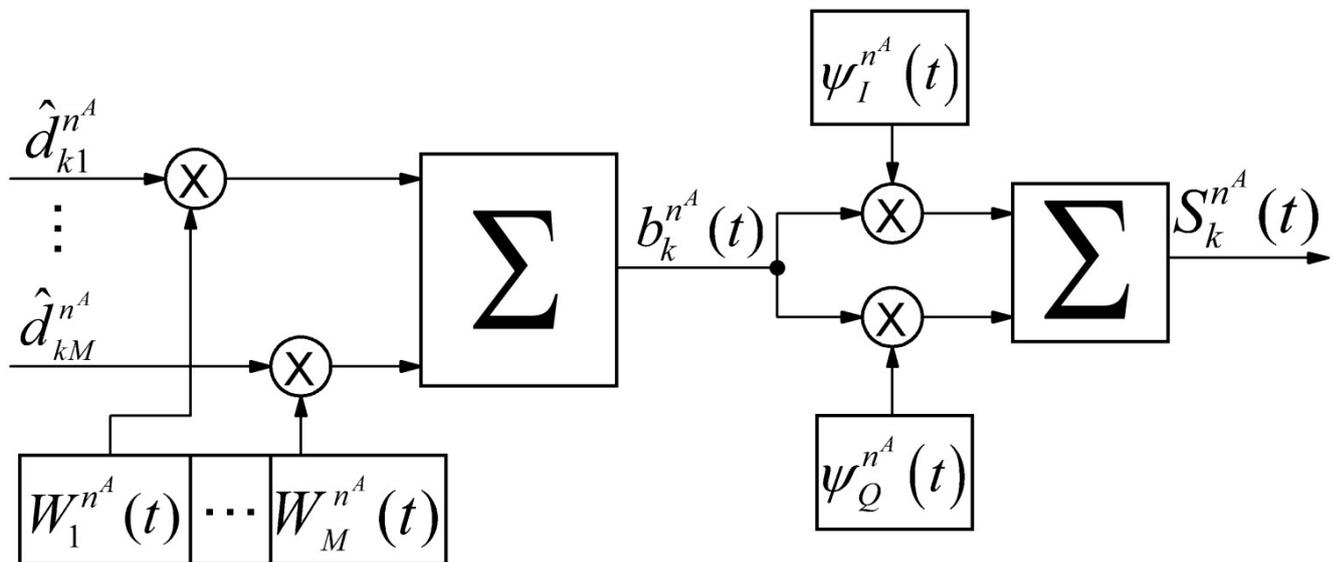


Рисунок 1.2 – Структурная схема устройства формирования сигнала  $n^A$ -го объекта.

#### 1.5.4 Разработка структурных схем устройств приёма и обработки сигналов

##### ИП

Устройство приёма и обработки сигналов ИП состоит из двух ключевых элементов: блока поиска и блока синхронного приёма и обработки данных.

Задачей блока поиска является обнаружение сигналов активных объектов. Для обнаружения сигнала  $n^A$ -го объекта и синхронизации с ним необходимо определить задержку пилот-сигнала, зависящую от задержки при распространении сигнала от  $n^A$ -го объекта до точки расположения  $n$ -го объекта  $P^n$  и номера  $n^A$ -го объекта. Для этого находится максимум дискретной взаимной корреляционной характеристики  $R^{n^A}(r)$  входного вектора отсчётов  $\vec{u}_k^n$  и сгенерированных векторов отсчетов пилот-сигнала, задержанных на  $r$  отсчетов,  $\vec{\psi}_{krI}^{n^A}$ ,  $\vec{\psi}_{krQ}^{n^A}$  методом перебора. Значение  $R^{n^A}(r)$  вычисляется как скалярное произведение векторов  $\vec{u}_k^n$  и  $\vec{\psi}_{krI}^{n^A}$ ,  $\vec{\psi}_{krQ}^{n^A}$  (1.4):

$$r^{n^A} = \arg \max_{r = \left( \frac{T^{n^A}}{T_d} \right), \left( \frac{T^{(n^A+1)}}{T_d} - \Omega \right)} R^{n^A}(r), \quad (1.4)$$

где  $R^{n^A}(r) = \left( \vec{u}_k^n \cdot \vec{\psi}_{krI}^{n^A} \right)^2 + \left( \vec{u}_k^n \cdot \vec{\psi}_{krQ}^{n^A} \right)^2$ ,

$$\vec{\psi}_{krI}^{n^A} = \left( \psi_I^{n^A}(T \cdot k - r \cdot T_d), \psi_I^{n^A}(T \cdot k + T_d - r \cdot T_d), \dots, \psi_I^{n^A}(T \cdot (k+1) - T_d - r \cdot T_d) \right),$$

$$\vec{\psi}_{krQ}^{n^A} = \left( \psi_Q^{n^A}(T \cdot k - r \cdot T_d), \psi_Q^{n^A}(T \cdot k + T_d - r \cdot T_d), \dots, \psi_Q^{n^A}(T \cdot (k+1) - T_d - r \cdot T_d) \right),$$

$T^{n^A}$  – величина начальной задержки пилот-сигнала  $n^A$ -го объекта,

$T^{n^A+1}$  – величина начальной задержки пилот-сигнала  $(n^A+1)$ -го объекта,

$\Omega$  – ширина корреляционной характеристики в отсчётах.

Структурная схема блока поиска сигнала  $n^A$ -го объекта приведена на рисунке 1.3.

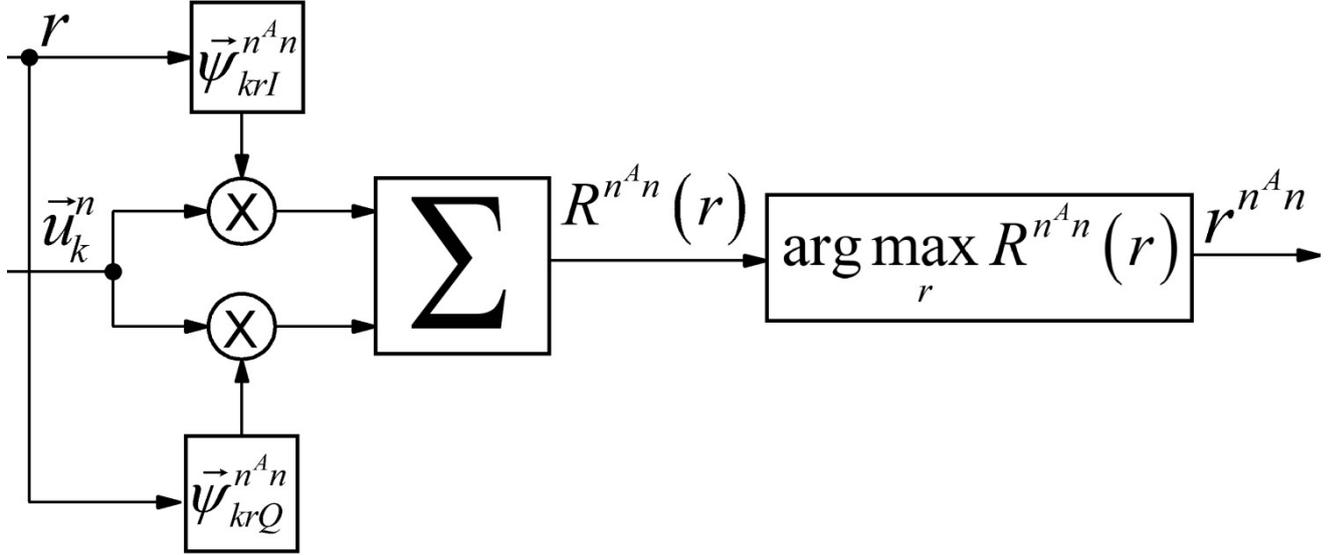


Рисунок 1.3 – Структурная схема блока поиска сигнала  $n^A$ -го объекта

Задачей блока синхронного приёма и обработки данных является извлечение канальных сигналов и информационных символов. После определения задержки пилот-сигнала  $r^{n^A n}$  осуществляется получение оценок манипулированных информационных символов  $\tilde{d}_{km}^{n^A}$  (1.5):

$$\tilde{d}_{km}^{n^A} = \left[ \left( \left( \vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{n^A n} I}^{n^A n} \right) \cdot \vec{W}_{kr^{n^A n} m}^{n^A} \right) + j \left( \left( \vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{n^A n} Q}^{n^A n} \right) \cdot \vec{W}_{kr^{n^A n} m}^{n^A} \right) \right] \cdot \exp(-j\varphi_k^{n^A}), \quad (1.5)$$

где  $\vec{W}_{kr^{n^A n} m}^{n^A} = \left( W_m^{n^A}(T \cdot k - r^{n^A n} \cdot T_D), W_m^{n^A}(T \cdot k + T_D - r^{n^A n} \cdot T_D), \dots, W_m^{n^A}(T \cdot (k+1) - T_D - r^{n^A n} \cdot T_D) \right)$ ,

$\varphi_k^{n^A} = \arctan \left( \frac{\left( \vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{n^A n} Q}^{n^A n} \right) \cdot \vec{W}_{kr^{n^A n} 1}^{n^A}}{\left( \vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{n^A n} I}^{n^A n} \right) \cdot \vec{W}_{kr^{n^A n} 1}^{n^A}} \right)$  – фаза принятого сигнала, а  $\vec{W}_{kr^{n^A n} 1}^{n^A}$  – вектор

отсчётов последовательности Уолша канала пилот-сигнала.

Результатом деманипуляции оценок  $\tilde{d}_{km}^{n^A}$  будут информационные символы  $\tilde{d}_{km}^{n^A}$ , образующие вектор  $\vec{d}_k^{n^A}$ , декодирование которого позволяет определить разность часов системы и часов  $n^A$ -го объекта  $\Delta\tau$ , номер  $n^A$ -го объекта, координаты  $n^A$ -го объекта  $P^{n^A}$ , величина начальной задержки пилот-сигнала  $n^A$ -го объекта  $T^{n^A}$ , данные, передаваемые в информационных каналах.

Структурная схема блока синхронного приёма и обработки данных представлена на рисунке 1.4.

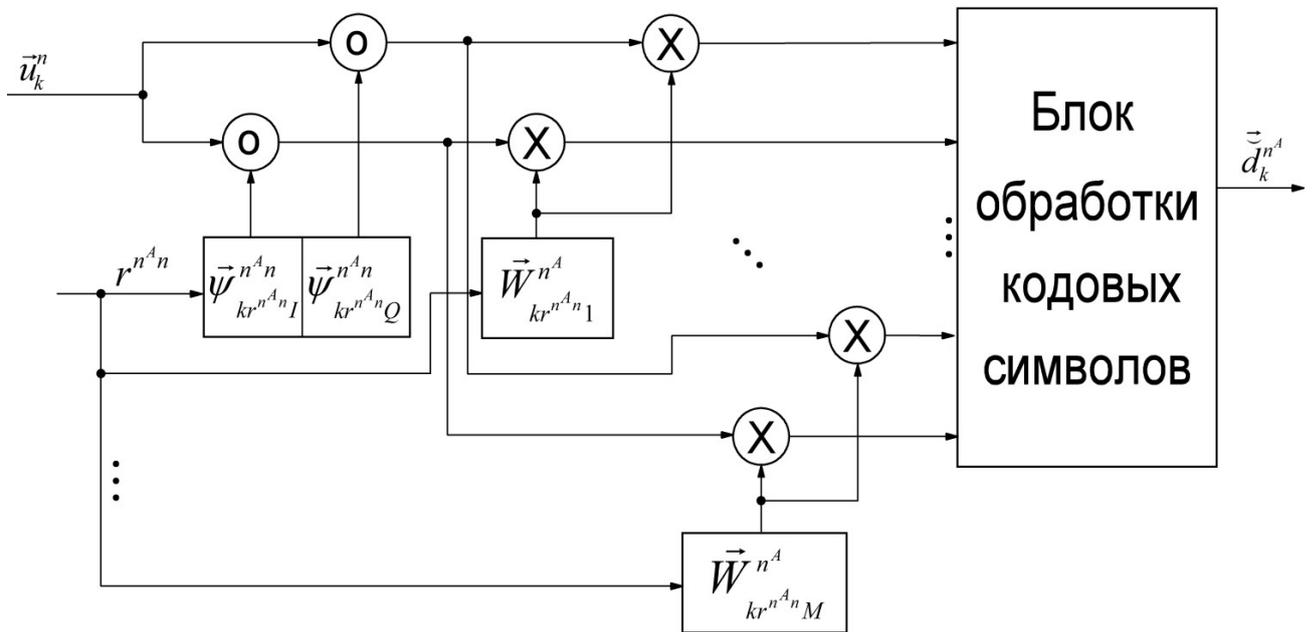


Рисунок 1.4 – Структурная схема блока синхронного приёма и обработки данных

Для анализа характеристик сигналов разработанного стенда, работающего в ИП, будем использовать вектор входных отчётов  $\vec{u}_k^n$ , квадратурные составляющие канала пилот-сигнала  $(\vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{n^A n} Q}^{n^A n}) \cdot \vec{W}_{kr^{n^A n 1}}^{n^A}$ ,  $(\vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{n^A n} I}^{n^A n}) \cdot \vec{W}_{kr^{n^A n 1}}^{n^A}$  и вектор информационных символов  $\vec{d}_k^{n^A}$ .

### 1.5.5 Анализ динамики изменения параметров сигналов систем, работающих в ИП

Определение динамики изменения указанных ранее параметров является важной задачей для построения адекватной модели сигнально-помеховой обстановки. Для оценки параметров сигналов в системах связи с подвижными объектами эффективно используются методы нестационарной фильтрации [79], основанные на теории марковских процессов, в которых параметры сигналов представляются элементами гауссово-марковских нестационарных последовательностей, применяющих для описания нестационарности канала

связи методы линейного предсказания, основанные на математическом аппарате авторегрессии [9].

Для оценки возможности применения методов линейного предсказания для описания динамики каналов широкополосных систем связи с подвижными объектами необходимо первоначально получить оценки манипулированных информационных символов канала пилот-сигнала  $\vec{A}_k^n$  с учётом коэффициентов потерь  $K(P^n, P^{n'} | \{P^N\})$  методом наименьших квадратов (1.6):

$$\delta(\vec{A}_k^n) = \overline{(\vec{I}Q_k^n - \mathbf{h}_k \vec{A}_k^n)^2} \rightarrow \min, \quad (1.6)$$

где

$$\vec{I}Q_k^n = \left( (\vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{1^A n I}}^{1^A n}) \cdot \vec{W}_{kr^{1^A n I}}^{1^A}, (\vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{1^A n Q}}^{1^A n}) \cdot \vec{W}_{kr^{1^A n I}}^{1^A}, (\vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{2^A n I}}^{2^A n}) \cdot \vec{W}_{kr^{2^A n I}}^{2^A}, \dots, (\vec{u}_k^n \circ \vec{\psi}_{kr^{N^A n Q}}^{N^A n}) \cdot \vec{W}_{kr^{N^A n I}}^{N^A} \right)$$

– вектор квадратурных составляющих канала пилот-сигнала,  $\vec{A}_k^n$  – вектор оценок квадратурных составляющих канала пилот-сигнала, связанный с вектором  $\vec{I}Q_k^n$  матрицей коэффициентов потерь  $\mathbf{h}_k$ .

Далее проводится проверка эффективности оценки параметров сигналов на основе уравнения авторегрессии  $m$ -го порядка (1.7):

$$\vec{A}_k^n = \sum_{l=1}^m \mathbf{B}_l \vec{A}_{k-l}^n + \vec{n}_k^n, \quad (1.7)$$

где  $\mathbf{B}_l$  –  $l$ -ая матрица предсказания,  $\vec{n}_k^n$  – вектор отсчётов белого гауссова шума.

Для проверки эффективности применения модели (1.7) необходимо произвести оценку матриц предсказания  $\mathbf{B}_l$  и параметров относительной погрешности оценки  $\delta_k$ . Матрицы предсказания определяются на основе критерия минимума среднеквадратического отклонения [80] (1.8):

$$\mathbf{B}_l = \left( \sum \vec{A}_k^n \cdot \vec{A}_k^{nT} \right)^{-1} \sum \vec{A}_k^n \cdot \vec{A}_{k-l}^{nT}. \quad (1.8)$$

Далее определяется относительная погрешность оценки в процентах [9] (1.9):

$$\delta_k = \frac{\sqrt{M \left\{ \vec{A}_k^n - \sum_{l=1}^m \mathbf{B}_l \vec{A}_{k-l}^n \right\}}}{\sqrt{M \left\{ \left( \vec{A}_k^n \right)^2 \right\}}} \cdot 100\%, \quad (1.9)$$

где  $M \{ \bullet \}$  – обозначение математического ожидания.

## 1.6 Основные результаты и краткие выводы по главе 1

1. Проведен анализ технологий, методов приёма и обработки сигналов в системах связи с подвижными объектами и в СРНС, показавший, что системы используют схожие по структуре сигналы – в случае применения технологии прямого расширения спектра, а алгоритмы обработки сигналов этих систем, в общем, оценивают одни и те же параметры, используя единый математический базис.

2. Представлены достоинства применения концепции ИП для решения задач совместного приёма и позиционирования по сигналам систем связи с подвижными объектами.

3. Модифицирована модель сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, обеспечивающая адекватную оценку расстояния между объектами.

4. Разработан стенд для исследования сигналов ИП, включающий устройства формирования сигналов ИП, блоки поиска сигналов и блоки синхронного приёма и обработки данных, и соответствующие им аналитические выражения и структурные схемы. Приведены выражения для анализа динамики изменения параметров.

## **ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И РЕАЛИЗУЮЩЕГО ИХ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО ПРИЁМА И ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПО СИГНАЛАМ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ, РАБОТАЮЩИХ В ИНФОРМАЦИОННОМ ПОЛЕ**

Основной задачей второй главы является разработка методов и алгоритма совместного приёма и позиционирования, реализуемых на разработанном стенде. Представлена разработка приёмника с позиционированием неподвижного объекта, описаны особенности приёма и позиционирования в случае подвижных объектов, с учётом которых, на базе проведённого в главе 1 анализа работ выбрана модель в соответствии с которой и разработаны указанные методы и алгоритм оценки сигнальных и навигационных параметров.

В разделе 2.1 на базе разработанного стенда реализован приёмник с позиционированием неподвижных объектов псевдодальномерным методом.

В разделе 2.2 описаны особенности оценки сигнальных и навигационных параметров в случае подвижных объектов. Обоснован выбор следящей системы за сигнальными параметрами и выбор ММ-ПГ модели [9] для оценки параметров сигналов, позволяющей наряду с другими моделями осуществлять совместную обработку сигналов, учитывать движение объектов и их динамику и обеспечивающей ограничение количества компонент с переменными параметрами за счёт учёта конечной истории. Описаны уровни ММ-ПГ модели и её ограничения.

В разделе 2.3 представлено формирование множества гипотез, необходимых для задания ММ-ПГ модели и разработан критерий, согласно которому выбирается количество гипотез, различающихся азимутальным направлением движения объекта.

В разделе 2.4 описаны выражения измерений сигналов, синтезирован компонентный уровень ММ-ПГ модели, в котором для оценивания параметров элементарных компонент реализуется набор векторных фильтров Калмана,

каждый из которых настроен на скорость и движение по соответствующему азимутальному углу.

В разделе 2.5 синтезирован смешивающий уровень ММ-ПГ модели, в котором оцениваются априорные вероятности элементарных компонент с учётом переходной матрицы, а также представлены выражения для аппроксимации параметров элементарных компонент с истекшей историей и выражения для вычисления итоговой оценки, используемой далее для оценки сигнальных и навигационных параметров.

В разделе 2.6 приведены оценки сигнальных параметров при начальной синхронизации и последующем этапе работы. Обосновано, что применение псевдодальномерного метода для оценки координат подвижных объектов при замираниях сигнала в случае коррекции дальности по оценкам фазы ведёт к срыву слежения за навигационными параметрами. В соответствии с этим осуществляется переход к радиально-скоростному методу для оценки координат подвижных объектов. Описан метод решения навигационной задачи фильтрационным алгоритмом, реализуемым расширенным фильтром Калмана. С учётом возможных замираний сигнала предложено использовать полученные оценки координат для коррекции времён задержек опорных пилот-сигналов в приёмнике, что обосновывается применением взвешенных измерений, используемых при решении навигационной задачи, веса которой учитывают амплитуду и шум сигналов объектов, формирующих ИП. Полученный метод оценки коррекции времён задержки наглядно демонстрирует исходя из принципов концепции ИП необходимость совмещения задачи связи и позиционирования, что позволяет бороться с замираниями сигнала и отражено в результатах эксперимента в главе 3. Далее приведены выражения коррекции матриц предсказания на основе полученных оценок проекций скоростей, что также демонстрирует совместное решение задачи связи и позиционирования.

В разделе 2.7 приведён метод оценки матрицы дисперсии шума измерения и матрицы дисперсии формирующего шума для объединённых компонент.

В разделе 2.8 приведён алгоритм, реализующий разработанные методы оценки сигнальных и навигационных параметров по ССПО, работающих в ИП.

Результаты исследований, описанные в этой главе, отражены в работах автора [17 – 19, 81].

### 2.1 Определение местоположения неподвижного объекта

Дальности от  $n^A$ -х объектов до  $n$ -го объекта  $D^{n^A n}$  вычисляются в дискриминаторе по значениям разности часов системы и часов  $n$ -го объекта  $\Delta\tau$ , начальной задержки пилот-сигнала  $n^A$ -го объекта  $T^{n^A}$  и задержки пилот-сигнала  $r^{n^A n}$  в соответствии с выражением (2.1).

$$D^{n^A n} = v_\lambda \cdot \left( r^{n^A n} + \frac{\Delta\tau - T^{n^A}}{T_d} \right), \quad (2.1)$$

где  $v_\lambda$  – скорость распространения волны в среде.

Поскольку для разработанного стенда выбрана технология прямого расширения спектра с кодовым разделением каналов, то все системы, использующие данную технологию оснащены приёмниками СРНС с выводом 1PPS [82], обеспечивающим точность настройки системного времени в десятки наносекунд [83], позволяющую считать, что все БС работают в едином системном времени, т.е. использовать единое значение величины  $\Delta\tau$ . В случае применения прочих технологий (рассмотренных в разделе 1.5.1) требуется применение дополнительных узлов сети, обеспечивающих аналогичную точную синхронизацию.

Информация о координатах объектов  $P^{n^A}$  извлекается при декодировании канала синхронизации. Координаты точки  $P^n$  определяются с помощью критерия минимума среднеквадратического отклонения с использованием регуляризации по Тихонову [84](2.2):

$$P^n = \arg \min_{P^n} \left( \sqrt{(x^{n^A} - x^n)^2 + (y^{n^A} - y^n)^2 + v_\lambda \Delta\tau - D^{n^A n}} \right)^2 \quad (2.2)$$

Структурная схема приёмника с позиционированием по сигналам ИП представлена на рисунке 2.1.

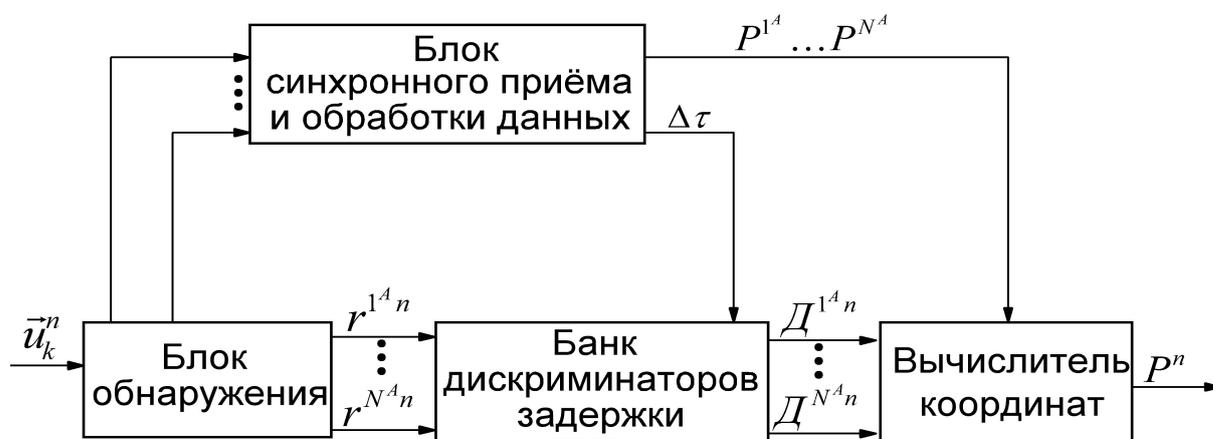


Рисунок 2.1 – Структурная схема приёмника с позиционированием  $n$ -го неподвижного объекта по сигналам ИП

Разработка и экспериментальная проверка работоспособности стенда для исследования сигналов ИП с возможностью позиционирования рассмотрена в [18, 19].

## 2.2 Особенности обработки сигналов подвижных объектов

В реальных системах связи с подвижными объектами  $n$ -е объекты являются подвижными, поэтому значения  $r^{n^A n}$ , а следовательно, и все прочие рассмотренные сигнальные и навигационные параметры становятся переменными величинами, т.е. необходимо определять их значения на интервале приёма каждого кодового символа. Как в беспроводных системах связи, так и в СРНС зачастую для оценки указанных параметров используют не сам сигнал  $U(t, P^n)$  или  $\vec{u}_k^n$ , а его квадратуры [9, 54] – результат свёртки на интервале приёма кодового символа с набором пилот-сигналов  $\vec{\psi}_{kr^{n^A n} Q}^{n^A n}, \vec{\psi}_{kr^{n^A n} I}^{n^A n}$ , известных на приёмной стороне и использующихся для обнаружения сигнала  $n^A$ -го объекта.

Для решения задачи существует два базовых метода:

1. Непрерывное определение  $r^{n^A n}$  на всём интервале их возможных значений с последующей оценкой сигнальных и навигационных параметров, что

приводит к согласованной фильтрации [38] и влечёт за собой многократное увеличение требуемых вычислительных ресурсов.

2. Отслеживание на каждом интервале приёма изменения  $r^{n^A n}$  после его первоначального оценивания, что эффективно применяется при приёме сигналов СРНС [54].

В связи с принципиально меньшими требуемыми вычислительными ресурсами далее будем рассматривать только второй метод.

Отслеживание величины  $r^{n^A n}$  осуществляется путём оценки приращения этой величины. Ввиду возможных быстрых замираний в канале систем связи с подвижными объектами уровень сигнала объекта  $n^A$  может резко снижаться на входе приёмника объекта  $n$  в течение некоторого количества, что вызовет накопление ошибки оценки  $r^{n^A n}$  при оценивании  $r^{n^A n}$  по сигнальным параметрам. В связи с этим в работе предлагается оценивать изменение  $r^{n^A n}$  по эквивалентным изменениям координат  $P^n$ , а в качестве измерений для оценок координат использовать скорости сближения, т.е. применять для определения местоположения радиально-скоростной метод, используя псевдодальномерный метод, рассмотренный в разделе 2.1, для определения  $P^n$  в начальный момент времени.

Для отслеживания текущих значений используются «точные» квадратуры – результат свёртки (на интервале приёма) входного сигнала с пилот-сигналами, а для оценки их изменения используются «ранние» и «поздние» квадратуры – результат свёртки (на интервале приёма) входного сигнала с пилот-сигналами, опережающими и запаздывающими соответственно по времени относительно пилот-сигнала, использующегося для вычисления «точных» квадратур [54].

В современных системах связи с подвижными объектами сигналы  $S^{n^A}(t, \vec{d}^{n^A})$  передаются непрерывно и одновременно. Поскольку частотный ресурс в таких системах ограничен, то на входе приёмника сигналы от разных активных объектов и соответственно их квадратуры будут взаимно влиять друг на друга, создавая поток внутрисистемных помех [14]. Для борьбы с внутрисистемными

помехами эффективно применяются методы совместного приёма и оценивания-разрешения сигналов, реализуемые алгоритмами векторной обработки [49]. Поскольку  $n$ -й объект является ещё и подвижным – необходимо применять векторный квадратурный нестационарный следящий фильтр – в простейшем случае фильтр Калмана (ФК) [41]. Так как объект может осуществлять динамичное движение по случайной траектории, то применение лишь одного ФК требует значительного увеличения дисперсии формирующего шума, что приводит к увеличению погрешности фильтрации. Следовательно, необходима реализация набора векторных ФК с различными предсказаниями, что позволяет значительно уменьшить дисперсию формирующего шума, обеспечивая повышение точности оценивания квадратур и, следовательно, точность оценивания сигнальных и навигационных параметров.

Последовательное применение набора векторных ФК с различными предсказаниями приводит к полимарковским моделям, порождающим алгоритмы с показательной вычислительной сложностью во времени [9].

Другое применение многоальтернативного подхода при построении следящего контура СРНС рассматривалось, например, в работе [59], где предлагается реализация набора сигма-точечных ФК, каждый из которых настроен на уникальное значение параметра, каждый из которых считается постоянными на длительном интервале времени (десятки мс.). Результирующая оценка в данной системе формируется взвешенным суммированием оценок, весовыми коэффициентами которых являются апостериорные вероятности. Авторами отмечается, что для достижения требуемой точности необходимо увеличивать число каналов оценивания – количество ФК.

Также применение многоальтернативного подхода рассмотрено в [64]. В работе синтезирован алгоритм слежения за радиолокационной целью, для которой применяется множество фильтров Калмана, каждый из которых настроен на различные манёвры цели и соответствующие им величины формирующего шума, задаваемые цепями Маркова с различными матрицами перехода. После оценивания на каждом шаге осуществляется аппроксимация компонент

моногауссовым распределением. В случае же наземных систем связи с подвижными объектами длительность интервала приёма сравнима с длительностью интервала стационарности, поэтому применение моногауссовых моделей не позволяет эффективно проводить оценивание сигнальных и навигационных параметров, поскольку при малых скоростях движения разница в изменениях квадратур за один интервал предсказания может оказаться недостаточной для достоверной оценки указанных параметров. Решение этой проблемы осуществляется путём введения множества элементарных компонент, т.е. перехода к полигауссовой модели.

В развитии многоальтернативных подходов решение указанных проблем для систем связи привело к синтезу ММ-ПГ модели [9], применение которой обеспечивает ограничение количества компонент с переменными параметрами за счёт учёта конечной истории.

Рассмотрим применение ММ-ПГ модели для случая совместного приёма и позиционирования объектов по сигналам ИП.

Как и любая полигауссова модель, ММ-ПГ модель подразумевает реализацию двух уровней: компонентного и смешивающего. Для задания ММ-ПГ модели необходимо сформировать:

1. Множество гипотез.
2. Уровень компонент, где моделью элементарной компоненты является многомерная гауссово-марковская последовательность первого порядка с линейным предсказанием на фоне моногауссова шума.
3. Смешивающий уровень, в котором реализуется цепь Маркова, служащая для оценки вероятностей компонент смеси.

Результатом синтеза ММ-ПГ модели будут являться: контур слежения за  $r^{n^A n}$  [54], алгоритмы оценки сигнальных и навигационных параметров.

Важно отметить и основные факторы, ограничивающие применение ММ-ПГ модели [9]:

1. Линейность канала связи – сигналы на входе приёмного устройства рассматриваются как суперпозиция сигналов отдельных объектов.

2. Применение на стенде квазиортогональных сигналов объектов обеспечивает разрешение и совместное оценивание компонент, соответствующих различным гипотезам.

3. Малый интервал предсказания, обеспечивающий возможность использования линейной аппроксимации нелинейно изменяющихся компонент.

4. Малый для выбранного интервала анализа фазовый набег, вызванный эффектом Доплера.

Рассмотрим подробнее влияние эффекта Доплера при приёме сигналов ИП. В СРНС огромный вклад в доплеровское смещение частоты вносит сам спутник, движущийся по орбите со скоростями порядка км/с. Оценка частоты в СРНС производится как по радионавигационному сигналу на интервале приёма кодового символа, так и по информации из альманахов [54], которые позволяют рассчитать скорость и положение спутника на орбите.

В случае же наземных систем связи с подвижными объектами с прямым расширением спектра ситуация противоположная – позиционирование подвижных объектов осуществляется по сигналам неподвижных активных объектов, а длительность кодовых символов в СРНС на порядки превышает длительность кодовых символов в наземных системах связи с подвижными объектами с прямым расширением спектра. Исходя из этих фактов очевидно, доплеровское смещение сигнала на входе подвижного объекта будет приводить лишь к малому фазовому набегу, следовательно, для учёта этого смещения необходимо оценивать фазу сигнала, а не само значение частоты.

### **2.3 Формирование множества гипотез о направлении движения объектов для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП**

Рассмотрим случай формирования ИП в некоторой двумерной области пространства  $N^A$  неподвижными объектами, расположенными по периметру. Движение  $n$ -го объекта, расположенного в случайной точке  $P^n$ , в момент приёма  $k$ -го кодового символа может характеризоваться  $N_{hyp}$  гипотезами. Первая из гипотез соответствует случаю, когда  $n$ -й объект неподвижен, а остальные ( $N_{hyp}-1$ )

соответствуют случаям движения в направлении, азимут которого кратен  $\frac{360^\circ}{N_{hyp} - 1}$ .

Гипотезы о направлении движения, угол между которыми равен  $\pm \frac{360^\circ}{N_{hyp} - 1}$ , будем

называть смежными.

Пример для  $N^A=6$  и  $N_{hyp}=9$  приведён на рисунке 2.2.

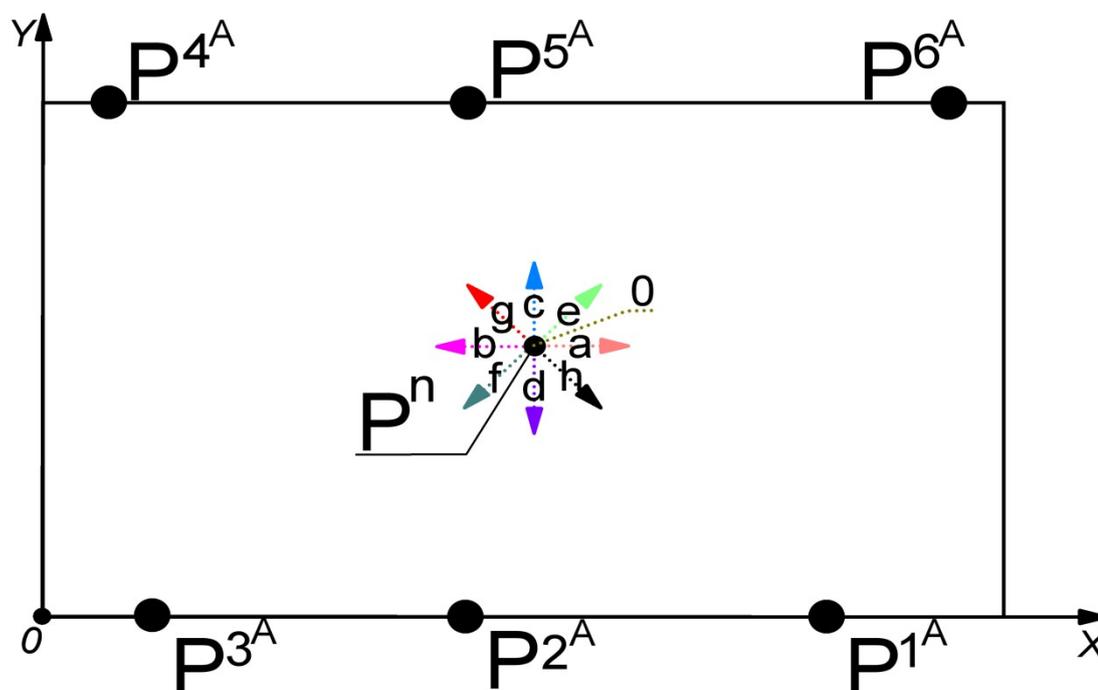


Рисунок 2.2 – Пример формирования гипотез о направлениях движения объекта.

На примере рисунка 2.2 для гипотезы «а» смежными являются «е» и «h».

Для выбора количества гипотез необходимо разработать соответствующий критерий. С целью упрощения технических решений актуально использование как можно меньшего количества гипотез, позволяющих решать поставленные задачи. Критерий заключается в том, чтобы выбрать такое минимальное количество гипотез, при которых движение по биссектрисе угла между смежными гипотезами давало бы значения плотностей распределения вероятностей этих гипотез, соизмеримых со значением плотности распределения вероятности гипотезы в случае движения по азимутальному углу этой гипотезы.

Рассмотрим графическую интерпретацию разработанного критерия. На рисунке 2.3 представлены плотности распределения вероятностей значений

коррекции с математическими ожиданиями  $\hat{A}^1, \hat{A}^2$  компонент смежных гипотез с дисперсией  $D$  в случае недостаточного и необходимого количества гипотез.

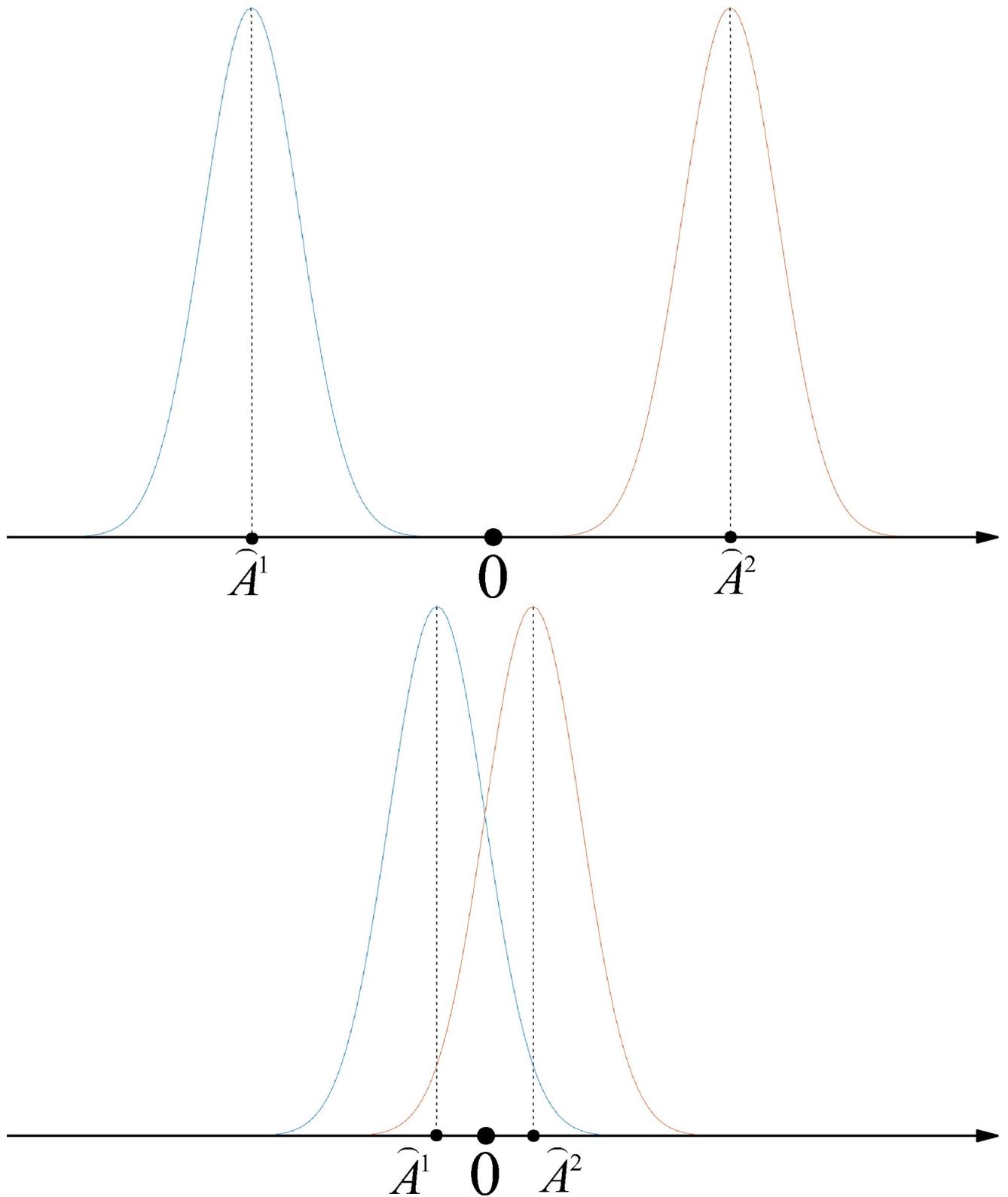


Рисунок 2.3 – Плотности распределения вероятностей значений коррекции для компонент смежных гипотез при выборе недостаточного количества гипотез (сверху) и необходимого количества гипотез (снизу)

В случае движения строго по азимутальному направлению одной из гипотез значение коррекции компоненты, соответствующей этой гипотезе будет стремиться к нулю, а плотность распределения вероятности этой компоненты будет максимальна.

В случае выбора недостаточного количества гипотез движение по биссектрисе углам между смежными гипотезами происходит при значениях отклонений оценок от значений  $\hat{A}^1, \hat{A}^2$  существенно больших значения СКО шума предсказания, что влечёт за собой уменьшение на порядки значений плотностей распределения вероятности компонент смежных гипотез в этом случае.

В случае выбора достаточного количества гипотез при биссектрисе углам между смежными гипотезами отклонение оценок от значений  $\hat{A}^1, \hat{A}^2$  соизмеримы с СКО шума предсказания, что даёт соизмеримые значения плотностей распределения вероятности компонент смежных гипотез, тем самым не снижается точность и достоверность оценивания.

Таким образом, для выбора достаточного количества гипотез первоначально необходимо оценить значение плотности распределения вероятности гипотезы в случае движения по соответствующему ей азимутальному углу, а далее оценить значение плотностей распределения вероятности смежных гипотез в случае движения по биссектрисе азимутального угла между гипотезами и сравнить значения. Если значения соизмеримы, то достаточное количество гипотез определено.

#### **2.4 Синтез уровня компонент ММ-ПГ модели для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП**

Для отслеживания изменений  $r^{n^A_n}$  необходимо сформировать «точные», «ранние» и «поздние» квадратуры. «Точные» квадратуры  $I_{kP}^{n^A_n}, Q_{kP}^{n^A_n}$  используются для оценки величины текущего максимума корреляционной функции и определяются скалярным произведением соответствующих векторов пилот-сигналов  $\vec{\psi}_{kr^{n^A_n}I}^{n^A_n}, \vec{\psi}_{kr^{n^A_n}Q}^{n^A_n}$  и входного вектора  $\vec{u}_k^n$  (2.3):

$$I_{kP}^{n^A} = \vec{u}_k^n \cdot \vec{\psi}_{k(r^{n^A}I)}^{n^A}, \quad Q_{kP}^{n^A} = \vec{u}_k^n \cdot \vec{\psi}_{k(r^{n^A}Q)}^{n^A}. \quad (2.3)$$

«Ранние» (опережающие)  $I_{kE}^{n^A}, Q_{kE}^{n^A}$  и «поздние» (запаздывающие) квадратуры  $I_{kL}^{n^A}, Q_{kL}^{n^A}$  используются для оценки направления временного смещения, при вычислении которых используются вектора пилот-сигналов  $\vec{\psi}_{k(r^{n^A}-r_E)I}^{n^A}$ ,  $\vec{\psi}_{k(r^{n^A}-r_E)Q}^{n^A}$  и  $\vec{\psi}_{k(r^{n^A}+r_L)I}^{n^A}$ ,  $\vec{\psi}_{k(r^{n^A}+r_L)Q}^{n^A}$  задержанные на  $-r_E$  и  $r_L$  отсчётов соответственно (2.4):

$$\begin{aligned} I_{kE}^{n^A} &= \vec{u}_k^n \cdot \vec{\psi}_{k(r^{n^A}-r_E)I}^{n^A}, & Q_{kE}^{n^A} &= \vec{u}_k^n \cdot \vec{\psi}_{k(r^{n^A}-r_E)Q}^{n^A}, \\ I_{kL}^{n^A} &= \vec{u}_k^n \cdot \vec{\psi}_{k(r^{n^A}+r_L)I}^{n^A}, & Q_{kL}^{n^A} &= \vec{u}_k^n \cdot \vec{\psi}_{k(r^{n^A}+r_L)Q}^{n^A}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Здесь и далее будем рассматривать приём и оценивание  $n$ -м объектом, поэтому его индекс будет опущен. Вектор значений точных, ранних и поздних квадратур от  $N^A$  объектов на интервале приёма  $k$ -го кодового символа подвижным имеет вид  $\overline{IQ}_k = (I_{kP}^{1^A}, Q_{kP}^{1^A}, I_{kE}^{1^A}, Q_{kE}^{1^A}, I_{kL}^{1^A}, Q_{kL}^{1^A}, \dots, I_{kL}^{N^A}, Q_{kL}^{N^A})^T$ .

В рамках рассматриваемой задачи на уровне компонент для описания гауссово-марковской последовательности применяется векторный ФК. Моделью помех является аддитивный белый гауссов шум и внутрисистемные помехи, учитываемые при векторной обработке квадратур сигналов.

Исходными данными для ФК являются полученные на предыдущем шаге оценки вектора  $\vec{A}_{(k-1)}^i = (\hat{I}_{(k-1)P}^{1^A}, \hat{Q}_{(k-1)P}^{1^A}, \hat{I}_{(k-1)E}^{1^A}, \hat{Q}_{(k-1)E}^{1^A}, \hat{I}_{(k-1)L}^{1^A}, \hat{Q}_{(k-1)L}^{1^A}, \dots, \hat{I}_{(k-1)L}^{N^A}, \hat{Q}_{(k-1)L}^{N^A})^T$  матрицы их ковариаций  $\mathbf{R}_{(k-1)}^i$  для гипотезы  $i = \overline{1, N_{hyp}}$ . Задачей ФК является получение оценки вектора  $\vec{A}_k^{ij} = (\hat{I}_{kP}^{1^A}, \hat{Q}_{kP}^{1^A}, \hat{I}_{kE}^{1^A}, \hat{Q}_{kE}^{1^A}, \hat{I}_{kL}^{1^A}, \hat{Q}_{kL}^{1^A}, \dots, \hat{I}_{kL}^{N^A}, \hat{Q}_{kL}^{N^A})^T$ , матрицы ковариаций  $\mathbf{R}_k^{ij}$  и весов  $q_k^{ij}$  при использовании предсказания, соответствующего гипотезе о направлении движения объекта  $j = \overline{1, N_{hyp}}$ .

Осуществим синтез модели элементарной компоненты. Связь компонент с вектором значений точных, ранних и поздних квадратур от  $N^A$  объектов на

интервале приёма  $k$ -го кодового символа  $\overline{IQ}_k$  описывается матрицей  $\mathbf{h}_k$  корреляционных соотношений векторов пилот-сигналов для  $k$ -го момента времени (2.5):

$$\mathbf{h}_k = \vec{\Psi}_k^T \cdot \vec{\Psi}_k = \begin{pmatrix} h_{kl_p I_p}^{1^A 1^A} & h_{kl_p Q_p}^{1^A 1^A} & h_{kl_p I_E}^{1^A 1^A} & h_{kl_p Q_E}^{1^A 1^A} & h_{kl_p I_L}^{1^A 1^A} & h_{kl_p Q_L}^{1^A 1^A} & \dots & h_{kl_p N^A}^{1^A 1^A} \\ h_{kQ_p I_p}^{1^A 1^A} & h_{kQ_p Q_p}^{1^A 1^A} & h_{kQ_p I_E}^{1^A 1^A} & h_{kQ_p Q_E}^{1^A 1^A} & h_{kQ_p I_L}^{1^A 1^A} & h_{kQ_p Q_L}^{1^A 1^A} & \dots & h_{kQ_p N^A}^{1^A 1^A} \\ h_{kl_E I_p}^{1^A 1^A} & h_{kl_E Q_p}^{1^A 1^A} & h_{kl_E I_E}^{1^A 1^A} & h_{kl_E Q_E}^{1^A 1^A} & h_{kl_E I_L}^{1^A 1^A} & h_{kl_E Q_L}^{1^A 1^A} & \dots & h_{kl_E N^A}^{1^A 1^A} \\ h_{kQ_E I_p}^{1^A 1^A} & h_{kQ_E Q_p}^{1^A 1^A} & h_{kQ_E I_E}^{1^A 1^A} & h_{kQ_E Q_E}^{1^A 1^A} & h_{kQ_E I_L}^{1^A 1^A} & h_{kQ_E Q_L}^{1^A 1^A} & \dots & h_{kQ_E N^A}^{1^A 1^A} \\ h_{kl_L I_p}^{1^A 1^A} & h_{kl_L Q_p}^{1^A 1^A} & h_{kl_L I_E}^{1^A 1^A} & h_{kl_L Q_E}^{1^A 1^A} & h_{kl_L I_L}^{1^A 1^A} & h_{kl_L Q_L}^{1^A 1^A} & \dots & h_{kl_L N^A}^{1^A 1^A} \\ h_{kQ_L I_p}^{1^A 1^A} & h_{kQ_L Q_p}^{1^A 1^A} & h_{kQ_L I_E}^{1^A 1^A} & h_{kQ_L Q_E}^{1^A 1^A} & h_{kQ_L I_L}^{1^A 1^A} & h_{kQ_L Q_L}^{1^A 1^A} & \dots & h_{kQ_L N^A}^{1^A 1^A} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{kQ_L I_p}^{N^A 1^A} & h_{kQ_L Q_p}^{N^A 1^A} & h_{kQ_L I_E}^{N^A 1^A} & h_{kQ_L Q_E}^{N^A 1^A} & h_{kQ_L I_L}^{N^A 1^A} & h_{kQ_L Q_L}^{N^A 1^A} & \dots & h_{kQ_L N^A}^{N^A 1^A} \end{pmatrix}, \quad (2.5)$$

где  $\vec{\Psi}_k = \left( \vec{\psi}_{kr^{1^A} I}^{1^A}, \vec{\psi}_{kr^{1^A} Q}^{1^A}, \vec{\psi}_{k(r^{1^A} - r_E) I}^{1^A}, \vec{\psi}_{k(r^{1^A} - r_E) Q}^{1^A}, \vec{\psi}_{k(r^{1^A} + r_L) I}^{1^A}, \vec{\psi}_{k(r^{1^A} + r_L) Q}^{1^A}, \vec{\psi}_{kr^{2^A} I}^{2^A}, \dots, \vec{\psi}_{k(r^{N^A} + r_L) Q}^{N^A} \right)$ .

Согласно теории полигауссовых моделей [85] на интервале приёма кодового символа реализуется только одна из  $N_{hyp}$  гипотез. Тогда уравнение наблюдения определяется как (2.6):

$$\overline{IQ}_k = \mathbf{h}_k \vec{A}_k^i + \vec{n}_k, \quad (2.6)$$

где  $\vec{n}_k$  – вектор отсчётов аддитивного белого гауссовского шума с плотностью

$$W(\vec{n}_k) = \frac{1}{\sqrt{(2 \cdot \pi \cdot \sigma_k^2)^{6 \cdot N^A}}} \exp\left(-\frac{(\vec{n}_k)^2}{2 \cdot \sigma_k^2}\right).$$

С учётом возможной коррекции задержек пилот-сигналов  $r^{n^A}$ , уравнение состояния для элементарных компонент  $\vec{A}_k^{ij}$  описывается как (2.7):

$$\vec{A}_k^{ij} = \mathbf{B}_k^j \cdot \left( \vec{A}_{k-1}^i + \vec{U}_k \right) + \vec{\mu}_k^j, \quad (2.7)$$

где  $\mathbf{B}_k^j$  – матрица предсказания для  $j$ -го направления движения,

$\vec{U}_k = \left( U_{kl_p}^{1^A}, U_{kQ_p}^{1^A}, U_{kl_E}^{1^A}, U_{kQ_E}^{1^A}, U_{kl_L}^{1^A}, U_{kQ_L}^{1^A}, U_{kl_p}^{2^A}, \dots, U_{kQ_L}^{N^A} \right)^T$  – вектор отсчётов управляющего

воздействия,  $\vec{\mu}_k^j$  – формирующий шум, с ковариационной матрицей  $\mathbf{D}_k^j$

На этапе предсказания осуществляется вычисление вектора оценок  $\vec{A}_k^{ij}$  (2.8)

и его ковариации  $\tilde{\mathbf{R}}_k^{ij}$  (2.9):

$$\vec{A}_k^{ij} = \mathbf{B}_k^j \cdot (\vec{A}_{k-1}^i + \vec{U}_k), \quad (2.8)$$

$$\tilde{\mathbf{R}}_k^{ij} = \mathbf{B}_k^{jT} \mathbf{R}_{k-1}^i \mathbf{B}_k^j + \mathbf{D}_k^j. \quad (2.9)$$

Далее на этапе коррекции вычисляются итоговое значение ковариации  $\hat{\mathbf{R}}_k^{ij}$  (2.10), вектор коррекции  $\vec{A}_k^{ij}$  (2.11) и итоговая оценка вектора  $\vec{A}_k^{ij}$  (2.12) элементарной компоненты:

$$\hat{\mathbf{R}}_k^{ij} = \left[ (\tilde{\mathbf{R}}_k^{ij})^{-1} + \mathbf{h}_k^T (\boldsymbol{\sigma}_k^2)^{-1} \mathbf{h}_k \right]^{-1}, \quad (2.10)$$

$$\vec{A}_k^{ij} = \left( \hat{\mathbf{R}}_k^{ij} \mathbf{h}_k^T (\boldsymbol{\sigma}_k^2)^{-1} \right) (\overline{IQ}_k - \mathbf{h}_k \vec{A}_k^{ijT}), \quad (2.11)$$

$$\vec{A}_k^{ij} = \vec{A}_k^{ij} + \vec{A}_k^{ij}. \quad (2.12)$$

Затем определяются ковариации плотности распределения  $W_k^{ij}(\overline{IQ}_k)$  элементарных компонент (2.13):

$$(\tilde{\boldsymbol{\sigma}}_k^{ij})^2 = \boldsymbol{\sigma}_k^2 + \mathbf{h}_k^T \tilde{\mathbf{R}}_k^{ij} \mathbf{h}_k. \quad (2.13)$$

Плотности распределения вероятности элементарных компонент  $W_k^{ij}(\overline{IQ}_k)$  определяются как (2.14):

$$W_k^{ij}(\overline{IQ}_k) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{6 \cdot N^A} \cdot \det(\tilde{\boldsymbol{\sigma}}_k^{ij2})}} \exp \left[ -\frac{\left( \overline{IQ}_k - \mathbf{h}_k \vec{A}_k^{ij} \right) \cdot (\tilde{\boldsymbol{\sigma}}_k^{ij2})^{-1} \cdot \left( \overline{IQ}_k - \mathbf{h}_k \vec{A}_k^{ij} \right)^T}{2} \right] \quad (2.14)$$

## 2.5 Синтез смешивающего уровня ММ-ПГ модели для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП

Задачей смешивающего уровня является определение весов компонент смеси и аппроксимация компонент смеси с истекшей историей. Для цепи Маркова первого порядка при приёме  $k$ -го кодового символа история  $(k-1)$ -й компоненты является истекшей.

Для этого первоначально вычисляются априорные вероятности элементарных компонент (2.15):

$$q_k^{ij} = \frac{q_{k-1}^i \Pi^{ij} W_k^{ij} (\overline{IQ}_k)}{\sum_{i'=1}^{N_{hyp}} \sum_{j'=1}^{N_{hyp}} q_{k-1}^{i'} \Pi^{i'j'} W_k^{i'j'} (\overline{IQ}_k)}, \quad (2.15)$$

где  $\Pi^{ij}$  - элементы переходной матрицы  $\Pi$  (2.16):

$$\Pi^{ij} = \begin{cases} \alpha, & i = j \\ \frac{1-\alpha}{N_{hyp} - 1}, & \forall i, j = 1, i \neq j \\ \frac{\chi}{N_{hypH}}, & i, j - \text{несмежные}, i \neq j, j \neq 1 \\ \frac{1-\alpha-\chi}{N_{hypC}}, & i, j - \text{смежные}, i \neq j, j \neq 1 \end{cases} \quad (2.16)$$

где  $\alpha$  – вероятность реализации для  $k$ -го момента времени той же гипотезы, что и для  $(k-1)$ ,  $\chi$  – сумма вероятностей реализации несмежных гипотез.  $N_{hypH}$  – количество несмежных гипотез,  $N_{hypC}$  – количество смежных гипотез (см. рисунок 2.2).

Далее проводится вычисление весов (2.17) и векторов оценок (2.18) и ковариации (2.19) компонент аппроксимирующей смеси:

$$\vec{q}_k = \left( \sum_{i=1}^{N_{hyp}} q_k^{i1} \dots \sum_{i=1}^{N_{hyp}} q_k^{iN_{hyp}} \right) = (q_k^1 \dots q_k^{N_{hyp}}), \quad (2.17)$$

$$\vec{A}_k^i = \sum_{j=1}^{N_{hyp}} \frac{q_k^{ji}}{q_k^j} \vec{A}_k^{ji}, \quad (2.18)$$

$$\mathbf{R}_k^i = -\vec{A}_k^i \vec{A}_k^{iT} + \sum_{j=1}^{N_{hyp}} \frac{q_k^{ji}}{q_k^j} \left( \hat{\mathbf{R}}_k^{ji} + \vec{A}_k^{ji} \vec{A}_k^{jiT} \right), \quad (2.19)$$

и вычисляем итоговую оценку (2.20) и её ковариацию (2.21):

$$\vec{A}_k = \sum_{i=1}^{N_{hyp}} q_k^i \vec{A}_k^i. \quad (2.20)$$

$$\mathbf{R}_k = -\vec{A}_k \vec{A}_k^T + \sum_{i=1}^{N_{hyp}} q_k^i \left( \mathbf{R}_k^i + \vec{A}_k^i \vec{A}_k^{iT} \right), \quad (2.21)$$

Порядок цепи Маркова определяется на основе уравнения авторегрессии квадратурных компонент заданного порядка, приведённого в разделе 1.4.6. Выражения для синтеза смешивающего уровня в случае порядка цепи Маркова более 1 приведены в [9].

## 2.6 Оценка сигнальных и навигационных параметров на базе ММ-ПГ модели

Оценка (2.20) далее используется для первоначальной подстройки  $r^{n^A}$  на величину  $\Delta_k^{n^A}$ , значения которой будут находиться в пределах отрезка  $[r^{n^A} - r_E; r^{n^A} + r_L]$ .  $\Delta_k^{n^A}$  определяется путём вычисления коэффициента корреляции между значениями  $\vec{A}_k$  для  $n^A$ -го объекта  $(\hat{I}_{kP}^{n^A}, \hat{Q}_{kP}^{n^A}, \dots, \hat{Q}_{kL}^{n^A})$  и вектором отсчётов опорной корреляционной функции  $\vec{B}(r)$  (2.22):

$$\Delta_k^{n^A} = \arg \max_{r=r^{n^A}-r_E, r^{n^A}+r_L} \left[ (\hat{I}_{kP}^{n^A}, \hat{Q}_{kP}^{n^A}, \hat{I}_{kE}^{n^A}, \hat{Q}_{kE}^{n^A}, \hat{I}_{kL}^{n^A}, \hat{Q}_{kL}^{n^A}) \cdot \vec{B}(r) \right]. \quad (2.22)$$

После первоначального определения временного сдвига смещения  $r^{n^A}$  (в т.ч. и при движении) оценивается фаза сигнала от  $n^A$ -го объекта  $\varphi_k^{n^A}$ , определяемая выражением (2.23):

$$\varphi_k^{n^A} = \arctan \left( \frac{\hat{Q}_{kP}^{n^A}}{\hat{I}_{kP}^{n^A}} \right). \quad (2.23)$$

Определение  $\varphi_k^{n^A}$  необходимо для сопоставления фаз информационных сигналов при приёме, при декодировании которых определяется разность часов системы и часов  $n$ -го объекта  $\Delta\tau$ , координаты объектов  $P^{n^A}$ , координаты точки  $P^n$  в начальный момент времени (в соответствии с выражениями в разделе 2.1) и прочая информация.

Определение навигационных параметров возможно на основе псевдодалности  $D_k^{n^A}$  (в случае применения псевдодалномерного метода), определяемую на основе приращения фазы  $\varphi_k^{n^A}$ , однако, в случае возникновения быстрых замираний в канале или малого отношения сигнал шум погрешность

оценок  $D_k^{n^A}$  будет накапливаться, что приведёт к срыву слежения. Поэтому для оценки навигационных параметров будем использовать скорости сближения  $\varpi_k^{n^A}$  с  $n^A$ -м объектом (в случае применения радиально-скоростного метода), которая может определяться путём численного дифференцирования фазы сигнала методом конечных разностей [86] с временным шагом [87]  $L_\Phi$  кодовых символов по выражению (2.24):

$$\varpi_k^{n^A} = \frac{S_1 \cdot (\varphi_k^{n^A} - \varphi_{k-L_\Phi}^{n^A})}{\Phi^2 \cdot L_\Phi}, \quad (2.24)$$

где  $S_1$  – расстояние, эквивалентное смещению на 1 отсчёт,  $\Phi$  – величина разности фаз, эквивалентная смещению на 1 отсчёт.

Решение навигационной задачи осуществляется на основе скоростей сближения  $\varpi_k^{n^A}$  и координат объектов  $P^{n^A}$  фильтрационным алгоритмом [54], который реализует расширенный фильтр Калмана.

Вектором состояния  $\vec{Y}_k$  фильтрационного алгоритма являются координаты  $n$ -го объекта  $(x_k, y_k)$ , составляющие вектора его скорости:  $\vec{Y}_k = (x_k, y_k, v_{kx}, v_{ky})$ . Вектором измерений  $\vec{\omega}_k$  являются значения скоростей сближения с каждым из  $N^A$  объектов, определённых выражением (2.24):  $\vec{\omega}_k = (\varpi_k^{1^A}, \dots, \varpi_k^{N^A})$ . Тогда уравнение наблюдения определяется выражением (2.25):

$$\vec{\omega}_k = \Xi(\vec{Y}_k) + \vec{\Omega}_k, \quad (2.25)$$

где  $\vec{\Omega}_k$  – вектор отсчётов аддитивного белого гауссовского шума с плотностью

$$W(\vec{\Omega}_k) = \frac{1}{\sqrt{(2 \cdot \pi \cdot \gamma_k^2)^2}} \exp\left(-\frac{(\vec{\Omega}_k)^2}{2 \cdot \gamma_k^2}\right), \quad \gamma_k^2 = \begin{pmatrix} (\gamma_k^{1^A})^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & (\gamma_k^{N^A})^2 \end{pmatrix},$$

$$\left(\gamma_k^{n^A}\right)^2 = \omega_k^{n^A} \cdot \left(\frac{S_1}{\Phi^2}\right)^2 \cdot \left(\sigma_{\Phi k}^{n^A}\right)^2, \text{ где } \left(\sigma_{\Phi k}^{n^A}\right)^2 = \frac{\sqrt{\det \begin{pmatrix} \left(R_{kl_p}^{n^A}\right)^2 & R_{kl_p}^{n^A} R_{kQ_p}^{n^A} \\ R_{kQ_p}^{n^A} R_{kl_p}^{n^A} & \left(R_{kQ_p}^{n^A}\right)^2 \end{pmatrix}}}{\left(\hat{I}_{kp}^{n^A}\right)^2 + \left(\hat{Q}_{kp}^{n^A}\right)^2}} \quad - \quad \text{дисперсия}$$

фазового шума, а  $\omega_k^{n^A} = \left[\left(\hat{I}_{kp}^{n^A}\right)^2 + \left(\hat{Q}_{kp}^{n^A}\right)^2\right]^{-1}$  – весовой коэффициент [88], зависящий от мощности принятого от  $n^A$ -го объекта сигнала.

Уравнение состояния описывается в соответствии с выражением (2.26):

$$\vec{\hat{Y}}_k = \mathbf{F} \vec{\hat{Y}}_{k-1} + \vec{\zeta}_k, \quad (2.26)$$

где  $\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 & T \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$  – матрица предсказания,  $T$  – длительность кодового символа,

а  $\vec{\zeta}_k$  – формирующий шум с ковариационной матрицей  $\mathbf{\Phi} = \mathbf{M}\{\vec{\zeta}^T \cdot \vec{\zeta}\}$ .

На этапе предсказания осуществляется вычисление вектора оценок  $\vec{\hat{Y}}_k$  (2.27)

и его ковариации  $\vec{\Gamma}_k$  (2.28):

$$\vec{\hat{Y}}_k = \mathbf{F} \vec{\hat{Y}}_{k-1}, \quad (2.27)$$

$$\vec{\Gamma}_k = \mathbf{F}^T \vec{\Gamma}_{k-1} \mathbf{F} + \mathbf{\Phi}. \quad (2.28)$$

Далее на этапе коррекции вычисляется итоговое значение ковариации.

На этапе коррекции вычисляем итоговое значение ковариации  $\vec{\Gamma}_k$  (2.29), и

итоговую оценку вектора  $\vec{\hat{Y}}_k$  (2.30):

$$\vec{\Gamma}_k = \left[ \left(\vec{\Gamma}_k\right)^{-1} + \mathbf{\Lambda}_k^T \left(\gamma_k^2\right)^{-1} \mathbf{\Lambda}_k \right]^{-1} \quad (2.29)$$

$$\vec{\hat{Y}}_k = \vec{\hat{Y}}_k + \left(\vec{\Gamma}_k \mathbf{\Lambda}_k^T \left(\gamma_k^2\right)^{-1}\right) \left(\vec{\omega}_k - \vec{\Xi}_{\sigma k}\right), \quad (2.30)$$

где

$$\vec{\Xi}_{\sigma k} = \left( \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{1^A} \quad \dots \quad \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{N^A} \right), \quad \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{n^A} = - \frac{(x^{1^A} - \tilde{x}_k) \tilde{v}_{kx} + (y^{1^A} - \tilde{y}_k) \tilde{v}_{ky}}{\sqrt{(x_1 - \tilde{x}_k)^2 + (y_1 - \tilde{y}_k)^2}},$$

$$\Lambda_k = \begin{pmatrix} \frac{\partial \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{1^A}}{\partial \tilde{x}_k} & \frac{\partial \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{1^A}}{\partial \tilde{y}_k} & \frac{\partial \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{1^A}}{\partial \tilde{v}_{kx}} & \frac{\partial \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{1^A}}{\partial \tilde{v}_{ky}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{N^A}}{\partial \tilde{x}_k} & \frac{\partial \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{N^A}}{\partial \tilde{y}_k} & \frac{\partial \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{N^A}}{\partial \tilde{v}_{kx}} & \frac{\partial \tilde{\Xi}_{\sigma k}^{N^A}}{\partial \tilde{v}_{ky}} \end{pmatrix}.$$

Для коррекции  $r^{n^A}$  в работе предлагается использовать полученные оценки координат объектов, поскольку они менее чувствительны к замираниям сигналов вследствие использования взвешенных оценок измерений по  $N^A$  объектам. Рассмотрим способ коррекции  $r^{n^A}$  по оценкам координат далее.

Информация об оценках координат  $(x_k, y_k)$  позволяет вычислить дальность  $\widehat{D}_k^{n^A}$ , изменение которой  $\Delta \widehat{D}_k^{n^A}$  на расстояние, эквивалентное смещению на 1 отсчёт будет создавать смещение  $r^{n^A}$  на величину  $\theta_k^{n^A}$  согласно выражению (2.31):

$$\theta_k^{n^A} = \begin{cases} 1, \Delta \widehat{D}_k^{n^A} \geq S_1 \\ 0, |\Delta \widehat{D}_k^{n^A}| < S_1 \\ -1, \Delta \widehat{D}_k^{n^A} \leq -S_1 \end{cases}, \quad (2.31)$$

где  $S_1$  – расстояние, эквивалентное смещению на 1 отсчёт,

$$\Delta \widehat{D}_k^{n^A} = \sqrt{(x^{n^A} - x_k)^2 + (y^{n^A} - y_k)^2} - \sqrt{(x^{n^A} - x_{ref_k})^2 + (y^{n^A} - y_{ref_k})^2}, \quad (x_{ref_k}, y_{ref_k}) - \text{оценки}$$

координат, при которых происходило крайнее смещение  $r^{n^A}$  на 1 отсчёт.

При  $\theta_k^{n^A} = \pm 1$  значение  $r^{n^A}$  корректируется на эту величину, вектора

$$\left( \vec{\psi}_{(k+1)r^{n^A}I}^{1^A}, \vec{\psi}_{(k+1)r^{n^A}Q}^{1^A}, \vec{\psi}_{(k+1)(r^{n^A}-r_E)}^{1^A}, \vec{\psi}_{(k+1)(r^{n^A}-r_E)Q}^{1^A}, \vec{\psi}_{(k+1)(r^{n^A}+r_L)}^{1^A}, \vec{\psi}_{(k+1)(r^{n^A}+r_L)Q}^{1^A} \right) \text{ матрицы } \vec{\Psi}_{k+1}$$

задерживаются в соответствии с  $\theta_k^{n^A}$ , вычисляются значения

$(U_{(k+1)I_p}^{n^A}, U_{(k+1)Q_p}^{n^A}, U_{(k+1)I_E}^{n^A}, U_{(k+1)Q_E}^{n^A}, U_{(k+1)I_L}^{n^A}, U_{(k+1)Q_L}^{n^A})$  вектора управляющего воздействия  $\vec{U}_{k+1}$ .

При  $\theta_k^{n^A} = 0$  значения  $(U_{(k+1)I_p}^{n^A}, U_{(k+1)Q_p}^{n^A}, U_{(k+1)I_E}^{n^A}, U_{(k+1)Q_E}^{n^A}, U_{(k+1)I_L}^{n^A}, U_{(k+1)Q_L}^{n^A})$  равны нулю,  $r^{n^A}$  и  $\vec{\Psi}_{(k+1)}$  не корректируются.

Важно отметить, что после начальной синхронизации значение задержки коррелятора  $r^{n^A}$  может изменяться в пределах  $\pm 1$  отсчёта, т.е. отсутствует возможность неоднозначного определения фазы сигнала.

Информация об оценках скоростей  $(v_{kx}, v_{ky})$  позволяет провести коррекцию матриц предсказания  $\mathbf{B}_k^j$  (2.32):

$$\mathbf{B}_k^j = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_k^{j1^A} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{B}_k^{j1^A} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{B}_k^{j1^A} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{B}_k^{j2^A} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \mathbf{B}_k^{jN^A} \end{pmatrix}, \quad (2.32)$$

где  $\mathbf{B}_k^{jn^A} = \begin{pmatrix} B_{kl}^{jn^A} & -B_{kQ}^{jn^A} \\ B_{kQ}^{jn^A} & B_{kl}^{jn^A} \end{pmatrix}$ , а  $B_{kl}^{jn^A}$  и  $B_{kQ}^{jn^A}$  определяются в соответствии с (2.33):

$$B_{kl}^{jn^A} = \cos\left(-\frac{2\pi}{N_S \cdot N_k^{jn^A}}\right), \quad (2.33)$$

$$B_{kQ}^{jn^A} = \sin\left(-\frac{2\pi}{N_S \cdot N_k^{jn^A}}\right),$$

где  $N_k^{jn^A}$  – количество кодовых символов, за которые происходит сдвиг на 1 отсчёт сигнала при движении  $n$ -го объекта относительно  $n^A$ -го,  $N_S$  – число отсчётов на период несущего колебания.

$N_k^{jn^A}$  согласно [54] может быть определено на основе координат объектов  $P^{n^A} = (x^{n^A}, y^{n^A})$ , оценки скоростей  $(v_{kx}, v_{ky})$  и координат  $P^n = (x_k, y_k)$ . Для снижения влияния шума оценок и учёта направления движения воспользуемся методом скользящего среднего [9] (2.34):

$$N_k^{jn^A} = N_k^{jn^A} \cdot \left(1 - \frac{q_k^j}{L}\right) + \frac{q_k^j}{L} \cdot \left[ S_1 \cdot T^{-1} \cdot \left( -\frac{(x^{n^A} - x_k) \cdot v_k \cdot \cos(\tilde{\varphi}^j) + (y^{n^A} - y_k) \cdot v_k \cdot \sin(\tilde{\varphi}^j)}{\sqrt{(x^{n^A} - x_k)^2 + (y^{n^A} - y_k)^2}} \right)^{-1} \right], \quad (2.34)$$

где  $S_1$  – расстояние, эквивалентное смещению на 1 отсчёт,  $v_k = \sqrt{(v_{kx})^2 + (v_{ky})^2}$ ,  $\tilde{\varphi}^j$  – азимут  $j$ -го предсказания,  $L$  – количество кодовых символов, на длине которых производится усреднение.

## 2.7 Адаптация параметров аппроксимированных компонент для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП

В реальных условиях дисперсии шума измерения  $\sigma_k^2$  и формирующего шума компоненты  $\mathbf{D}_k^i$  достоверно не известны. Поэтому для их оценивания воспользуемся методом адаптации, изложенном в [9], который позволяет получать искомые оценки по результатам, полученным на компонентном и смешивающем уровнях. Выражение для адаптации дисперсии шума  $\sigma_k^2$  будет иметь вид (2.35):

$$\sigma_k^2 = \sigma_k^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{L}\right) + \frac{1}{N_{IQ} N^A L} \sum_{i=1}^{N_{hyp}} \sum_{j=1}^{N_{hyp}} q_k^{ij} \cdot (\overline{IQ}_k - \mathbf{h}_k \hat{A}_k^{ij}) \cdot (\overline{IQ}_k - \mathbf{h}_k \hat{A}_k^{ij})^T, \quad (2.35)$$

где  $L$  – количество кодовых символов, на длине которых производится адаптация,  $N_{IQ}$  – количество квадратурных сигналов, формируемых корреляционным приёмником  $n^A$ -го объекта.

Адаптацию ковариационной матрицы формирующего шума  $i$ -й компоненты  $\mathbf{D}_k^i$  осуществляем следующим образом (2.36):

$$\mathbf{D}_k^i = \mathbf{D}_k^i \left(1 - \frac{q_k^i}{L}\right) + \frac{1}{L} \sum_{j=1}^{N_{hyp}} q_k^{ij} \hat{A}_k^{ij} \hat{A}_k^{ijT} \quad (2.36)$$

## 2.8 Разработка алгоритма совместного приёма сигналов и позиционирования объектов для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП

Для осуществления совместного приёма и позиционирования  $n$ -го подвижного объекта ИП был разработан алгоритм оценки параметров сигналов и навигационных параметров, выполняющий следующую последовательность действий:

1. Определение первоначальных задержек пилот-сигналов  $\vec{r}^n$ .
2. Векторная фильтрация квадратур сигналов.
3. Оценка априорных вероятностей элементарных компонент.
4. Аппроксимация параметров элементарных компонент с истекшей историей.
5. Оценка фаз сигналов.
6. Приём и декодирование информационных сигналов с извлечением координат активных объектов  $P^{n^A}$  и системного времени.
7. Определение координат объекта псевдодальномерным методом в начальный момент времени, а для остальных моментов времени – определение скоростей сближения с активными объектами.
8. Определение местоположения объекта и проекций скоростей движения.
9. Оценка временного сдвига по величинам приращения дальностей, полученных по оценкам координат.
10. Коррекция матриц предсказания  $\mathbf{V}_k$ .
11. Адаптация параметров аппроксимированных компонент.

Разработанный алгоритм после выполнения п.1 в начальный момент времени последовательно исполняет пункты 2 - 11 на интервале приёма каждого кодового символа.

## 2.9 Основные результаты и краткие выводы по главе 2

1. Обоснована необходимость применения ММ-ПГ модели для систем связи с подвижными объектами, работающими в ИП.

2. Разработан критерий формирования множества гипотез о направлении движения объектов для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП.

3. Синтезированы компонентный и смешивающий уровни модели сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП, на основе ММ-ПГ модели.

4. Разработан метод оценки параметров сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП.

5. Разработан метод оценки навигационных параметров по сигналам только систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП.

6. Разработан алгоритм совместного приёма сигналов и позиционирования объектов для систем связи с подвижными объектами, работающих в ИП, реализующий разработанные методы.

### **ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО ПРИЁМА СИГНАЛОВ И ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ, РАБОТАЮЩИХ В ИНФОРМАЦИОННОМ ПОЛЕ**

Основной задачей третьей главы является исследование эффективности разработанного алгоритма методами компьютерного моделирования и эксперимента. Представлена физическая реализация стенда, разработанного в первой главе, на базе которого реализован разработанный алгоритм. Проведена экспериментальная проверка работоспособности стенда в случае неподвижного объекта. Проведено компьютерное моделирование стенда, при котором определено количество гипотез, оценки качества связи и позиционирования. Проведён эксперимент для подвижного объекта, при котором определён порядок ММ-ПГ модели, а также оценки качества связи и позиционирования.

В разделе 3.1 обоснована физическая реализация стенда для исследования сигналов ИП в ультразвуковом диапазоне волн, что связано с текущими техническими ограничениями. Выбрана область пространства, используемая при проведении компьютерного моделирования и эксперимента.

В разделе 3.2 выбрана программно-аппаратная платформа для реализации стенда, приведены её основные технические характеристики, а также разработана структурная схема стенда для экспериментального исследования эффективности разработанного алгоритма.

В разделе 3.3 проведён выбор ультразвуковых излучателей и датчиков, а также разработка устройств подвижного объекта и объектов, формирующих информационное поле.

В разделе 3.4 приведены ключевые параметры сигналов, формирующих ИП, а также описаны логические каналы, применяемых на разработанном стенде.

В разделе 3.5 разработан план размещения объектов в выбранной области пространства и проведена проверка работоспособности стенда при

позиционировании неподвижного объекта. Представлена разработанная установка для подвижного объекта.

В разделе 3.6 по результатам экспериментальной проверки работоспособности стенда при неподвижных объектах определены значения задержек опорных пилот-сигналов для формирования ранних и поздних квадратур, используемых в разработанной системе слежения.

В разделе 3.7 проведена оценка системных параметров стенда, а также системных параметров различных ССПО в случае реализации разработанного алгоритма в радиодиапазоне на базе существующего оборудования для сравнения величин интервала стационарности, величины погрешности определения навигационных параметров, допустимой скорости движения объекта.

В разделе 3.8 разработан алгоритм выбора количества гипотез в соответствии с разработанным в главе 2 критерием. Разработан алгоритм синтеза сигналов, формирующих информационное поле, на входе приёмника подвижного объекта для моделирования. Методом компьютерного моделирования с использованием синтезированных сигналов выбрано достаточное количество гипотез.

В разделе 3.9 проведена оценка эффективности методом компьютерного моделирования разработанного алгоритма в сравнении с алгоритмом Винеровской фильтрации. Обоснованы причины сравнения с алгоритмом, использующим фильтр Винера. Обоснованы причины выбора отношения правдоподобия в качестве показателя оценки качества связи. Приведены сравнительные оценки качества связи и позиционирования.

В разделе 3.10 при экспериментальной проверке работоспособности стенда при подвижном объекте определён порядок ММ-ПГ модели.

В разделе 3.11 представлен план размещения объектов, формирующих информационное поле, траектория и параметры движения подвижного объекта, показаны сравнительные оценки качества связи и позиционирования разработанного алгоритма и алгоритма Винеровской фильтрации экспериментальным методом, обоснованы различия оценок качества связи и

позиционирования при проведении эксперимента и моделировании. Экспериментально показано преимущество метода оценки задержки пилот-сигнала по оценкам координат по сравнению с существующим методом оценки по изменениям оценок фазы сигнала, которое заключается в возможности борьбы с замираниями сигнала и не требует реализации процедур инициализации поиска сигнала в случае его отсутствия.

Результаты исследований, описанные в этой главе, отражены в работах автора [17, 89 – 92].

### **3.1 Анализ возможностей физической реализации стенда для исследования сигналов ИП**

Для исследования эффективности разработанных методов и алгоритмов первоначально необходимо осуществить техническую реализацию стенда для исследования сигналов ИП, разработка которого рассмотрена в главах 1 и 2. Поскольку стенд должен являться натурной моделью системы связи с подвижными объектами, то и область пространства, на которой должны быть проведены натурные эксперименты, следует выбирать в соответствии с площадью сегмента сети связи – не менее 1 км<sup>2</sup>, причём топографическая информация об объектах в выбираемой области пространства должна быть строго детерминирована: имеются полные данные как о природных, так и рукотворных объектах. Также на период проведения экспериментов, так и между ними в выбранной области не должно появляться новых объектов – эксперимент должен проводиться на изолированном полигоне.

В связи с отсутствием у автора доступа к подобным инфраструктурным объектам было принято решение рассмотреть область пространства, удовлетворяющей условиям, указанным ранее, но с гораздо меньшей площадью. Проведение экспериментов в области пространства с площадью много меньше 1 км<sup>2</sup> будет сильно затруднено при формировании ИП в радиодиапазоне, поскольку величины задержек  $\tau^{n^4n}$  будут измеряться единицами и десятками наносекунд, что

влечёт за собой применение крайне дорогого прецизионного оборудования, отсутствующего у автора.

Решением указанной проблемы является формирование ИП акустическими волнами в ультразвуковом диапазоне частот. Акустические волны обладают на порядки меньшей скоростью распространения волны в воздушной среде  $v_\lambda$  и определяются в соответствии с выражением (3.1) [93]:

$$v_\lambda = 331,5 + 0,607 \cdot t^\circ, \left[ \frac{M}{c} \right], \quad (3.1)$$

где  $t^\circ$  – температура окружающей среды. В случае применения ультразвуковых волн величины задержек  $\tau^{n^B} (P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  будут измеряться единицами и десятками миллисекунд, что позволяет формировать ИП в областях площадью 10 м<sup>2</sup> и более, а также применять доступное оборудование для формирования, приёма и анализа сигналов ИП. Для этих исследований была выбрана аудитория 509 кафедры РТС имени В.Р. Линдваля площадью 22,94 м<sup>2</sup>.

Для реализации стенда для исследования сигналов ИП в ультразвуковом диапазоне в выбранной области пространства первоначально выберем программно-аппаратную платформу, на базе которой будет осуществляться формирование, приёма и анализ сигналов ИП.

### **3.2 Программно-аппаратная платформа стенда для исследования сигналов ИП**

Программно-аппаратная платформа должна удовлетворять следующим требованиям:

1. Обладать программно-определяемыми устройствами, которые позволят реализовать разработанные в главах 1 и 2 алгоритмы и выражения.
2. Обладать АЦП/ЦАП для передачи/приёма сигналов ИП от ультразвуковых преобразователей.

Из имеющегося на кафедре РТС оборудования наиболее подходящим является модульный измерительный аналого-цифровой и цифро-аналоговый модуль преобразователя напряжения NI 7841R [94], в состав которого входит

программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) Virtex 5 – LX30 [95]. Данный модуль управляется контроллером реального времени NI PXIe-8133 [96] программной средой LabVIEW [97]. Полагается, что алгоритмы формирования и приёма сигналов ИП будут реализованы на ПЛИС Virtex 5 – LX30, алгоритмы обработки – в среде LabVIEW, а приём/передача сигналов ИП на ультразвуковые преобразователи будет осуществляться встроенными АЦП/ЦАП посредством подключения к модулю NI 7841R блока коммутации NI SCB-68 [94]. В таблицах 3.1 и 3.2 приведены основные технические характеристики модуля NI 7841R и ПЛИС Virtex 5 – LX30 соответственно.

Таблица 3.1. Основные технические характеристики модульного измерительного аналого-цифрового и цифро-аналогового модуля преобразователя напряжения NI 7841R

Тип интерфейса	PXIe
Измерение напряжения	
Количество каналов	8
Разрядность аналого-цифрового преобразователя	16 бит
Пределы диапазона входного напряжения	$\pm 10$ В
Входное сопротивление	10 ГОм
Максимальная скорость отсчётов на 1 канал	$2,0 \cdot 10^5$ /с
Воспроизведение напряжения	
Количество каналов	8
Разрядность цифро-аналогового преобразователя	16 бит
Пределы диапазона входного напряжения	$\pm 10$ В
Выходное сопротивление	0,5 Ом
Максимальная скорость отсчётов на 1 канал	$1,0 \cdot 10^6$ /с
Опорный генератор	
Частота	40; 80; 120; 160; 200 МГц

Продолжение таблицы 3.1

Пределы допускаемой погрешности частоты	$\pm 1 \cdot 10^4$
---	--------------------

Таблица 3.2. Основные характеристики ПЛИС Virtex 5 – LX30

Количество логических блоков	19200
Объём встроенной оперативной памяти	1152 кбит
Количество цифровых сигнальных процессоров (умножителей $25 \cdot 18$ )	32

Исходя из приведённых технических характеристик, следует, что стенд будет работать с цифровыми сигналами с частотой дискретизации 200 кГц, значит, несущая частота сигнала может быть равна 40 кГц и менее.

В связи с применением модуля NI 7841R следует структурная схема стенда для исследования сигналов ИП (рисунок 3.1).

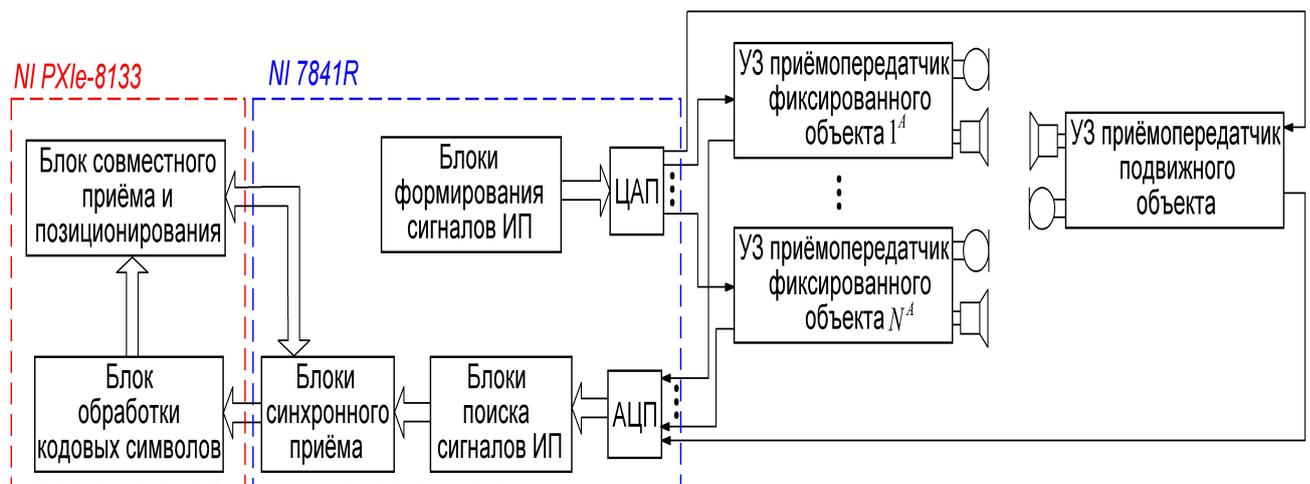


Рисунок 3.1 – Структурная схема стенда для исследования сигналов ИП

Рассмотрим сигналы, передаваемые по шинам между различными блоками. Блоки формирования сигналов ИП передают на ЦАП цифровые отсчёты сигналов  $S_k^{1^A}(t) \dots S_k^{N^A}(t)$ , описанных в выражении (1.3). После преобразования сигналы  $S_k^{1^A}(t) \dots S_k^{N^A}(t)$  передаются на соответствующие им ультразвуковые приёмопередатчики фиксированных объектов, формирующие информационное

поле. На входы АЦП поступают сигналы, принятые фиксированными объектами от подвижного (далее не рассматриваются), а также сигнал  $U_k(t, P^n)$  с вывода приёмопередатчика подвижного объекта, описанного моделью (1.2), который после преобразования имеет вид  $\vec{u}_k^n = (U_k(0, P^n), U_k(T_d, P^n), \dots, U_k(T - T_d, P^n))$  и передаётся на вход блоков поиска сигналов ИП. С выходов блоков поиска также поступает сигнал  $\vec{u}_k^n$  и значения задержек пилот-сигнала  $r^{1^A} \dots r^{N^A}$ , вычисляемых по выражению (1.4). С выходов блоков синхронного приёма на вход блока совместного приёма и позиционирования передаются значения задержек пилот-сигнала  $r^{1^A} \dots r^{N^A}$ , вектор измерений «ранних», «точных» и «поздних» квадратур от всех объектов формирующих информационное поле  $\vec{IQ}_k = (I_{kP}^{1^A}, Q_{kP}^{1^A}, I_{kE}^{1^A}, Q_{kE}^{1^A}, I_{kL}^{1^A}, Q_{kL}^{1^A}, \dots, I_{kL}^{N^A}, Q_{kL}^{N^A})^T$ , полученный в соответствии с выражениями (2.3 – 2.4), а на вход блока обработки кодовых символов поступают вектора информационных символов  $\vec{d}_k^{1^A} \dots \vec{d}_k^{N^A}$ , полученные при деманипуляции, проведённой в блоках синхронного приёма, оценок манипулированных информационных символов  $\vec{d}_{km}^{1^A}$ , описанных в выражении (1.5). С выходов блока обработки кодовых символов передаются значения разности часов системы и часов  $n$ -го объекта  $\Delta\tau$ , начальные задержки пилот-сигнала  $n^A$ -го объекта  $T^{1^A} \dots T^{N^A}$ , координаты объектов, формирующих информационное поле  $P^{1^A} \dots P^{N^A}$ . С выходов блока совместного приёма и позиционирования передаются значения  $\Delta_k^{1^A} \dots \Delta_k^{N^A}$  первоначальной подстройки задержек пилот сигнала  $r^{1^A} \dots r^{N^A}$ , вычисленных по выражению (2.22), величины смещения задержек пилот-сигнала  $\theta_k^{1^A} \dots \theta_k^{N^A}$ , вычисленных по выражению (2.31), и оценки фазы принятых сигналов  $\varphi_k^{1^A} \dots \varphi_k^{N^A}$ , определяемых по выражению (2.23).

Блоки модуля NI 7841R реализованы на ПЛИС Virtex 5 – LX30 на языке Verilog программой для ЭВМ «Программа формирования, передачи и приёма сигналов информационного поля» [90]. Блоки модуля NI PXIe-8133 реализованы

на языке Matlab программой для ЭВМ «Программа совместного приёма и позиционирования по сигналам систем, работающих в информационном поле» [91].

Далее требуется перейти к разработке ультразвуковых приёмопередатчиков подвижных и фиксированных объектов.

### **3.3 Разработка ультразвуковых приёмопередатчиков подвижных и фиксированных объектов**

В современных системах связи с подвижными объектами в подавляющем большинстве применяется полный дуплексный способ связи, в связи с этим при выборе ультразвуковых преобразователей для приёмопередатчиков необходимо, чтобы объекты обладали независимыми ультразвуковыми излучателями и ультразвуковыми датчиками. Из всей номенклатуры ультразвуковых преобразователей в наибольшем количестве представлены устройства, рабочая частота которых составляет 40 кГц с полосой пропускания примерно 10 кГц, что позволяет применять их, учитывая технические характеристики модульного измерительного аналого-цифрового и цифро-аналогового модуля преобразователя напряжения NI 7841R. Критериями выбора ультразвуковых излучателей являются:

1. Наибольший уровень звукового давления;
2. Наибольшая ширина диаграммы направленности.

Выбор этих критериев обосновывается максимизацией площади, на которой формируется ИП, при применении минимально допустимого количества объектов, позволяющего решать навигационную задачу. В таблице 3.3 приведены технические характеристики доступных ультразвуковых излучателей.

Таблица 3.3. Технические характеристики ультразвуковых излучателей.

Наименование	MA40S4S [93]	MA40E7S [93]	MA40E8-2 [93]	MA40MF14 [93]	TCT40-10T [98]	VS-A1040H7T [99]	UCD1007MPB [100]
Уровень звукового давления, дБ	120	106	106	103	110	115	90
Ширина диаграммы направленности, град	80	100	75	100	60	90	80
Максимальный размах входного напряжения, В	20	100	160	160	100	50	30

Из множества представленных в таблице 3.3 ультразвуковых излучателей оптимальным выбором является MA40S4S, поскольку он позволяет создавать наибольшее звуковое давление, тем самым обеспечивать максимальную дальность передачи сигналов. Амплитудно-частотная характеристика и диаграмма направленности излучателя MA40S4S приведены на рисунках 3.2 и 3.3 соответственно [93].

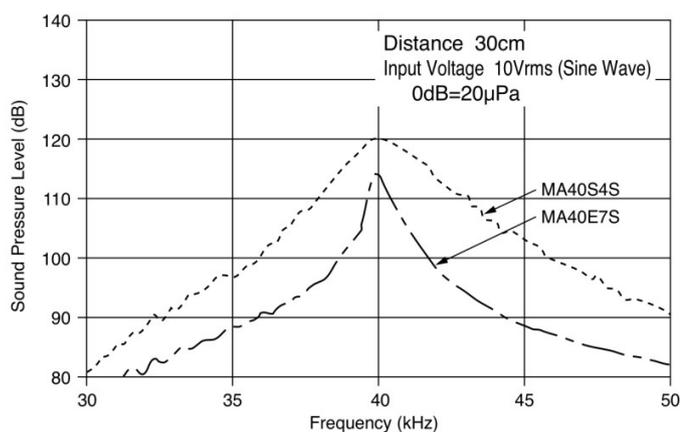


Рисунок 3.2 – Амплитудно-частотная характеристика излучателя MA40S4S

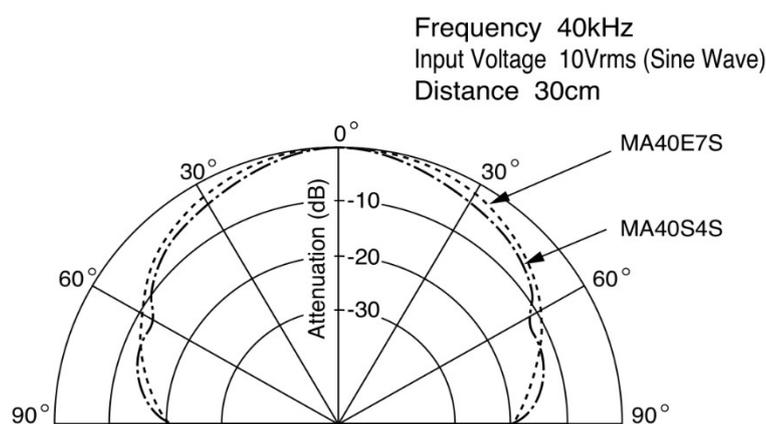


Рисунок 3.3 – Диаграмма направленности излучателя MA40S4S

Перейдём к выбору ультразвуковых датчиков. Критериями выбора являются:

1. Наилучшая (наибольшая) чувствительность;
2. Наибольшая ширина диаграммы направленности.

В таблице 3.4 приведены технические характеристики доступных ультразвуковых датчиков. Стоит отметить, что в таблицах 3.3 и 3.4 могут встречаться одинаковые наименования, поскольку некоторые датчики могут работать как на приём, так и на передачу.

Таблица 3.4. Технические характеристики ультразвуковых датчиков.

Наименование	MA40S4R [93]	MA40E7R [93]	MA40E8-2 [93]	MA40MF14 [93]	TCT40-R3[101]	UCD1007MPB [100]
Чувствительность, дБ	-63	-74	-85	-87	-70	-67
Ширина диаграммы направленности, град	80	100	75	100	60	80

Анализ таблицы 3.4 привёл к выбору датчика MA40S4R, обладающего наибольшей чувствительностью. Амплитудно-частотная характеристика и

диаграмма направленности датчика MA40S4R приведены на рисунках 3.4 и 3.5 соответственно [93].

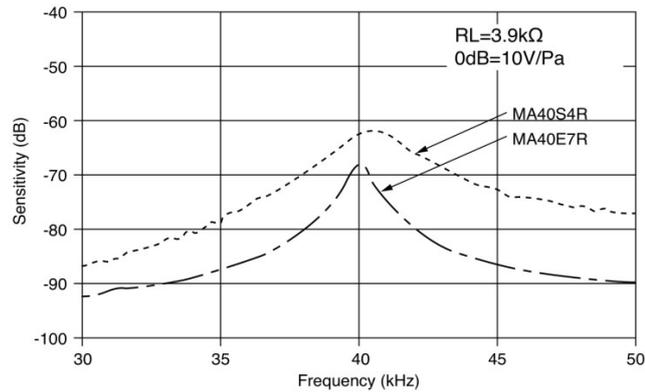


Рисунок 3.4 – Амплитудно-частотная характеристика датчика MA40S4R

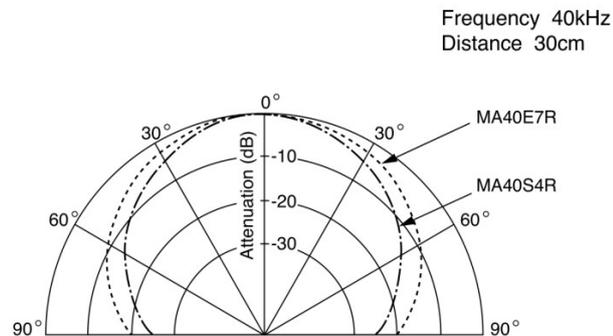


Рисунок 3.5 – Диаграмма направленности датчика MA40S4R

При разработке принципиальных схем приёмопередатчика фиксированного объекта были использованы схемы, предложенные производителем [93] и выполненные на единой печатной плате (рисунок 3.6).



Рисунок 3.6 – Трёхмерное изображение верхней стороны печатной платы приёмопередатчика фиксированного объекта

Ключевой проблемой эксплуатации приёмопередатчика является влияние излучателя на датчик. Для решения этой проблемы были проведены исследования, посвящённые изысканию оптимальной дальности разнесения излучателя и датчика с точки зрения, как минимизации взаимовлияния, так и минимизации габаритных параметров устройства. Также для излучателя и датчика были разработаны акустические рупоры, снижающие величину взаимовлияния при распространении сигналов в воздухе. По результатам проведённых исследований был разработан корпус приёмопередатчика (рисунок 3.7).

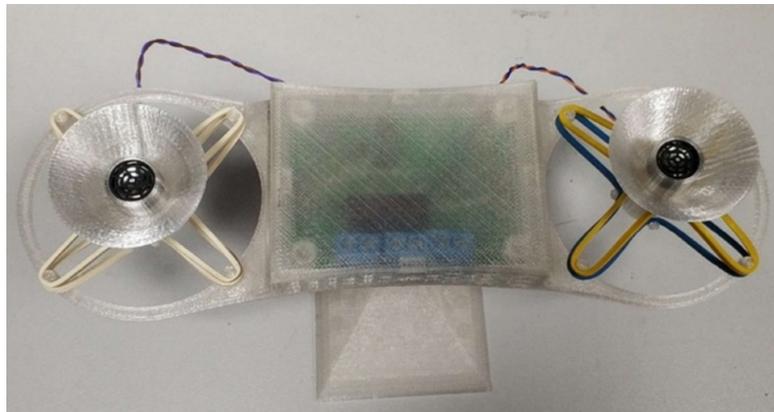


Рисунок 3.7 – Корпус модуля приемо-передатчика с акустическими рупорами, закрепленными на упругих подвесах

При разработке приёмопередатчика подвижного объекта было применено аналогичное решение в части принципиальных схем, однако важно учитывать, что подвижный объект должен осуществлять приём сигналов по всем азимутальным направлениям, следовательно, необходимо применять набор приёмопередатчиков, каждый из которых осуществляет приём по заданным азимутальным направлениям, обеспечивая круговую диаграмму направленности устройства. С учётом диаграммы направленности излучателей и датчиков было решено использовать 10 приёмных и передающих узлов, расположенных по кругу с азимутальным шагом в 36 градусов. Было решено разработать устройство таким образом, чтобы приёмная часть (рисунок 3.8) была выполнена на одной печатной плате, а передающая на другой, расположенной вертикально над приёмной платой.

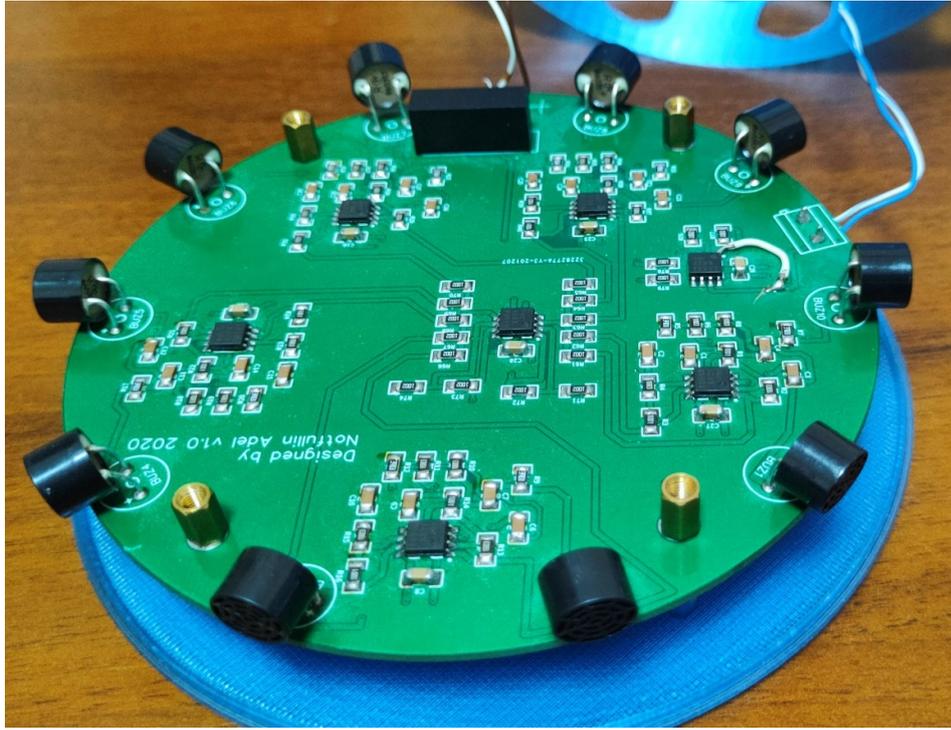


Рисунок 3.8 – Плата приемника подвижного объекта

### 3.4 Выбор параметров сигналов

На базе разработанных приёмопередатчиков экспериментально определено, что для обеспечения связи на максимальной дальности, равной диагонали выбранной аудитории, необходимо, чтобы на длительности одного кодового символа  $b_k^{n_A}(t)$  передавалось не менее 128 чипов [92] пилот-сигнала. Поскольку датчики являются инерционными устройствами, то для обнаружения сигнала в приёмнике необходимо повторять каждый чип пилот-сигнала не менее 8 раз, что показано там же.

Исходя из этого, получаем следующие параметры сигналов – при частоте дискретизации сигнала 200 кГц и несущей частоте 40 кГц получаем 5 отсчётов сигнала на период несущей. Учитывая необходимое количество повторений чипа, частота пилот-последовательности будет равна 5 кГц. Пилот-последовательность формируется M-последовательностью [102], значения которой определяются в соответствии со значениями степенных оснований неприводимых полиномов. Неприводимый полином для синфазной составляющей пилот-последовательности имеет вид  $f_l = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$ , а для квадратурной

$f_0 = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$ . Цифровые автоматы для формирования М-последовательностей подробно рассмотрены в [102].

Для решения задач связи и позиционирования в системе необходимо передавать следующую информацию: системное время, номер объекта, координаты объекта. В связи с малыми объёмами передаваемой информации достаточным будет использование четырёх логических каналов:

1. Пилот-канал;
2. Канал синхронизации, в котором будет передаваться указанная информация;
3. Два канала передачи произвольных данных.

Тогда для кодового разделения каналов логично применять каналные расширяющие последовательности Уолша [103], обладающие, как и пилот-последовательность, частотой следования 5 кГц.

### **3.5 Экспериментальная проверка работоспособности стенда**

При проведении экспериментальной проверки работоспособности стенда было решено формировать ИП 6 фиксированными объектами и проводить оценку координат  $P^n$  неподвижным объектом, осуществляющим приём по всем азимутальным углам. Имея план аудитории, в которой проводился эксперимент, путём геометрических построений в среде AutoCad было определено расположение фиксированных объектов, формирующих ИП в аудитории. Расположение неподвижного объекта в точках  $P_1^n \dots P_3^n$  было выбрано случайным. План размещения объектов стенда в аудитории приведён на рисунке 3.9.

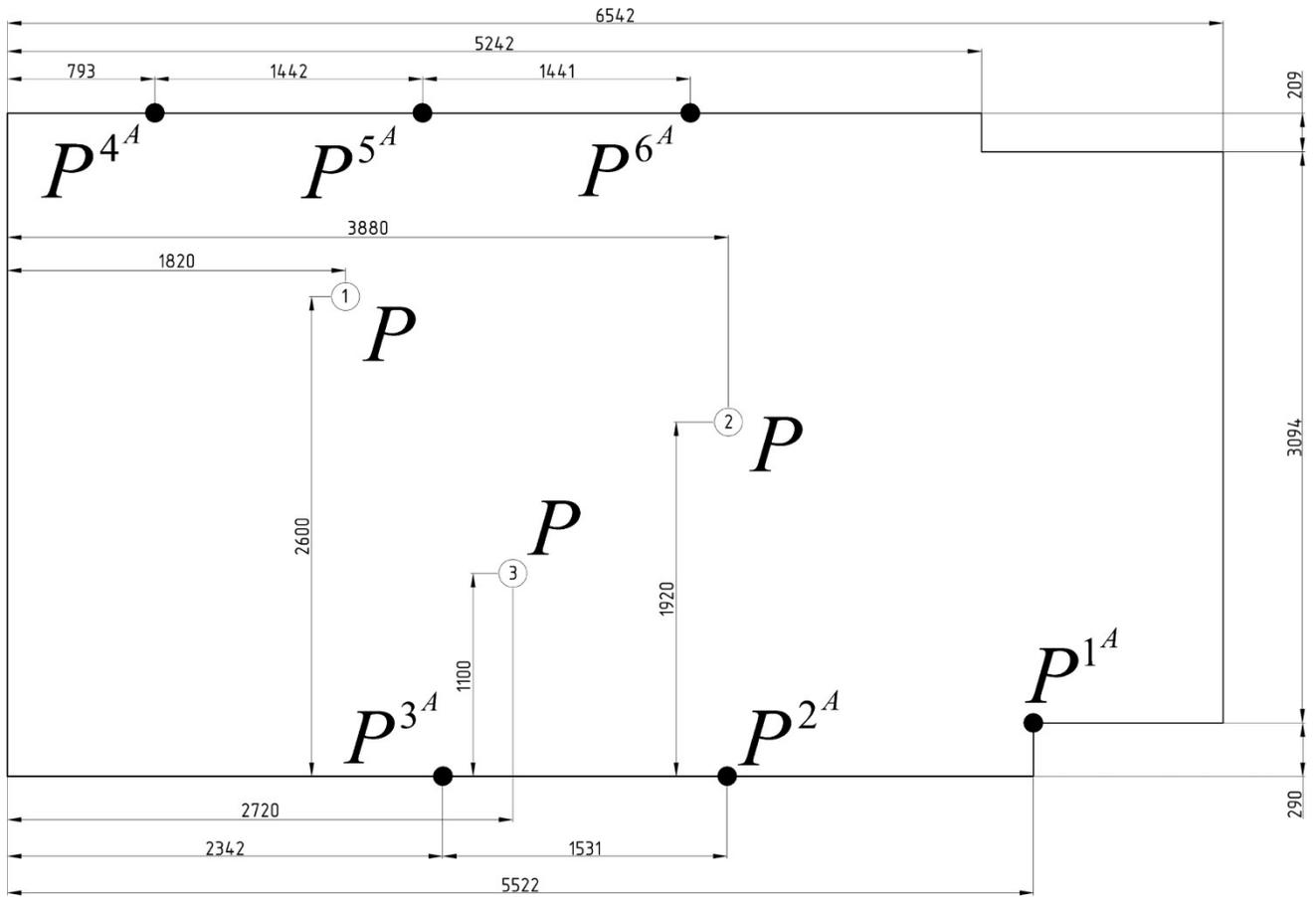


Рисунок 3.9 – План размещения объектов стенда

Цифрами 1 – 3 показаны различные точки размещения объекта, осуществляющего приём по всем азимутальным углам. В этих точках объектом были получены оценки своих координат. По результатам эксперимента оценивались средний квадрат отклонения оценок. Определение истинных координат объектов производилось на основе измерений дальностей между различными точками рассматриваемой плоскости (рисунок 3.9) с помощью лазерного дальномера Ресанта ДЛ-40 [104] точность измерения которого составляет  $\pm 2$  мм. Результаты эксперимента приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5. Результаты эксперимента по определению координат объекта для трёх вариантов его положения в пространстве

Номер точки	СКО оценок координат, мм.
1	$29,95 \pm 0,07$ (95% ДИ)
2	$28,77 \pm 0,06$ (95% ДИ)
3	$14,55 \pm 0,03$ (95% ДИ)

Для оценки эффективности полученных решений для подвижного объекта экспериментальным методом была изготовлена установка способная осуществлять равномерное движение подвижного объекта в двух направлениях (рисунок 3.10).

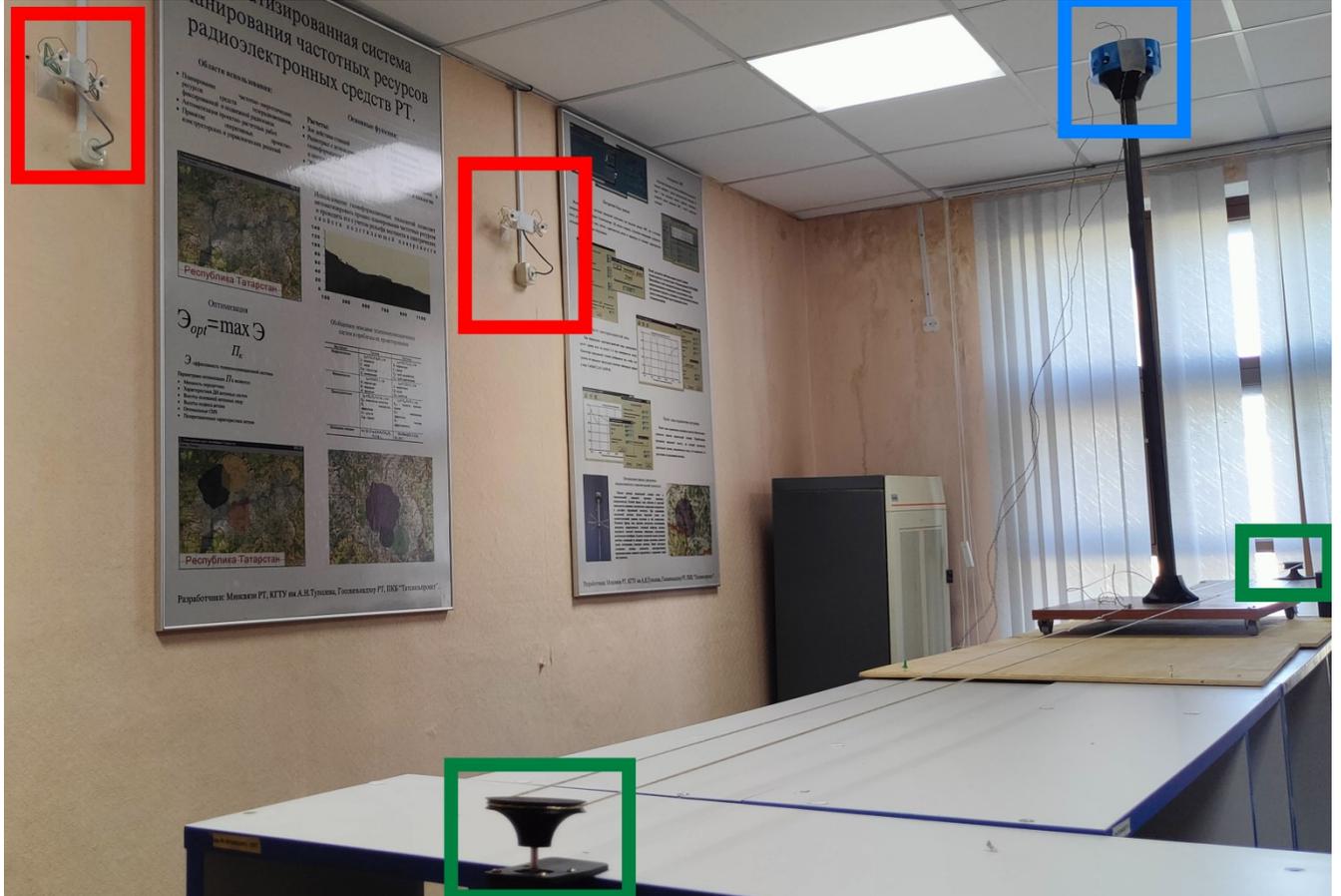


Рисунок 3.10 – Установка для подвижного объекта

На рисунке 3.10 красным цветом обведены приёмопередатчики фиксированных объектов, синим обведён подвижный объект, движением которого управляют вращающиеся элементы, обведённые зелёным, один из которых управляется шаговым двигателем. С помощью платы Arduino осуществляется задание скорости, времени и направления вращения шагового двигателя – тем самым задаётся вектор скорости подвижного объекта и расстояние, которое объект должен проехать.

### 3.6 Определение максимальных значений временного смещения следящего контура

Как показано в главе 2 для осуществления связи и позиционирования на подвижном объекте необходима реализация следящего контура. Для отслеживания параметров сигналов необходимо определить величины  $r_E$  и  $r_L$  соответственно. Эти величины определяются исходя из максимально возможных отклонений оценок дальности. В рамках серии экспериментов, рассмотренных в предыдущем разделе, каждый раз фиксировались оценки дальности  $D^{n^A}, n^A = \overline{1,6}$ , которые вычитались из истинных значений дальности, а затем пересчитывались в эквивалентное количество отсчётов дискретизированного сигнала. Гистограмма полученных отклонений представлена на рисунке 3.11.

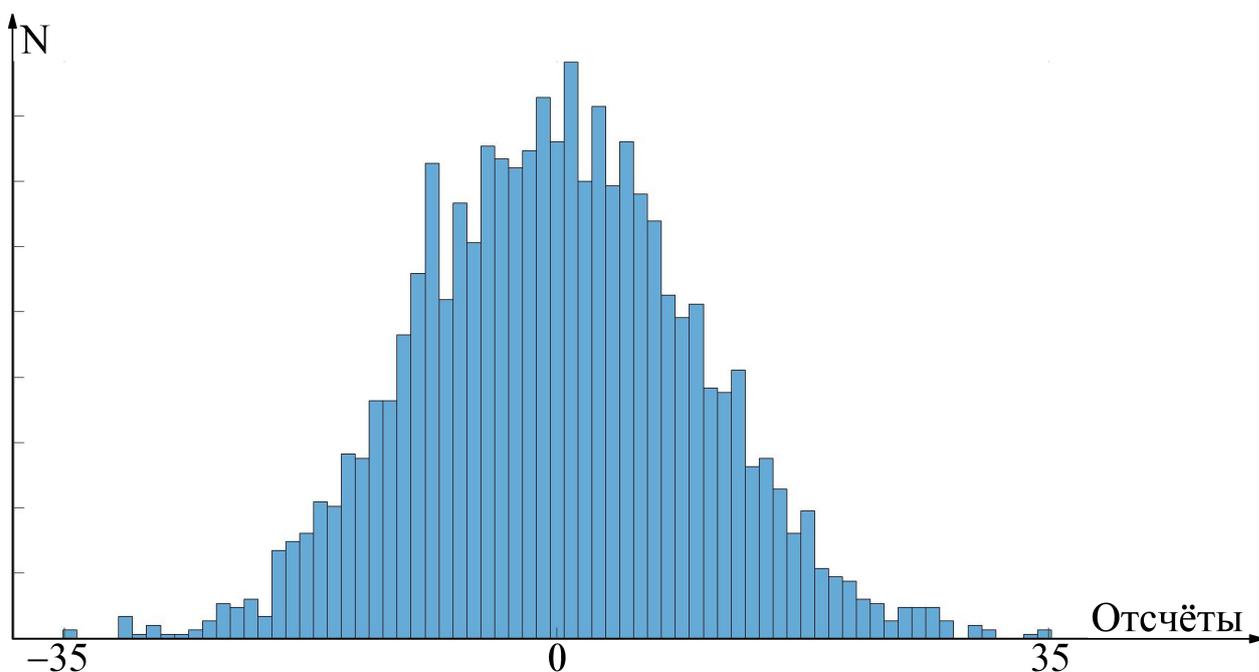


Рисунок 3.11 – Гистограмма величин отклонений оценок дальности в эквиваленте отсчётов дискретизированного сигнала

По полученным результатам, очевидно, что необходимо величины  $r_E$  и  $r_L$  выбирать равными 35 отсчётам дискретизированного сигнала.

### 3.7 Сравнение системных параметров при реализации разработанного алгоритма в радиодиапазоне

С целью определения граничных условий применения разработанного стенда (диапазон скоростей движения, выделенная полоса сигнала, период

обновления информации, максимальная величина отклонения оценок координат) и сопоставления полученных оценок определим системные параметры стенда в случае формирования ИП в радиодиапазоне на базе существующего в системах связи с подвижными объектами (со 2-го по 5-е поколение) оборудования, использующего разработанный алгоритм, определим системные параметры разработанного стенда.

Заданными являются: скорость распространения акустической волны при нормальных условиях  $v_\lambda=343$  м/с (согласно выражению 3.1), несущая частота сигнала  $f_{\text{нес}}=40$  кГц, полоса сигнала  $P_S=5$  кГц, количество чип псевдослучайной последовательности, передаваемых на длительности одного кодового символа  $N_c=128$ , период обновления информации, равный в этом случае длительности кодового символа  $T_{\text{обн}}=25600$  мкс.

Для указанных систем связи исходя из документации стандартов получаем:

– Для 2G:  $f_{\text{нес}}=800$  МГц,  $P_S=1,25$  МГц,  $N_c=64$ ,  $T_{\text{обн}}=52$  мкс [103].

– Для 3G:  $f_{\text{нес}}=2100$  МГц,  $P_S=5$  МГц,  $T_{\text{обн}}=16,7$  мкс. при  $N_c=64$  [103].

– Для 4G:  $f_{\text{нес}}=2600$  МГц,  $P_S=20$  МГц,  $T_{\text{обн}}=71,4$  мкс. при обработке сабфреймов целиком (см. раздел 1.5.1),  $T_{\text{обн}}=1$  мс. при обработке только служебной информации в начале сабфрейма [73].

– Для 5G:  $f_{\text{нес}}=4500$  МГц,  $P_S=100$  МГц,  $T_{\text{обн}}=8,92$  мкс. при обработке сабфреймом целиком и шаге поднесущих 120 кГц,  $T_{\text{обн}}=1$  мс. при обработке только служебной информации в начале сабфрейма [76].

Используя эти данные рассчитаем величину разрешения по времени как обратную от  $P_S$  величину, величину разрешения по дальности как произведение скорости распространения волны  $v_\lambda$  на величину разрешения по времени, а также оценим допустимую скорость движения объекта  $v_{\text{max}}$ , при которой потенциально возможно слежение за сигнальными и навигационными параметрами,

определяемую как  $\frac{v_\lambda}{2 \cdot f_{\text{нес}} \cdot T_{\text{обн}}}$ . Рассчитанные значения сведены в таблицу 3.6.

Таблица 3.6. Сопоставление системных параметров стенда в случае его реализации в ультразвуковом и радиодиапазонах

Параметр	2G	3G	4G		5G		УЗ стенд
$P_s$ , МГц	1,25	5	20		100		0,005
Разрешение по времени, мкс	0,8	0,2	0,05		0,01		200
Разрешение по дальности, м	240	60	15		3		0,069
$f_{нес}$ , МГц	800	2100	2600		4500		0,04
$T_{обн}$ , мкс	52	16,7	71,4	1000	8,92	1000	25600
$v_{max}$ , м/с	$3,6 \cdot 10^3$	$4,3 \cdot 10^3$	$8 \cdot 10^2$	$5,8 \cdot 10^1$	$3,7 \cdot 10^3$	$3,3 \cdot 10^1$	$1,7 \cdot 10^{-1}$

Полученные результаты позволяют оценить порядок отклонений оценок координат, судить о том, что разработанные методы и алгоритм потенциально могут оценивать сигнальные и навигационные параметры любых подвижных объектов, существующих в околоземном пространстве, в случае оценки сигнала целиком.

### 3.8 Выбор количества компонент

В главе 2 получен следующий критерий выбора количества компонент – необходимо выбрать такое минимальное количество гипотез, при которых движение по азимутальным углам, пополам разделяющим азимуты смежных гипотез, давало бы значения плотностей распределения вероятности компонент соизмеримые со значением плотностей распределений вероятности при движении по азимуту одной из гипотез.

Для получения минимального количества гипотез произведём моделирование стенда в соответствии со следующим алгоритмом:

1. Синтез компонентного и смешивающего уровней ММ-ПГ модели для  $N_{hyp}$  гипотез.

2. Моделирование и генерация сигнала на входе приёмника подвижного объекта в случае движения строго по направлению азимутального угла, соответствующему одной из гипотез.

3. Оценивание усреднённого на интервале реализации значения плотности вероятности  $\bar{W}_0$  элементарной компоненты, соответствующей этой гипотезе.

4. Моделирование и генерация сигнала на входе приёмника подвижного объекта в случае движения строго по направлению биссектрисы азимутов смежных гипотез.

5. Оценивание усреднённых на интервале реализации значений плотностей вероятности  $\bar{W}_1, \bar{W}_2$  элементарных компонент, соответствующих смежным гипотезам.

6. Сравнение значений  $\bar{W}_0$  с  $\bar{W}_1, \bar{W}_2$ : если значения имеют одинаковый порядок величины, то принимается решение, что количество  $N_{hyp}$  гипотез является необходимым и достаточным, в противном случае необходимо увеличить  $N_{hyp}$  и вернуться к первому пункту алгоритма.

При моделировании и генерации сигнала полагается, что объект движется со скоростью 0,5 мм/с, а сигнальные и навигационные параметры на интервале приёма кодового символа считаются постоянными. Формирование сигнала осуществляется по следующему алгоритму:

1. Генерация сигналов фиксированных объектов.
2. Ввод координат фиксированных и подвижного объекта (точка начала движения).
3. Ввод скорости и азимутального направления движения подвижного объекта.
4. Вычисление координат подвижного объекта на каждом интервале приёма кодового символа.
5. Вычисление дальностей от фиксированных до подвижного объектов на каждом интервале приёма кодового символа (при движении).

6. Задержка сигналов фиксированных объектов в соответствии с вычисленными дальностями.

7. Вычисление фаз сигналов фиксированных объектов на каждом интервале приёма кодового символа (при движении).

8. Изменение фаз сигналов фиксированных объектов посредством интерполяции сигнала рядом Котельникова [105] на каждом интервале приёма кодового символа по вычисленным значениям.

9. Сложение преобразованных сигналов фиксированных объектов.

Было проведено моделирование для  $N_{hyp}=3, 5, 9$ . Результаты моделирования приведены в таблице 3.7.

Таблица 3.7. Результаты моделирования при определении необходимого и достаточного количества гипотез

$N_{hyp}$	$\bar{W}_0$	$\bar{W}_1$	$\bar{W}_2$
3	$1,7 \cdot 10^{-15}$	$1,5 \cdot 10^{-22}$	$1,4 \cdot 10^{-22}$
5	$1,7 \cdot 10^{-15}$	$1,2 \cdot 10^{-17}$	$1,24 \cdot 10^{-17}$
9	$1,7 \cdot 10^{-15}$	$1,67 \cdot 10^{-15}$	$1,67 \cdot 10^{-15}$

Полученные результаты позволяют сделать выводы, что достаточным количеством гипотез ММ-ПГ модели является  $N_{hyp}=9$ .

### 3.9 Оценка эффективности полученных решений методом компьютерного моделирования

Для оценки эффективности проведём моделирование работы стенда, с использованием разработанного ММ-ПГ алгоритма и моногауссового алгоритма фильтра Винера [17].

Выбор фильтра Винера в качестве базы для оценки эффективности разработанных методов обусловлен следующими факторами:

1. Исследования, рассмотренные в работах, указанных в разделах 1.1 – 1.3, были проведены для систем, работающих в радиодиапазоне, а оценка эффективности разработанного алгоритма проводится на базе стенда,

функционирующего в акустическом диапазоне волн, что делает невозможным прямое сравнение полученных результатов.

2. Реализация же приведенных в обзоре методов на стенде технически невозможна или приведет к заведомо predetermined результатам, так как:

- методы, приведенные, например в работе Verdu S. [38], не учитывают динамику движения объекта;
- одноальтернативный подход, использующий лишь один векторный фильтр Калмана, предлагаемый, например, в работе Petovello M. G. [63], не обеспечит неперенное слежение за объектом при резкой смене направления его движения;
- многоальтернативный подход, предложенным, например, в работе [59], нереализуем на стенде ввиду необходимости реализации большого количества каналов обработки.

Алгоритм Винеровской фильтрации, предлагаемый для сравнения, в свою очередь требует минимум априорной информации, использует малый объём вычислительных ресурсов. Также следует отметить, что в рамках проведения компьютерного моделирования с целью определения числа гипотез в соответствии с выражениями (2.32 – 2.34) были оценены значения коэффициентов матриц предсказания  $B_{kl}^{jn^A}$ ,  $B_{kQ}^{jn^A}$  при различных скоростях движения объекта, верхний предел которых эквивалентен сотням км/ч. Моделирование позволило установить, что элементы  $B_{kl}^{jn^A}$  не принимают значения менее 0,99, а элементы  $B_{kQ}^{jn^A}$  значения не более 0,01, т.е. блоки матриц в выражении (2.32) стремятся к единичным матрицам предсказания, используемым в фильтре Винера.

Для оценки достоверности приёма информации используем значение отношения правдоподобия [106, 107], выбор которого основан на невозможности оценок других часто используемых величин.

Так оценка частоты ошибок бит (BER, от англ. Bit Error Rate) считается некорректной, так как в большинстве современных систем связи с подвижными объектами для помехоустойчивой передачи используется свёрточное

кодирование, обладающее эффектом размножения ошибок. Учитывая это свойство, оценка достоверности передачи данных зачастую базируется на величине частоты ошибок в кадрах (FER, от англ. Frame Error Rate) [108], для корректной оценки которого требуется реализация на разработанном стенде Rake-приёмника, что невозможно ввиду ограничения вычислительных ресурсов устройств стенда.

Другим параметром, часто используемым при оценке достоверности передачи данных, является ОСШ. Однако важно учитывать, что при использовании полигауссовой модели, оценки ОСШ могут быть получены для только для отдельной гауссовой компоненты, а не для всего сигнала.

В тоже время отношение правдоподобия является комплексной вероятностной величиной, позволяющей оценить достоверность оценки сигнала на входе приемного устройства, что с учетом применяемых для передачи данных квадратурных фазовой (QPSK, от англ. Quadrature Phase Shift Keying) или амплитудной (QAM, от англ. Quadrature Amplitude Modulation) модуляции обеспечивает снижение вероятности ошибки передачи данных.

В начальный момент времени пассивный объект неподвижно размещается в центре лаборатории. После начальной синхронизации в неподвижном положении объект начинает движение строго в направлении биссектрисы угла между гипотезами «а» и «е» (см. рисунок 2.2) со скоростью 0,5 мм/с. Движение осуществляется на длине 19000 кодовых символов.

Матрицы дисперсий шума измерений и формирующего шума фильтра Винера и ММ-ПГ алгоритма оцениваются с использованием разработанного алгоритма адаптации. Рассмотрим фрагмент результатов фильтрации (красным) точной квадратуры и её измерений (зелёным) предложенными алгоритмами в случае начала движения (Рисунок 3.12).

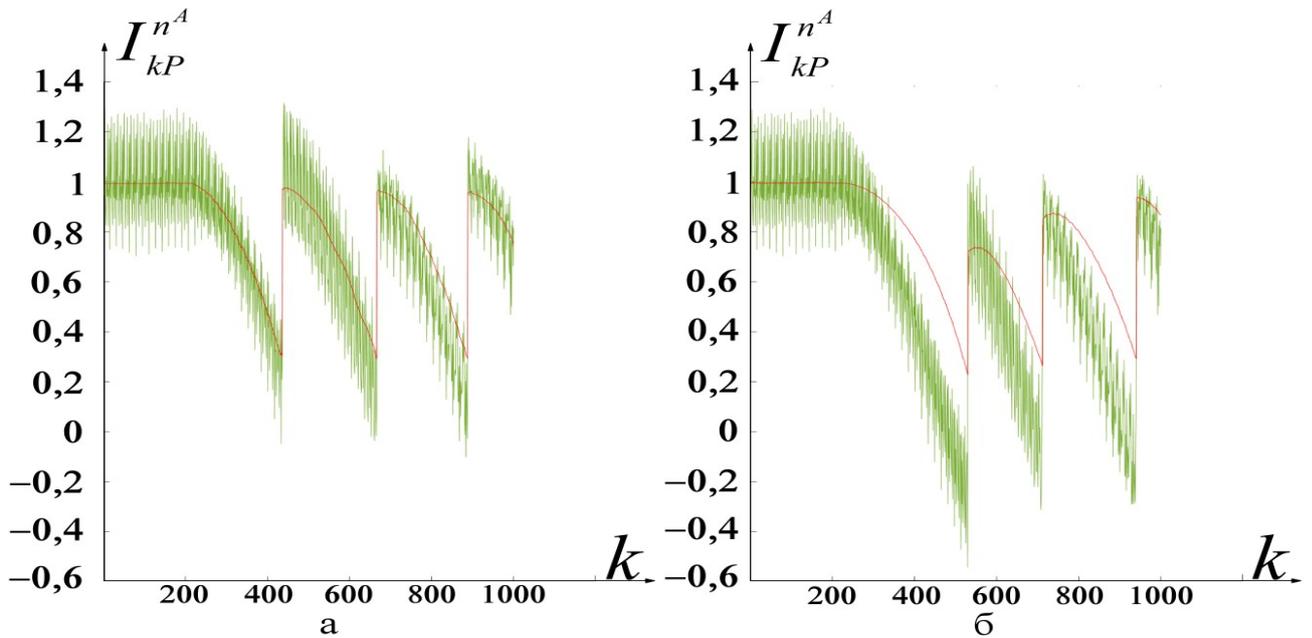


Рисунок 3.12 – Измерения «точных» квадратур  $I_{kP}^{n^A}$  (зелёным) и их оценки

$\hat{I}_{kP}^{n^A}$  (красным) для алгоритма ММ-ПГ (а) и Винера (б)

Стоит отметить, что заметный на рисунке 3.12 шум «измерений» возникает по причине влияния внутрисистемных помех, создаваемых остальными пятью передатчиками, а причиной скачкообразных изменений измерений и оценок является выработка управляющего воздействия  $\vec{U}_{k+1}$ , когда оценка дальности  $\hat{D}_k^{n^A}$  изменяется на расстояние, эквивалентное смещению на 1 отсчёт, т.е. на 1,715 мм.

Как видно из рисунка 3.12 оценки квадратур фильтра Винера сильно запаздывают относительно измерений. Это объясняется тем, что при адаптации на неподвижном участке оцениваемые значения матрицы дисперсии формирующего шума становятся крайне малыми, что влечёт увеличение инерционности фильтра. Неточности оценки квадратур влечёт снижение отношения правдоподобия оценок сигнальных параметров, а, следовательно, и существенное увеличение вероятности битовой ошибки.

Алгоритм ММ-ПГ в свою очередь не обладает указанным недостатком несмотря на то, что на неподвижном участке значения матрицы дисперсии формирующего шума для гипотезы о неподвижном объекте сравнимы с аналогичной матрицей фильтра Винера. Однако при этом матрицы дисперсий

формирующего шума остальных гипотез остаются достаточными для реакции на динамичное движение объекта.

Кроме того, погрешность оценки сигнальных параметров, наблюдаемая на выходе фильтра Винера, влечёт за собой и рост погрешности навигационных параметров (Рисунок 3.13).

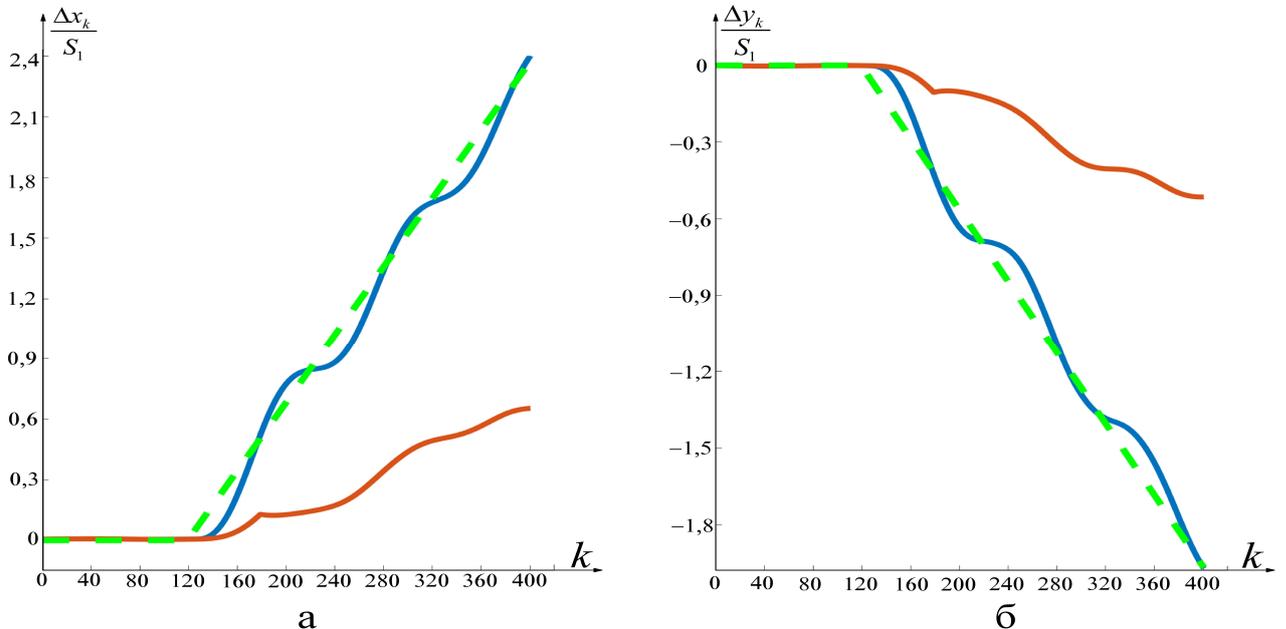


Рисунок 3.13 – Приращения оценок координат  $x_k$  (а) и  $y_k$  (б), нормированных к расстоянию, эквивалентному смещению на 1 отсчёт для ММ-ПГ модели (синим), по фильтру Винера (красным) и истинное значение (зелёным)

Приращение оценок координат  $\Delta x_k = T \cdot \sum_{k'=0}^k v_{k'x}$ ,  $\Delta y_k^n = T \cdot \sum_{k'=0}^k v_{k'y}$  определяется как произведение длительности кодового символа  $T$  на сумму оценок проекции скорости. Как видно из рисунка 3.13 на интервале приёма каждого кодового символа увеличивается отклонение координат от истинного значения, что, в конце концов, приведёт к срыву слежения, как за сигнальными, так и за навигационными параметрами.

Решением этой проблемы является ввод нижнего порога для матрицы дисперсии формирующего шума фильтра Винера. Фрагмент результатов фильтрации и их подробное сравнение в этом случае приведены на рисунках 3.14 и 3.15.

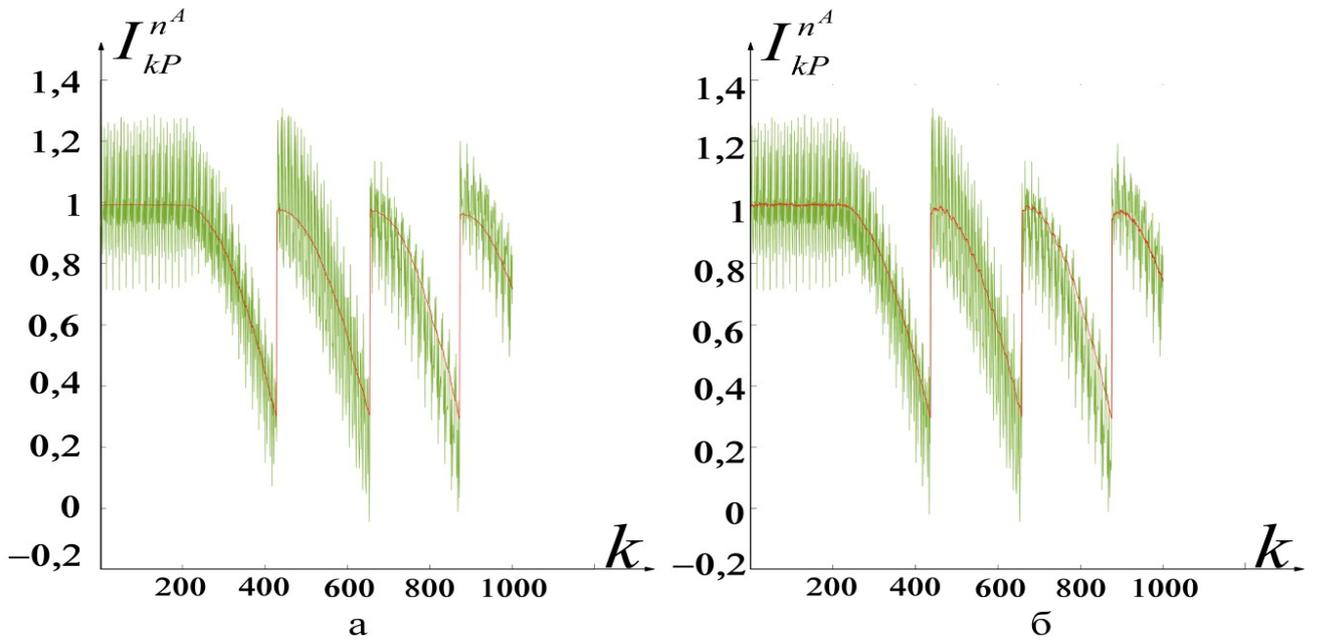


Рисунок 3.14 – Измерения «точных» квадратур  $I_{kP}^{n^A}$  (зелёным) и их оценки  $\hat{I}_{kP}^{n^A}$  (красным) для алгоритма ММ-ПГ (а) и Винера (б)

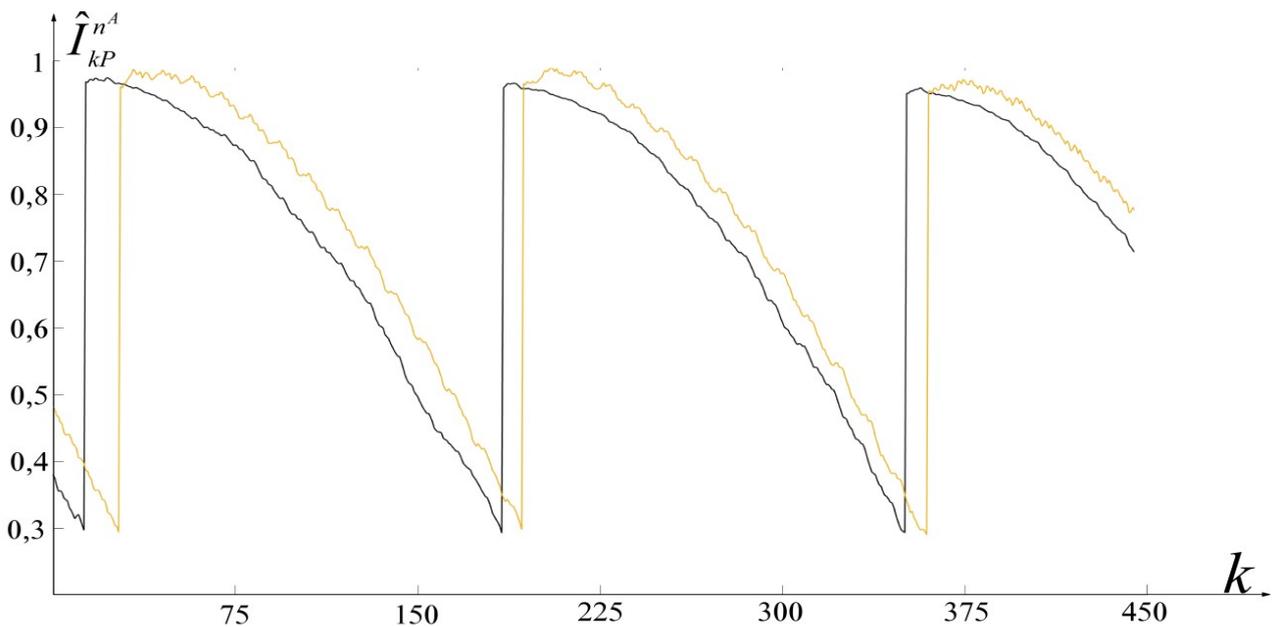


Рисунок 3.15 – Оценки «точных» квадратур  $\hat{I}_{kP}^{n^A}$  на подвижном участке по ММ-ПГ модели (чёрным) и фильтру Винера (рыжим)

В случае введения нижнего порога для значений матрицы дисперсии формирующего шума фильтра Винера срыва слежения, как за сигнальными, так и за навигационными параметрами уже не наблюдается. Однако, как следует из рисунка 3.15, оценки фильтра Винера «запаздывают» относительно оценок,

получаемых алгоритмом на базе ММ-ПГ модели. Это объясняется тем, что фильтр Винера обладает единичной матрицей предсказания. Кроме того, вследствие введения порога оценки фильтра Винера имеют еще и больший уровень шума.

Запаздывание оценок фильтра Винера приводит к «запаздыванию» оценок координат (Рисунок 3.16).

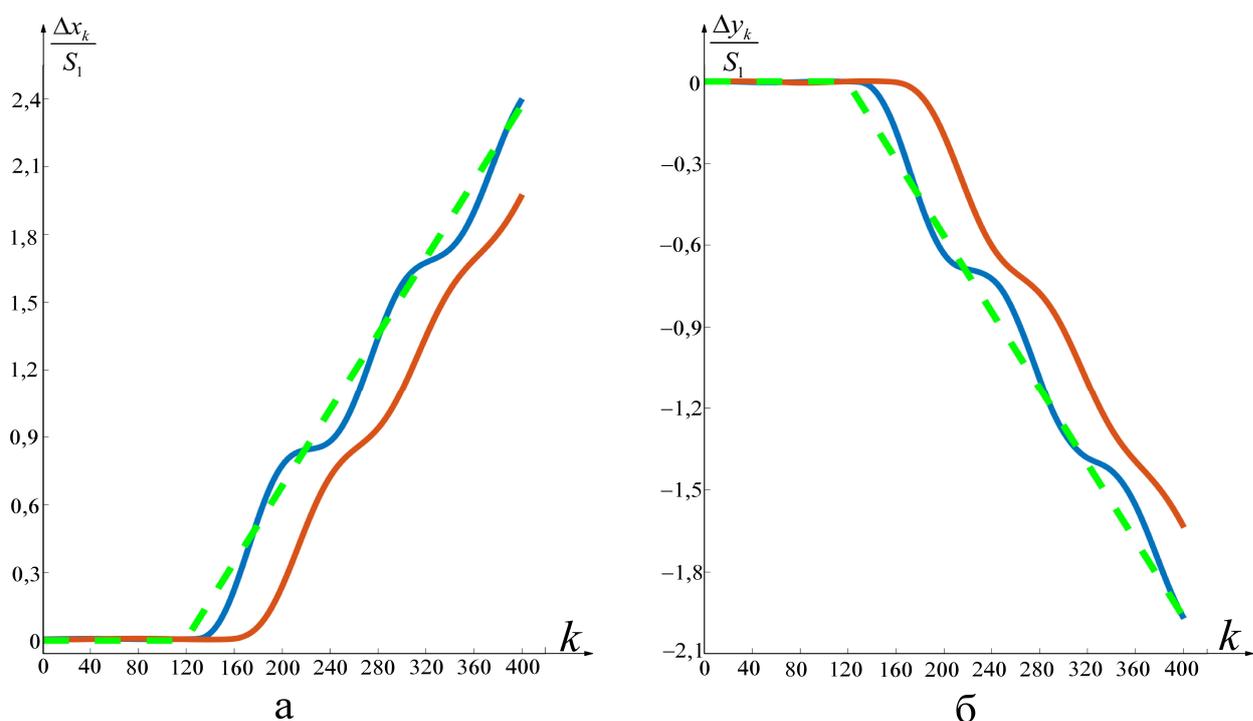


Рисунок 3.16 – Приращения оценок координат  $x_k$  (а) и  $y_k$  (б), нормированных к расстоянию, эквивалентному смещению на 1 отсчёт для ММ-ПГ модели (синим), по фильтру Винера (красным) и истинное значение (зелёным)

Корректно выбранная величина порога позволяет сохранять постоянной величины отклонения оценок координат, однако важно иметь в виду, что каждый манёвр объекта (изменение угла направления движения, остановка и пр.) будет увеличивать отклонения оценок координат на некую величину.

Далее необходимо оценить и сравнить отношение правдоподобия оценок, получаемых моделями ММ-ПГ и Винера при различных отношениях сигнал-шум (ОСШ) на отрезке [-10, 40] дБ с шагом 5 дБ.

Для получения этой оценки вычислим соотношение усредненных отношений правдоподобия оценок параметров сигналов, полученных алгоритмом

на базе ММ-ПГ модели  $\vec{L}_{ММ-ПГ}$  и фильтром Винера  $\vec{L}_{Винер}$  для всех кодовых символов  $\beta = \left( \frac{\vec{L}_{ММ-ПГ}}{\vec{L}_{Винер}} \right)$ . Величина  $\beta$  показывает выигрыш в отношении правдоподобия оценок параметров сигналов, полученных алгоритмом на базе ММ-ПГ модели, относительно оценок, полученных фильтром Винера. Полученные по результатам 100 опытов моделирования значения  $\beta$  приведены на рисунке 3.17.

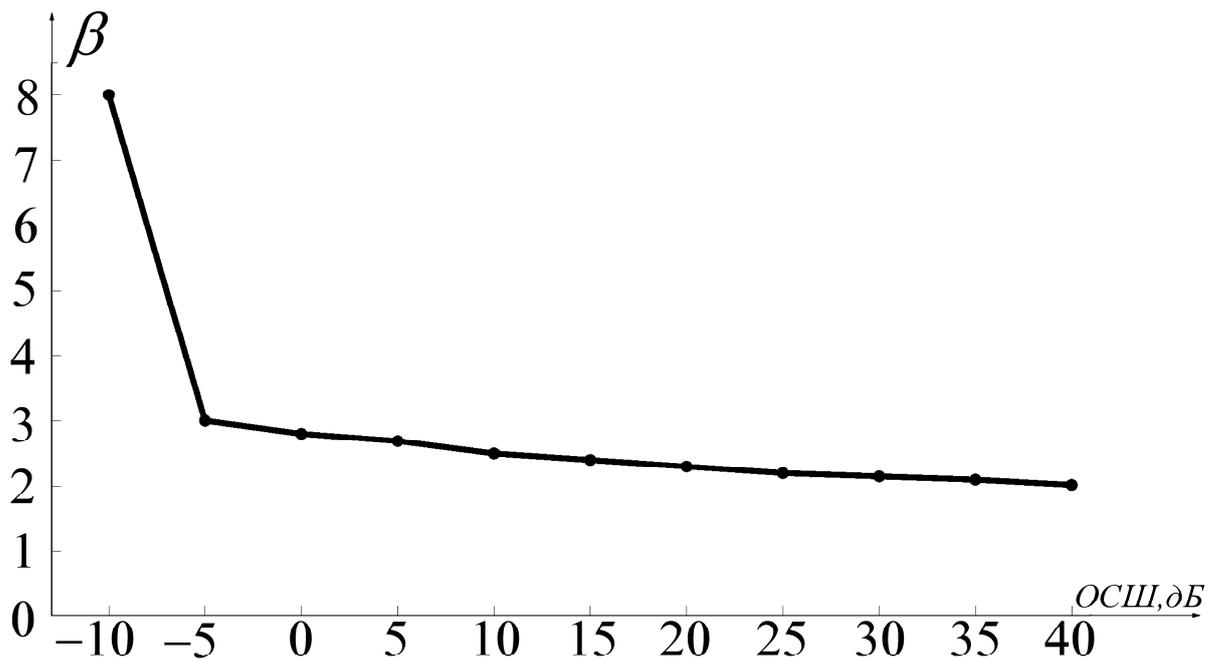


Рисунок 3.17 – Зависимость величины  $\beta$  от ОСШ

Из рисунка 3.17, что применение алгоритма на базе ММ-ПГ модели позволяет более чем в 2 раза повысить отношение правдоподобия оценок параметров сигналов. Рассмотрим изменение  $\beta$  во времени в случае, когда первоначально объект неподвижен, а после движется в соответствии с условиями моделирования (Рисунок 3.18), поскольку на отрезке  $[-5, 40]$  дБ  $\beta$  меняется незначительно, то приведём её значения при ОСШ 10 дБ.

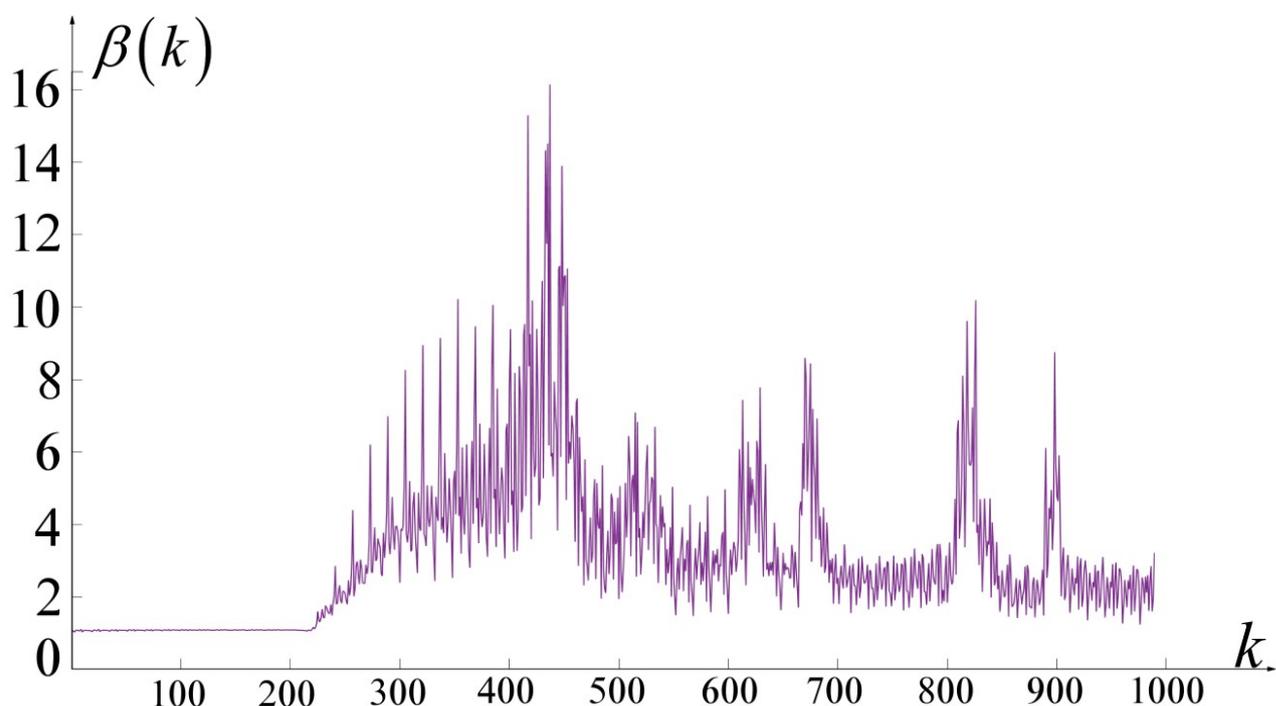


Рисунок 3.18 – Изменение величины  $\beta$  во времени

Как следует из приведенного на рисунке 3.18 графика, алгоритм на базе ММ-ПГ обеспечивает выигрыш по отношению правдоподобия по сравнению с фильтром Винера в 2 – 16 раз.

Оценим эффективность метода оценки навигационных параметров. Для этого в случае подвижного объекта на интервале приёма каждого кодового символа будем вычислять СКО оценок координат, значения которых усредним на длине всей «подвижной» реализации. Истинные значения координат получены в 4-м пункте алгоритма формирования сигнала для моделирования. Значения СКО оценок координат также получены при различных отношениях сигнал-шум (ОСШ) по результатам 100 опытов на отрезке  $[-10, 40]$  дБ с шагом 5 дБ (рисунок 3.19).

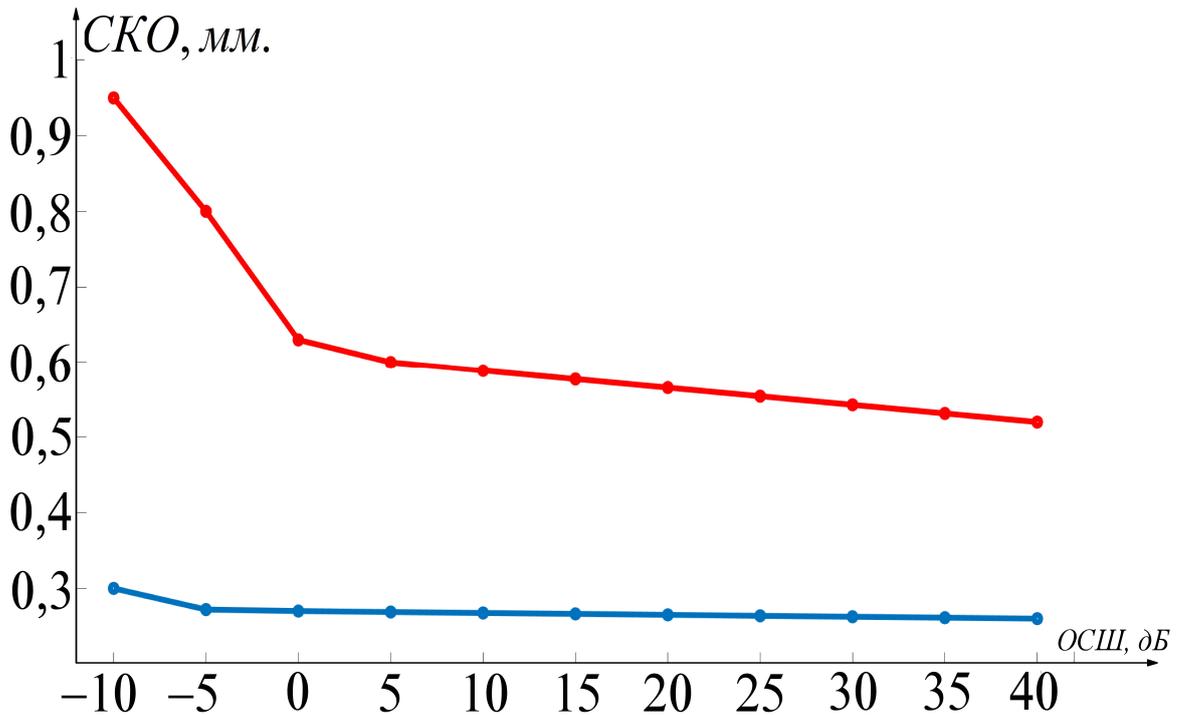


Рисунок 3.19 – Зависимость СКО оценок координат от ОСШ. Синим – ММ-ПГ, красным – Винер.

По результатам моделирования видно, что применений алгоритма на базе ММ-ПГ модели позволяет более чем в 2 раза снизить СКО оценок координат. Резкий рост СКО оценок координат при ОСШ больше 0 дБ объясняется «неустойчивостью» фильтра Винера при данных величинах шума измерения.

Полученные результаты компьютерного моделирования позволяют сделать выводы, что для подвижного объекта применение ММ-ПГ модели позволило:

1. Более чем в 2 раза повысить отношение правдоподобия оценок параметров сигналов [89];
2. Существенно снизить СКО оценок координат более чем в 2 раза [109].

### 3.10 Экспериментальный анализ динамики изменения параметров

Используя разработанную установку для подвижного объекта была проведена проверка работоспособности системы при движении объекта со скоростью 0,5 мм/с в ходе которой были произведены записи трёх реализаций квадратур сигналов  $\overline{IQ}_k$  модулем NI 7841R с целью определения порядка

гауссово-марковской последовательности и цепи Маркова на основе уравнения авторегрессии  $m$ -го порядка (см. раздел 1.4.5).

В соответствии с выражениями, представленными в разделе 1.4.6 была определена относительная погрешность оценки  $\delta_k$  для порядка модели  $m = \overline{1,6}$  для трёх реализаций в неподвижном случае и в движении (таблица 3.8).

Таблица 3.8. Значения СКО относительной погрешности оценки авторегрессионными моделями различных порядков значений оценок манипулированных информационных символов канала пилот-сигнала

Порядок модели \ № реализации и движение	1	2	3	4	5	6
1, неподвижен	5,4	5,1	4,7	4,5	4,3	4,1
2, неподвижен	8,9	8,7	8,6	8,55	8,52	8,34
3, неподвижен	12	11,93	11,92	11,8	11,7	11,6
1, в движении	7,9	7,5	7,2	7	6,9	6,8
2, в движении	8	7,863	7,845	7,669	7,545	7,483
3, в движении	11,7	11,3	11,17	11,14	10,94	10,9

Анализ полученных данных позволяет сделать следующие выводы:

1. Значения относительной погрешности оценки модели медленно уменьшаются с ростом порядка модели;
2. Влияние движения абонентов мало влияет на относительную погрешность оценки.

На основе полученных результатов можно сделать вывод о возможности описания параметров компонент гауссово-марковскими последовательностями первого порядка с линейным предсказанием, а также использовать цепи Маркова первого порядка.

### 3.11 Оценка эффективности полученных решений экспериментальным методом

При проведении экспериментальных исследований движение объекта было задано следующим образом:

1. объект неподвижен и расположен в точке  $\dot{P}$  с координатами (2560, 1711);
2. объект равномерно движется в точку  $\ddot{P}$  с координатами (3390,5, 1696,6) со скоростью 0,5 мм/с, проезжая 830,6 мм;
3. объект останавливается на определённый отрезок времени;
4. объект равномерно движется в обратную сторону также со скоростью 0,5 мм/с проезжая 710,3 мм. и останавливаясь в точке  $\ddot{\ddot{P}}$  с координатами (2680,4, 1712,7).

При проведении эксперимента на подвижном объекте был зафиксирован инструмент, фиксирующий на плоскости движения траекторию движения объекта. После проведения эксперимента с помощью лазерного дальномера [104] фиксировались координаты точек траектории, набор которых и использовался в качестве истинной траектории.

План размещения и ключевые точки при движении показаны на рисунке 3.20.

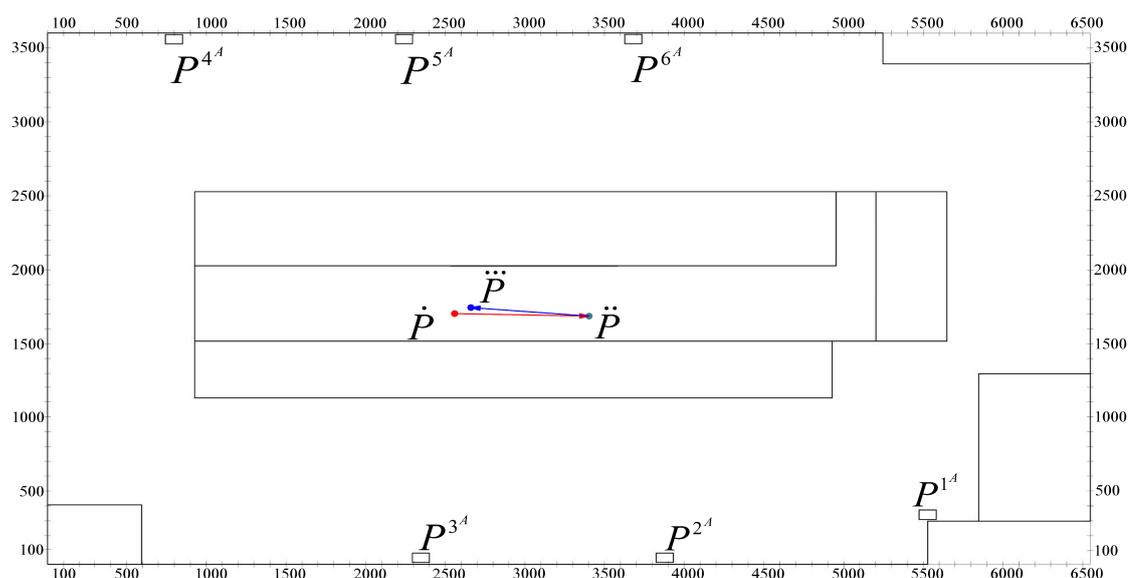


Рисунок 3.20 – План размещения фиксированных объектов и точки передвижения подвижного объекта

В ходе проведения эксперимента были определены ОСШ = 0,1 дБ, среднее значение величины  $\beta = 4,37$ , среднее значение СКО оценок координат в случае применения алгоритма, использующего ММ-ПГ модель равное  $1,270 \pm 0,036$  мм. (95% ДИ), а для алгоритма, использующего фильтр Винера  $12,920 \pm 0,097$  мм. (95% ДИ). Используя эти значения можем вычислить примерные оценки среднего значения СКО оценок координат в случае применения разработанного алгоритма в системах связи (со 2-е по 5-е поколения), используя соотношения величин разрешения по дальности, приведённых в таблице 3.6. Тогда при использовании разработанного алгоритма получаем: 4417,3 мм. (2G), 1138,7 мм. (3G), 276,1 мм. (4G), 55,2 мм. (5G). При использовании алгоритма Винеровской фильтрации: 44938,3 мм. (2G), 11584 мм. (3G), 2808,8 мм. (4G), 562 мм. (5G). Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что применение разработанного алгоритма позволяет обеспечить точность оценок координат, равную 1 м. и менее при значимо меньших, в сравнении с алгоритмом Винеровской фильтрации, полосах сигналов.

С целью анализа и интерпретации полученных результатов рассмотрим фрагмент изменения величины  $\beta$  во времени (рисунок 3.21), оценку траектории движения объекта в случаях применения ММ-ПГ модели (рисунок 3.22) и фильтра Винера (рисунок 3.23), графики изменения  $x_k$  и  $y_k$  в случаях применения ММ-ПГ модели и фильтра Винера (рисунки 3.24 – 3.27).

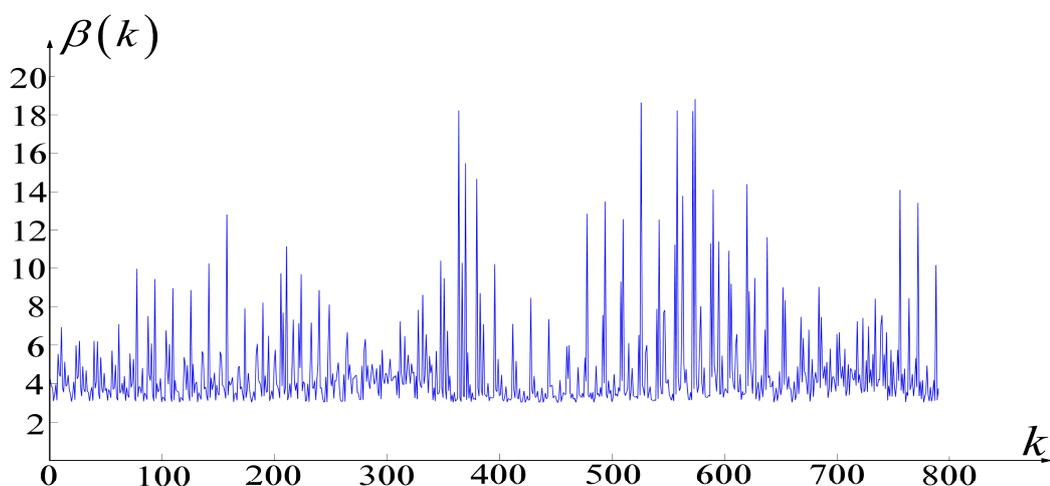


Рисунок 3.21 – Фрагмент изменения величины  $\beta$  во времени для экспериментальной реализации

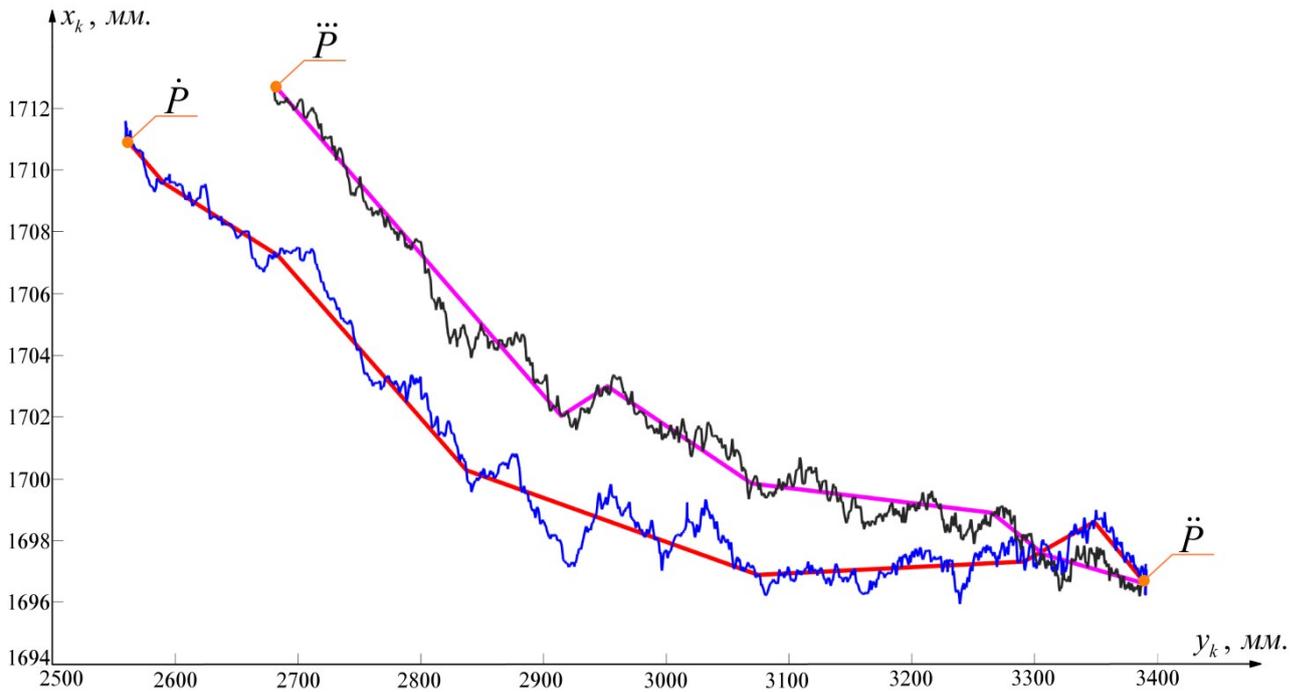


Рисунок 3.22 – Оценка траектории (синим) и истинная траектория (красным) при движении между точками  $\dot{P}$ ,  $\ddot{P}$  и оценка траектории (чёрным) и истинной траектории (розовым) при движении между точками  $\ddot{P}$ ,  $\ddot{P}$  в случае применения ММ-ПГ модели



Рисунок 3.23 – Оценка траектории (синим) и истинная траектория (красным) при движении между точками  $\dot{P}$ ,  $\ddot{P}$  и оценка траектории (чёрным) и истинной траектории (розовым) при движении между точками  $\ddot{P}$ ,  $\ddot{P}$  в случае применения алгоритма с фильтром Винера

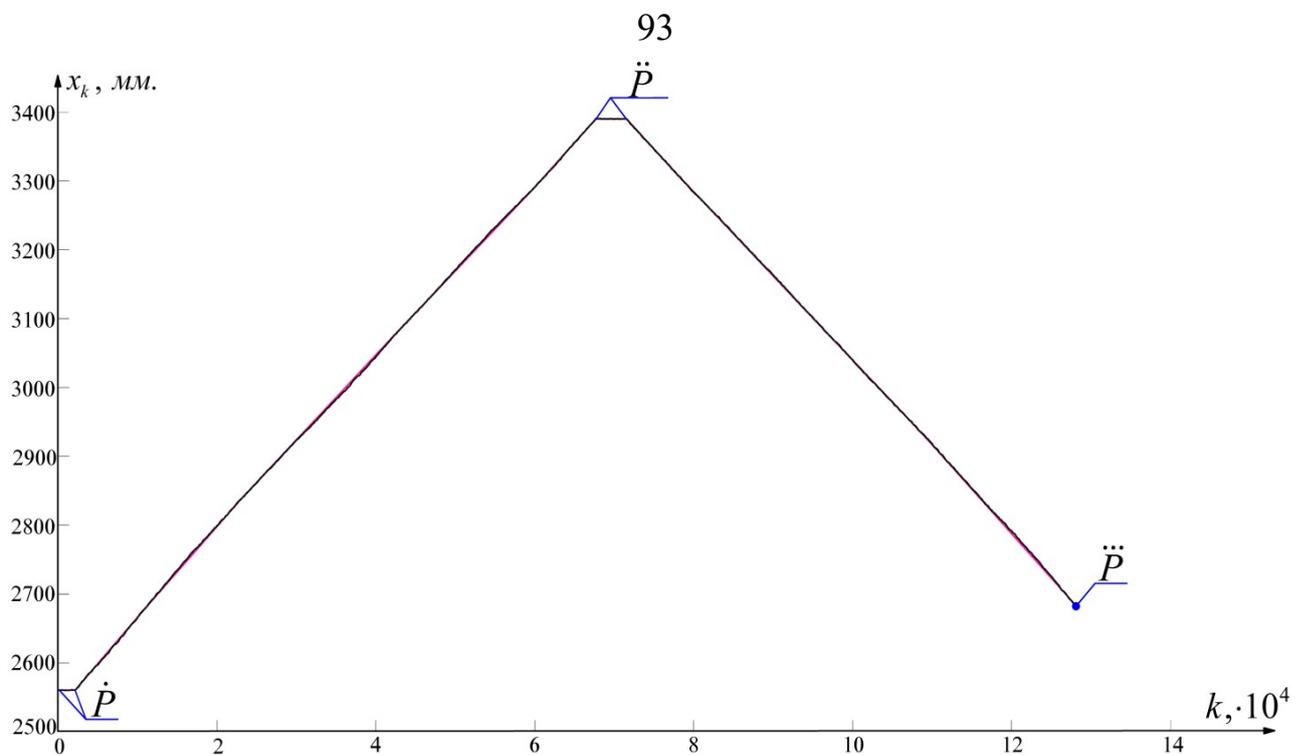


Рисунок 3.24 – Оценка изменения (чёрным)  $x_k$  во времени и истинное значение (розовым) в случае применения ММ-ПГ модели

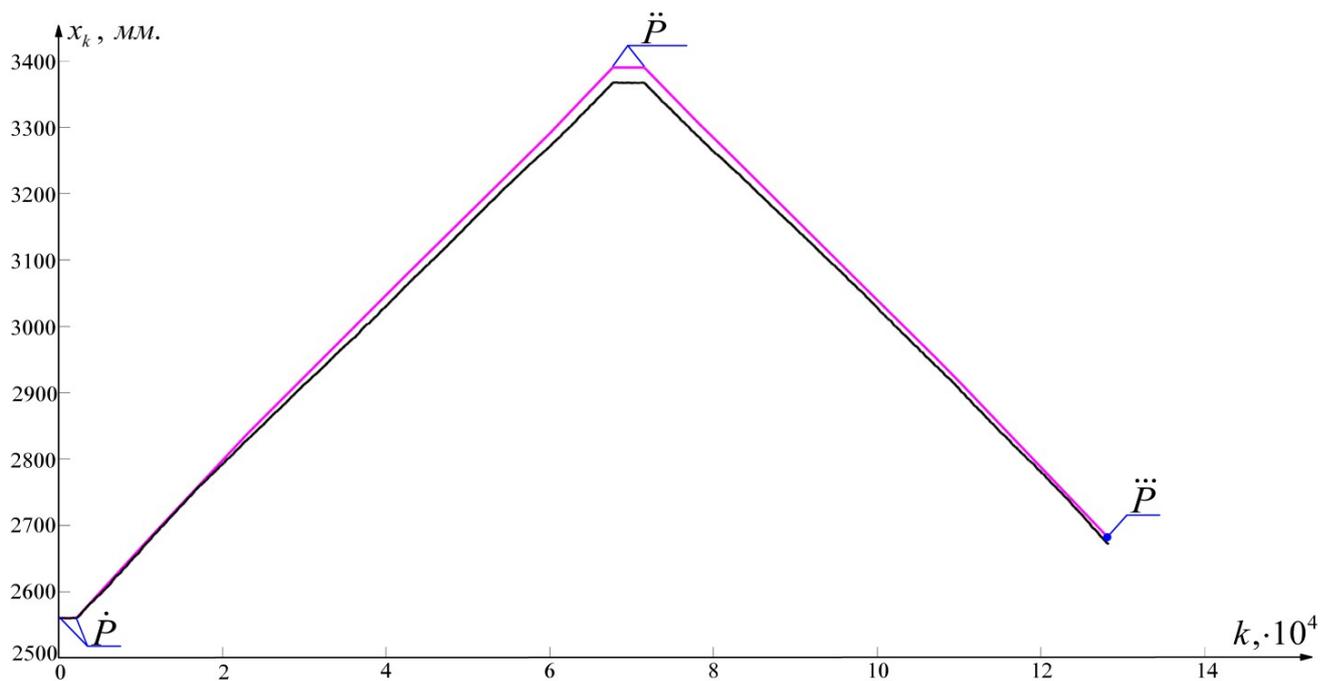


Рисунок 3.25 – Оценка изменения (чёрным)  $x_k$  во времени и истинное значение (розовым) в случае применения алгоритма с фильтром Винера

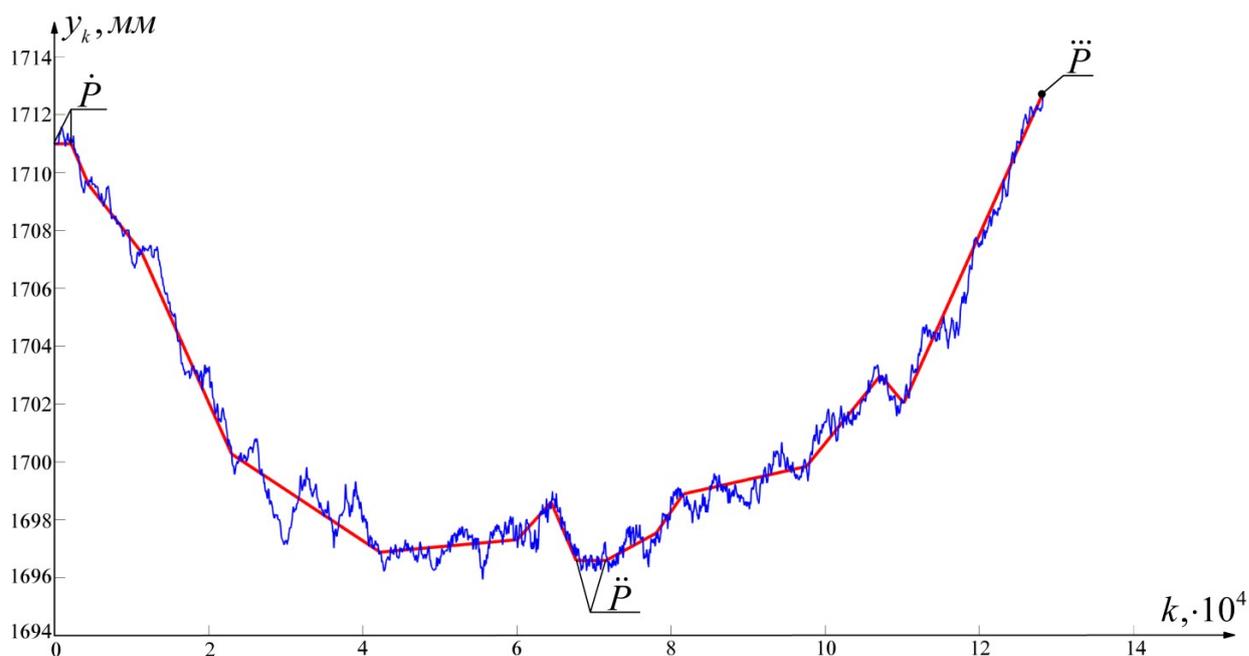


Рисунок 3.26 – Оценка изменения (синим)  $y_k$  во времени и истинное значение (красным) в случае применения ММ-ПГ модели

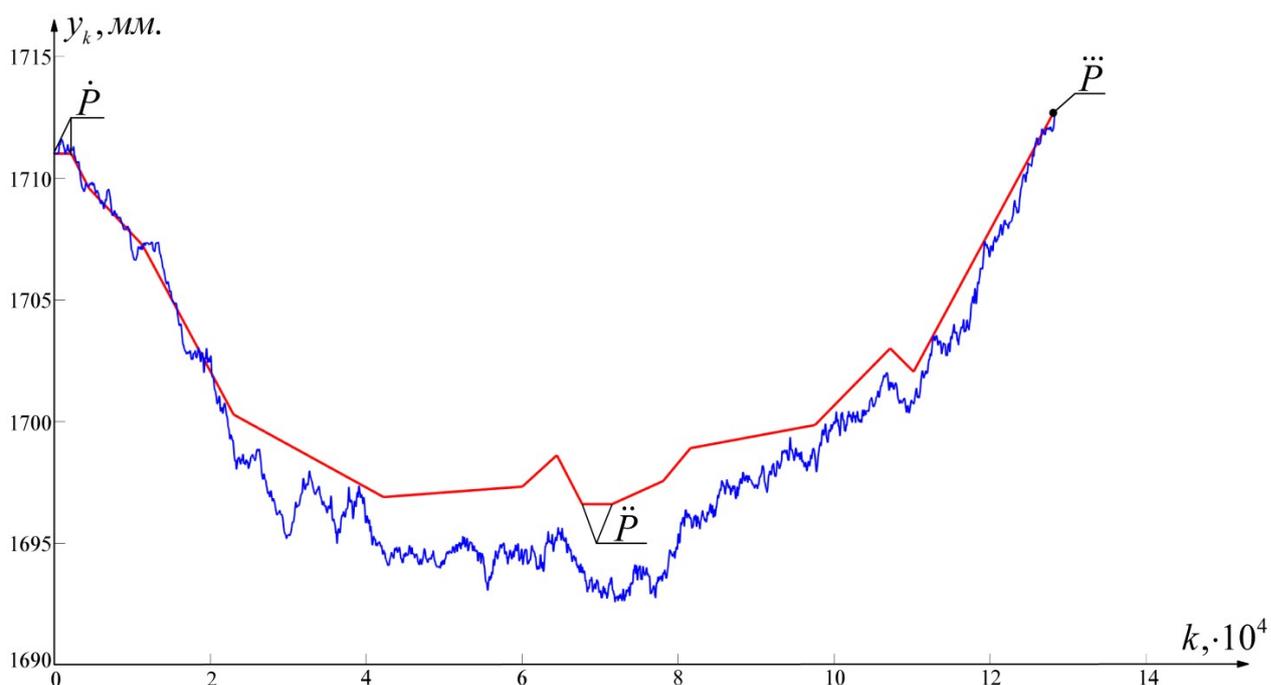


Рисунок 3.27 – Оценка изменения (синим)  $y_k$  во времени и истинное значение (красным) в случае применения алгоритма с фильтром Винера

Исходя из рисунков 3.22 – 3.27 видно, что больший вклад в погрешность оценки координат для алгоритма, использующего фильтр Винера, вносит погрешность по координате  $x_k$ , что объясняется запаздыванием оценок, накоплением ошибки (при движении на участке  $\dot{P}$ ,  $\ddot{P}$ ) и их компенсацией при

движении в обратном направлении (при движении на участке  $\ddot{P}$ ,  $\ddot{P}$ ). Накопление ошибки, отсутствовавшее при моделировании, возникает в связи с периодическими мгновенными скачками скорости движения, обусловленными технологией изготовления механизмов стенда, приводящих в движение пассивный объект, и которые фильтр Винера не способен эффективно обработать. Это же влияет и на повышение средней оценки отношения правдоподобия (рисунок 3.21).

Алгоритм, использующий ММ-ПГ модель, в свою очередь таким недостатком не обладает, что показывает его эффективность применения в случае динамично движущегося объекта. Повышение СКО оценок координат (по сравнению с моделированием) для этого алгоритма в основном обусловлено многолучевым распространением сигнала, что вносит дополнительный шум в получаемые оценки. Здесь важно отметить преимущество коррекции величины задержки пилот-сигнала  $r^{n^A}$  по оценкам координат, по сравнению с коррекцией по оценкам изменения фазы сигнала (рисунок 3.28).

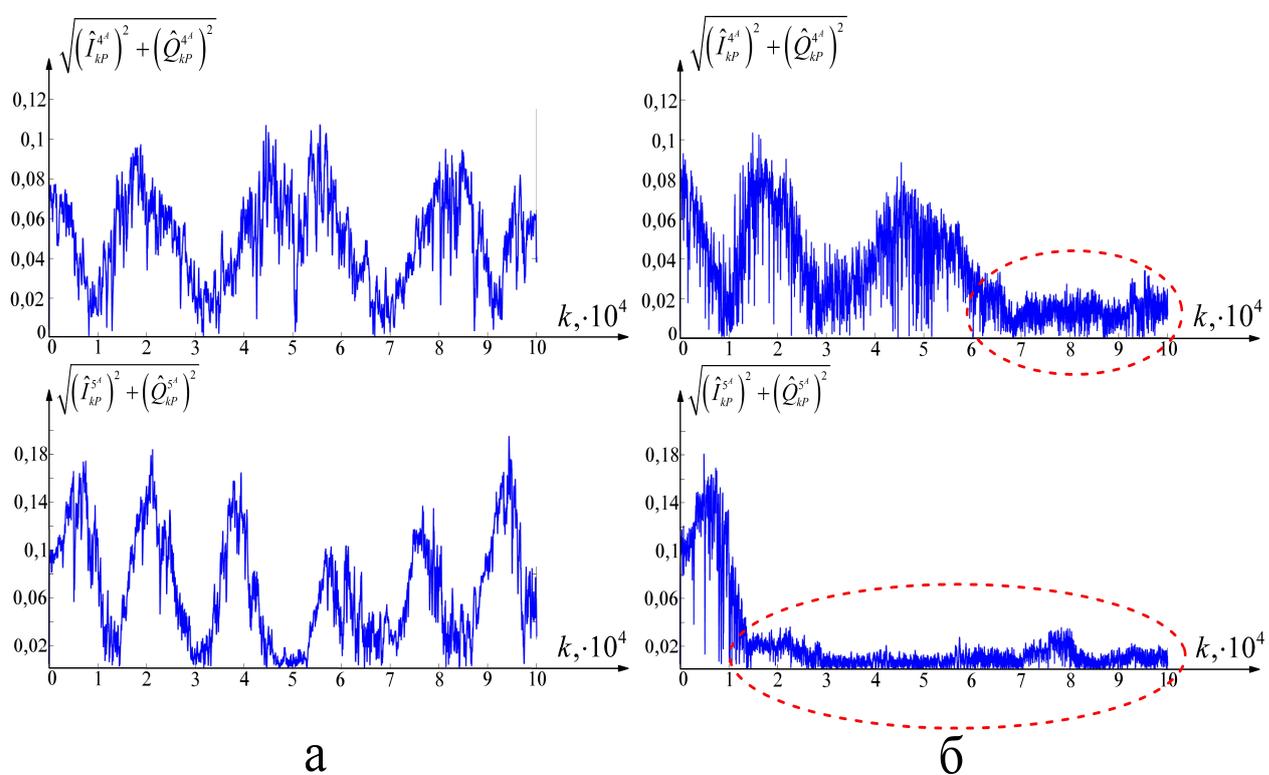


Рисунок 3.28 – Оценка амплитуды сигнала для объектов  $4^A$  (сверху) и  $5^A$  (снизу) при коррекции  $r^{n^A}$  оценкам координат (а), и коррекции  $r^{n^A}$  по оценкам изменения фазы сигнала (б) в случае быстрых замираний в канале

На рисунке 3.28 рассмотрены оценки амплитуд двух передатчиков, полученных по экспериментальной реализации, в случае которой возникает множество быстрых замираний. При значительном снижении амплитуды сигнала в случае коррекции  $r^{n^A}$  по оценкам изменения фазы сигнала происходит срыв слежения (выделено красным пунктиром), а при мгновенном резком снижении амплитуды сигнала заметно значительное увеличение шума оценки – коррекция  $r^{n^A}$  по оценкам дальности, в свою очередь не обладает данным недостатком, поскольку даже при длительном отсутствии сигнала на входе приёмника эта величина продолжает корректироваться исходя из оценок сигналов, имеющих ненулевую амплитуду.

Полученные оценки подтверждают, что результаты компьютерного моделирования и эксперимента не противоречат друг другу. Однако, для эксперимента наблюдается повышение отношения правдоподобия оценок параметров сигналов по сравнению с алгоритмом, использующим фильтр Винера, по причине значимого снижения эффективности фильтра Винера при неравномерном движении. Также для обоих алгоритмов наблюдается повышение СКО оценок координат ввиду многолучевого распространения сигнала, увеличивающего уровень внутрисистемных помех, и, как следствие, увеличивающего шум оценок.

Полученные результаты эксперимента позволяют сделать выводы, что для подвижного объекта применение принципов концепции ИП с использованием ММ-ПГ модели позволило:

1. Более чем в 3 раза повысить отношение правдоподобия оценок параметров сигналов;
2. Существенно снизить СКО оценок координат более чем в 10 раз;
3. Бороться с быстрыми замираниями за счёт коррекции  $r^{n^A}$  по оценкам дальности, полученных по оценкам координат.

### 3.12 Основные результаты и краткие выводы по главе 3

1. Разработаны и выбраны программно-аппаратные узлы стенда для исследования сигналов ИП.
2. Получены экспериментальные данные для случая приёма и позиционирования неподвижных объектов.
3. Разработан алгоритм формирования сигналов для моделирования подвижных объектов, работающих в ИП.
4. По результатам моделирования выбрано количество гипотез для ММ-ПГ модели.
5. По результатам эксперимента сделан вывод о возможности описания параметров компонент гауссово-марковскими последовательностями первого порядка с линейным предсказанием, а также использовать цепи Маркова первого порядка.
6. По результатам компьютерного моделирования и эксперимента проведена оценка эффективности разработанного алгоритма совместного приёма сигналов и позиционирования подвижных объектов, работающих в ИП.
7. Показана возможность борьбы с быстрыми замираниями на основе принципов концепции ИП за счёт коррекции  $r^{n^A}$  по оценкам дальности, полученных по оценкам координат.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе решена научно-техническая задача расширения функциональных возможностей систем связи с подвижными объектами за счёт разработки методов и реализующего их алгоритма совместного приёма сигналов и позиционирования объектов только по сигналам этих систем на основе принципов информационного поля. В частности:

1. Модифицирована модель сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, обеспечивающая адекватную оценку расстояния между объектами.

2. Разработан стенд для анализа сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, и соответствующее программное обеспечение к нему, защищенное свидетельством о государственной регистрации программы для ЭВМ №2025664138 опубл. 03.06.2025.

3. Разработан метод оценки параметров сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, учитывающий динамику движения объектов с использованием ММ-ПГ модели и обеспечивающий повышение отношения правдоподобия получаемых оценок.

4. Разработан метод оценки навигационных параметров по сигналам систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, отличающийся учетом гипотез о направлении движения объекта и обеспечивающий снижение среднеквадратического отклонения получаемых оценок.

5. На основе принципов информационного поля разработан алгоритм совместного приёма сигналов и позиционирования объектов для систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле, и соответствующее программное обеспечение, защищенное свидетельством о государственной регистрации программы для ЭВМ №2025665772 опубл. 19.06.2025. Разработанный алгоритм в случае компьютерного моделирования позволил более чем в 2 раза повысить отношение правдоподобия оценок параметров сигналов и более чем в 2 раза снизить среднеквадратическое

отклонение оценок координат для подвижного объекта. В результате эксперимента разработанный алгоритм позволил более чем в 3 раза повысить отношение правдоподобия оценок параметров сигналов и более чем в 10 раз снизить среднеквадратическое отклонение оценок координат для подвижного объекта, а также продемонстрировал возможность борьбы с быстрыми замираниями в связи с резким увеличением отклонения оценок алгоритма, использующего фильтр Винера, ввиду воздействия дестабилизирующих факторов.

Таким образом, сопоставляя сформулированную цель и поставленные задачи с вышеизложенным, можно сделать вывод об их успешном решении.

В качестве общей характеристики проведённой работы следует отметить, что разработанные методы и алгоритмы могут быть реально применены в инженерной практике.

## ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ, ОБОЗНАЧЕНИЯ

### Сокращения

A-GPS (*Assisted-Global Positioning System*) – вспомогательная глобальная система позиционирования;

BLE (*Bluetooth Low Energy*) – стандарт Bluetooth с низким энергопотреблением;

BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) – двоичная фазовая манипуляция;

CDMA (*Code Division Multiple Access*) – множественный доступ с кодовым разделением;

CSMA-CA (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*) – множественный доступ с контролем несущей и избеганием коллизий;

E-OTD (*Enhanced Observed Time Difference*) – расширенный (метод) разности времени прихода сигнала;

FER (*Frame Error Rate*) – частота ошибок в кадрах;

FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) – частотно-импульсная манипуляция с расширением спектра;

ISAC (*Integrated Sensing and Communications*) – интегрированные сети зондирования и связи;

LoRa (*Long Range*) – технология дальней связи;

OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) – ортогональное частотное разделение каналов мультиплексирования;

OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*) – ортогональное частотное разделение каналов множественного доступа;

PPS (*Pulse Per Second*) – импульсный сигнал точного времени;

QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) – квадратурная амплитудная модуляция;

QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) – квадратурная фазовая манипуляция;

TOA (*Time of Arrival*) – время прихода сигнала;

АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум;

АЦП – аналого-цифровой преобразователь;  
 ГЛОНАСС – глобальная навигационная спутниковая система;  
 ДИ – доверительный интервал;  
 ИП – информационное поле;  
 ЛА – летательный аппарат;  
 ММ-ППГ – мультимарково-полигауссовы (модели);  
 ОСШ – отношение сигнал-шум;  
 ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема;  
 СКО – среднеквадратическое отклонение;  
 СРНС – спутниковая радионавигационная система;  
 ССПО – система связи с подвижными объектами;  
 ФК – фильтр Калмана;  
 ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь.

#### Обозначения

$N$  – количество объектов в пространстве;  
 $n$  – номер объекта;  
 $P^n$  – точка расположения  $n$ -го объекта;  
 $(x^n(t), y^n(t), z^n(t))$  – координата точки  $P^n$ ;  
 $N^A$  – количество активных объектов;  
 $n^A$  – номер активного объекта;  
 $t$  – момент времени;  
 $P^{n^A}$  – точка расположения  $n^A$ -го активного объекта;  
 $(x^{n^A}(t), y^{n^A}(t), z^{n^A}(t))$  – координаты точки  $P^{n^A}$  активного объекта  $n^A$ ;  
 $\vec{d}^{n^A}$  – информационный вектор, передаваемый  $n^A$ -м активным объектом;  
 $S^{n^A}(t, \vec{d}^{n^A})$  – сигнал, в котором передаётся  $\vec{d}^{n^A}$ ;  
 $U(t, P^n)$  – сигнал в точке расположения  $n$ -го объекта в момент времени  $t$ ;  
 $N^B$  – количество лучей;

$n^B$  – номер луча;

$K^{n^B} (P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  – коэффициент потерь с учетом влияния всего множества объектов  $\{P^N\}$ ;

$\tau^{n^B} (P^n, P^{n^A} | \{P^N\})$  – задержка при распространении сигнала от  $n^A$ -го активного объекта до точки расположения  $n$ -го объекта, с учетом влияния всего множества объектов  $\{P^N\}$ ;

$n(t, P^n)$  – шумовой процесс в точке расположения  $n$ -го пассивного объекта;

$k$  – номер кодового символа;

$U_k(t, P^n)$  – сигнал в точке расположения  $n$ -го объекта в момент времени  $t$  на интервале приёма  $k$ -го кодового символа;

$\vec{u}_k^n$  – вектор отсчётов принятого сигнала на интервале приёма  $k$ -го кодового символа;

$M$  – количество каналов передачи информации;

$m$  – номер канала;

$T$  – длительность кодового символа;

$d_{km}^{n^A}$  – информационный символ, передаваемый  $n^A$ -м активным объектом на длительности  $k$ -го кодового символа  $t$  по  $m$ -у каналу;

$\vec{d}_k^{n^A}$  – вектор информационных символов, передаваемый  $n^A$ -м активным объектом на длительности  $k$ -го кодового символа  $t$  по  $m$ -у каналу;

$\hat{d}_{km}^{n^A}$  – BPSK манипулированный информационный символ  $d_{km}^{n^A}$ ;

$W_m^{n^A}(t)$  – биполярный сигнал последовательности Уолша;

$b_k^{n^A}(t)$  – сигнал, формируемый при канальном кодировании;

$S_k^{n^A}(t)$  – сигнал, передаваемый  $n^A$ -м активным объектом;

$\psi_I^{n^A}(t), \psi_Q^{n^A}(t)$  – синфазный и квадратурный пилот-сигналы;

$T_d$  – период дискретизации;

$R^{n^A n}(r)$  – дискретная взаимная корреляционная характеристика;

$\vec{\Psi}_{krI}^{n^A}, \vec{\Psi}_{krQ}^{n^A}$  – вектора отсчётов пилот-сигналов, задержанные на  $r$  отсчетов;

$r^{n^A}$  – величина задержки пилот-сигнала в отсчётах;

$T^{n^A}$  – величина задержки пилот-сигнала  $n^A$ -го активного объекта в отсчётах;

$\Omega$  – ширина корреляционной характеристики в отсчётах;

$\tilde{d}_{km}^{n^A}$  – оценка манипулированного информационного символа;

$\varphi_k^{n^A}$  – оценка фазы принятого сигнала;

$\vec{W}_{kr^{n^A}n_m}^{n^A}$  – вектор отсчётов последовательности Уолша  $m$ -го канала;

$\tilde{d}_{km}^{n^A}$  – оценка информационного символа;

$\delta_k$  – относительная погрешность оценки;

$D^{n^A}$  – оценка дальности от  $n^A$ -го активного объекта до  $n$ -го объекта;

$v_\lambda$  – скорость распространения волны в среде;

$\Delta\tau$  – разность часов системы и часов  $n$ -го объекта;

$I_{kP}^{n^A}, Q_{kP}^{n^A}$  – значения «точных» квадратур;

$I_{kE}^{n^A}, Q_{kE}^{n^A}$  – значения «ранних» квадратур;

$I_{kL}^{n^A}, Q_{kL}^{n^A}$  – значения «поздних» квадратур;

$\vec{\Psi}_{kr^{n^A}n_I}^{n^A}, \vec{\Psi}_{kr^{n^A}n_Q}^{n^A}, \vec{\Psi}_{k(r^{n^A}-r_E)_I}^{n^A}, \vec{\Psi}_{k(r^{n^A}-r_E)_Q}^{n^A}, \vec{\Psi}_{k(r^{n^A}+r_L)_I}^{n^A}, \vec{\Psi}_{k(r^{n^A}+r_L)_Q}^{n^A}$  – вектора отсчётов пилот-

сигналов для вычисления значений «точных», «ранних» и «поздних» квадратур соответственно;

$N_{hyp}$  – количество гипотез;

$\vec{IQ}_k$  – вектор измерений квадратур;

$i$  – номер оценки вектора, полученной на предыдущем шаге;

$j$  – номер предсказания;

$\vec{A}_{(k-1)}^i$  – вектор оценки квадратур, полученной на предыдущем шаге;

$\vec{A}_k^{ij}$  – вектор оценки элементарных компонент;

$\mathbf{h}_k$  – матрица корреляционных соотношений векторов пилот-сигналов для  $k$ -го кодового символа;

$\vec{n}_k$  – вектор отсчётов АБГШ;

$W(\vec{n}_k^i)$  – плотность распределения вероятности вектор отсчётов АБГШ;

$\tilde{A}_k^{ij}$  – вектор оценки элементарной компоненты на этапе предсказания;

$\mathbf{B}_k^j$  – матрица предсказания для  $j$ -го направления движения;

$\vec{U}_k$  – вектор отсчётов управляющего воздействия;

$\vec{\mu}_k^j$  – формирующий шум  $j$ -го предсказания;

$\mathbf{D}_k^j$  – ковариационная матрица формирующего шума для  $j$ -го предсказания;

$\tilde{\mathbf{R}}_k^{ij}$  – оценка матрицы ковариации элементарной компоненты на этапе предсказания;

$\mathbf{R}_{k-1}^i$  – оценка матрицы ковариации, полученная на предыдущем шаге;

$\hat{\mathbf{R}}_k^{ij}$  – оценка матрицы ковариации элементарной компоненты на этапе коррекции;

$\sigma_k^2$  – матрица ковариации шума измерений;

$\vec{A}_k^{ij}$  – вектор коррекции элементарной компоненты;

$W_k^{ij}(\vec{IQ}_k)$  – плотность распределения вероятности элементарной компоненты;

$(\tilde{\sigma}_k^{ij})^2$  – матрица ковариации плотности распределения вероятности элементарной компоненты;

$q_k^{ij}$  – априорная вероятность элементарной компоненты;

$q_{k-1}^i$  – вероятность  $i$ -й гипотезы, полученная на предыдущем шаге;

$\Pi^{ij}$  – элементы переходной матрицы  $\Pi$ ;

$\alpha$  – вероятность реализации для  $k$ -го момента времени той же гипотезы, что и для  $(k-1)$ ;

$\chi$  – сумма вероятностей реализации несмежных гипотез;

$N_{\text{hypH}}$  – количество несмежных гипотез;

$N_{\text{hypC}}$  – количество смежных гипотез;

$\vec{q}_k$  – вектор весов объединённых компонент аппроксимирующей смеси;

$\vec{A}_k^i$  – вектор оценки объединённой компоненты аппроксимирующей смеси;

$\mathbf{R}_k^i$  – матрица ковариации объединённой компоненты аппроксимирующей смеси;

$\vec{A}_k$  – вектор итоговой оценки;

$\mathbf{R}_k$  – матрица ковариации итоговой оценки;

$\Delta_k^{n^A}$  – величина подстройки  $r^{n^A}$  при начальной синхронизации;

$\vec{B}(r)$  – вектор отсчётов опорной корреляционной функции;

$\varpi_k^{n^A}$  – оценка скорости сближения;

$L_\Phi$  – временной шаг численного дифференцирования оценки фазы;

$S_1$  – расстояние, эквивалентное смещению на 1 отсчёт;

$\Phi$  – величина разности фаз, эквивалентная смещению на 1 отсчёт;

$\vec{Y}_k$  – вектор состояния фильтрационного алгоритма решения навигационной задачи;

$(v_{kx}, v_{ky})$  – величина составляющих вектора скорости;

$\vec{\Omega}_k$  – вектор отсчётов АБГШ для фильтрационного алгоритма решения навигационной задачи;

$(\sigma_{\Phi k}^{n^A})^2$  – значение дисперсии фазового шума;

$\omega_k^{n^A}$  – весовой коэффициент мощности принятого сигнала;

$\mathbf{F}$  – матрица предсказания для фильтрационного алгоритма решения навигационной задачи;

$\vec{\zeta}_k$  – вектор отсчётов формирующего шума с ковариационной матрицей  $\Phi$  для фильтрационного алгоритма решения навигационной задачи;

$\tilde{\mathbf{Y}}_k$  – вектор оценок на этапе предсказания для фильтрационного алгоритма решения навигационной задачи;

$\tilde{\mathbf{\Gamma}}_k$  – матрица ковариации на этапе предсказания для фильтрационного алгоритма решения навигационной задачи;

$\tilde{\mathbf{Y}}_k$  – вектор оценок на этапе коррекции для фильтрационного алгоритма решения навигационной задачи;

$\mathbf{\Gamma}_k$  – матрица ковариации на этапе коррекции для фильтрационного алгоритма решения навигационной задачи;

$(x_{ref_k}, y_{ref_k})$  – опорные оценки координат, служащие для оценки изменения дальности;

$\Delta \widehat{D}_k^{n^A}$  – оценка изменения дальности;

$\theta_k^{n^A}$  – величина подстройки  $r^{n^A}$  после начальной синхронизации;

$N_S$  – число отсчетов на период несущего колебания;

$N_k^{jn^A}$  – количество кодовых символов, за которые происходит сдвиг на 1 отсчёт сигнала при движении  $n$ -го объекта относительно  $n^A$ -го;

$(v_{kx}^n, v_{ky}^n)$  – оценки проекций скоростей;

$\mathbf{B}_k^{jn^A}$  – блок матрицы предсказания  $\mathbf{B}_k^j$  с элементами  $B_{kl}^{jn^A}, B_{kQ}^{jn^A}$ ;

$(x_k^n, y_k^n)$  – оценки координат объекта;

$\tilde{\varphi}^j$  – азимут, соответствующий  $j$ -му предсказанию;

$L$  – количество кодовых символов, на длине которых производится адаптация;

$N_{IQ}$  – количество квадратурных сигналов, формируемых приёмником;

$\Pi_S$  – полоса сигнала;

$f_{нес}$  – несущая частота сигнала;

$N_{\text{ч}}$  – количество чип псевдослучайной последовательности, передаваемых на длительности одного кодового символа;

$T_{обн}$  – период обновления информации;

$v_{max}$  – допустимая скорость движения объекта;

$\beta$  – соотношение усредненных отношений правдоподобия оценок.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Фокин, Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G часть 1 / Г. Фокин // Первая миля. – 2020. – № 2(87). – С. 32-39. – DOI 10.22184/2070-8963.2020.87.2.32.38.
2. Фокин, Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 2 / Г. Фокин // Первая миля. – 2020. – № 3(88). – С. 30-35. – DOI 10.22184/2070-8963.2020.88.3.30.35.
3. Фокин, Г. А. Эволюция процедур позиционирования в сетях подвижной радиосвязи / Г. А. Фокин // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2020. – Т. 8, № 1. – С. 76-89. – DOI 10.31854/2307-1303-2020-8-1-74-86
4. Макаренко, С. И. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 3. Радиоэлектронное подавление систем навигации и радиосвязи / С. И. Макаренко // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – № 2. – С. 101-175. – DOI 10.24411/2410-9916-2020-10205.
5. Januszewski, J. Global Satellite Navigation Systems at High Latitudes, Visibility and Geometry / J. Januszewski. // Annual of Navigation. – 2016. – Vol. 23, no. 1. – P. 77–93. – DOI: 10.1515/aon-2016-0006.
6. Moore, A. Predicting GPS Fidelity in Heavily Forested Areas / A. Moore, N. Rymer, J. S. Glover, D. Ozturk // 2023 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS) (Monterey, CA, USA, 2023). – [S. 1.] : IEEE, 2023. – P. 772–780. – DOI: 10.1109/PLANS53410.2023.10140075.
7. Kim, H. I. Satellite Positioning Accuracy Improvement in Urban Canyons Through a New Weight Model Utilizing GPS Signal Strength Variability / H. I. Kim, K. D. Park. – Текст : электронный // Sensors. – 2025. – Vol. 25, iss. 15. – Art. 4678. – URL: [www.mdpi.com](http://www.mdpi.com) (дата обращения: 15.01.2026). – DOI: 10.3390/s25154678.
8. Kjærgaard, M. Indoor Positioning Using GPS Revisited / M. Kjærgaard, H. Blunck, T. Godsk [et al.] // Pervasive Computing : 8th International Conference, Pervasive 2010, Helsinki, Finland, May 17–20, 2010, Proceedings. – Berlin ; Heidelberg : Springer, 2010. – P. 38–56. – DOI: 10.1007/978-3-642-12654-3\_3.

9. Козлов, С. В. Новые смесевые подходы к проектированию радиointерфейса систем связи : монография / С. В. Козлов. – Казань : ООО "Новое знание", 2014. – 132 с.
10. Прогнозирование потенциальной нагрузки секторов сетей широкополосного радиодоступа на основе анализа отношения сигнал/помеха с использованием геоинформационных технологий / О. В. Выборнов, А. М. Измайлов, С. В. Козлов [и др.] // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. – 2013. – № 4. – С. 130-135.
11. Гуреев, А. В. Повышение производительности мобильной беспроводной сети путем адаптации ее частотного плана / А. В. Гуреев, Тай Зар Линн, Ю. Б. Миронов // Естественные и технические науки. – 2012. – № 2. – С. 308–310.
12. Мархасин, А. Б. Анализ влияния погрешности ортогональности сигналов на ёмкость сетей с кодовым разделением / А. Б. Мархасин, И. А. Сви́нарёв, В. Г. Беленький // Вестник СибГУТИ. – 2014. – № 4. – С. 98–109.
13. Плотников, Н. Д. Оценка пропускной способности базовых станций систем CDMA / Н. Д. Плотников, А. Е. Суворов // Радиотехника : всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. – 2004. – Вып. 138. – С. 187–191.
14. Al-Nakkash A. H. Investigation intra spreading factor interference in LoRa networks: A real-world experiments / A. H. Al-Nakkash, A. S. Kurji, H. S. Najm // AIP Conference Proceedings. – 2024. – Vol. 3232, iss. 1. – Art. 020059. – DOI 10.1063/5.0236410.
15. Moravejosharieh A. A survey of IEEE 802.15.4 effective system parameters for wireless body sensor networks / A. Moravejosharieh, J. Lloret // International Journal of Communication Systems. – 2016. – Vol. 29, iss. 7. – P. 1269–1292. – DOI 10.1002/dac.3098.
16. Построение абстрактной модели взаимодействия объектов в информационном поле. Синтез принципов и алгоритмов взаимодействия объектов специализированных программно-определяемых радиоэлектронных комплексов,

работающих в информационном поле : отчет о НИР (промежуточный) : 43 / ФГАНУ ЦИТиС ; руководитель В. А. Попов ; исполнители: Ш. М. Чабдаров, С. В. Козлов, Е. А. Спирина [и др.]. – Москва, 2017. – 75 с. – № АААА-А17-117060610047-9.

17. Кузнецов, А. С. Расширение функционала систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле / А. С. Кузнецов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2025. – № 1(65). – С. 34-45. – DOI 10.25686/2306-2819.2025.1.34.

18. Кузнецов, А. С. Тестирование применения информационного поля для навигации объектов / А. С. Кузнецов, С. В. Козлов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2023. – Т. 17, № 4. – С. 4-10. – DOI 10.36724/2072-8735-2023-17-4-4-10.

19. Кузнецов, А. С. Применение информационного поля для навигации объектов / А. С. Кузнецов, С. В. Козлов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2021. – № 3 (51). – С. 31–40. – DOI 10.25686/2306-2819.2021.3.31.

20. Закиров, Э. И. Разработка пассивного метода и алгоритма локации объектов в информационном поле / Э. И. Закиров, А. С. Кузнецов, С. В. Козлов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2024. – № 3(63). – С. 15–24. – DOI 10.25686/2306-2819.2024.3.15.

21. Большаков, И. А. Статистические проблемы выделения потока сигналов из шума / И. А. Большаков. – Москва : Сов. радио, 1969. – 464 с.

22. Большаков, И. А. Математические основы современной радиоэлектроники / И. А. Большаков, Л. С. Туткин, Б. Р. Левин, Р. Л. Стратонович. – Москва : Сов. радио, 1968. – 208 с.

23. Слока, В. К. Схемы разрешения с применением режекции мешающих сигналов / В. К. Слока // Радиотехника и электроника. – 1978. – Т. 23, № 1. – С. 57–61.
24. Слока, В. К. Синтез линейных фильтров разложения сигналов, кодированных максимальными линейными рекуррентными последовательностями / В. К. Слока, В. Ф. Стручев, В. И. Щетинин // Радиотехника. – 1975. – Т. 30, № 8. – С. 18–23.
25. Слока, В. К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов / В. К. Слока. – Москва : Сов. радио, 1970. – 256 с.
26. Фалькович, С. Е. Разрешение неизвестного числа сигналов / С. Е. Фалькович, Л. Н. Коновалов // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 1. – С. 92–97.
27. Фалькович, С. Е. Статистическая теория измерительных радиосистем / С. Е. Фалькович, В. Н. Хомяков. – Москва : Радио и связь, 1981. – 288 с.
28. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием : монография / С. Е. Фалькович, В. И. Пономарев, Ю. В. Шкварко ; под редакцией С. Е. Фальковича. – Москва : Радио и связь, 1989. – 296 с.
29. Абрамович, Ю. И. Компенсационные методы разрешения широкополосных сигналов / Ю. И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1978. – Т. 23, № 1. – С. 76–79.
30. Абрамович, Ю. И. Разрешение широкополосных сигналов неточно известной формы / Ю. И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1979. – Т. 24, № 21. – С. 293–301.
31. Ширман, Я. Д. Модели и состояние теории разрешения сигналов / Я. Д. Ширман // Методы представления и обработки случайных сигналов и полей : сборник докладов Республиканской школы-семинара ХИРЭ. – Харьков : [б. и.], 1990. – С. 13–15.
32. Ширман, Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я. Д. Ширман. – Москва : Сов. радио, 1974. – 360 с.

33. Шинаков, Ю. С. Асимптотическая теория разрешения неизвестного числа сигналов на фоне помех и ее применения при разработке систем передачи и обработки информации : специальность 05.12.13 "Системы, сети и устройства телекоммуникаций" : автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук / Шинаков Юрий Степанович. – Москва, 1987. – 32 с.
34. Левин, Б. Р. Байесовская система одновременного различения нескольких сигналов и оценивания их параметров / Б. Р. Левин, Ю. С. Шинаков // Радиотехника. – 1971. – Т. 26, № 4. – С. 16–21.
35. Левин, Б. Р. Совместно оптимальные алгоритмы обнаружения сигналов и оценивания их параметров / Б. Р. Левин, Ю. С. Шинаков // Радиотехника и электроника. – 1977. – Т. 22, № 11. – С. 2239–2256.
36. Шинаков, Ю. С. Совместное обнаружение, разрешение и измерение параметров сигналов на фоне помех на выходе антенной решетки. Синтез алгоритмов / Ю. С. Шинаков, В. С. Сперанский // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 11. – С. 2179–2184.
37. Шинаков, Ю. С. Совместное обнаружение и разрешение неизвестного числа сигналов / Ю. С. Шинаков // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 30, № 6. – С. 1131–1138.
38. Verdu, S. Multiuser Detection / S. Verdu. – Cambridge : Cambridge University Press, 1998. – 452 p.
39. Кокунин, П. А. Полигауссовы алгоритмы совместной демодуляции-декодирования сигналов в каналах мобильных инфокоммуникационных систем : специальность 05.12.13 "Системы, сети и устройства телекоммуникаций" : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Кокунин Петр Анатольевич. – Казань, 2006. – 21 с.
40. Тихонов, В. И. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный приём сигналов / В. И. Тихонов, Н. К. Кульман. – Москва : Советское радио, 1975. – 705 с.

41. Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем : учебное пособие для вузов / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – Москва : Радио и связь, 1991. – 608 с.
42. Шевцов, В. А. Обработка сигналов на фоне негауссовых помех в информационно-телекоммуникационных системах и сетях : специальность 05.12.13 "Системы, сети и устройства телекоммуникаций", 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук / Шевцов Вячеслав Алексеевич. – Москва, 2004. – 39 с.
43. Чабдаров, Ш. М. Полигауссовы представления произвольных помех и прием дискретных сигналов / Ш. М. Чабдаров, А. Т. Трофимов // Радиотехника и электроника. – 1975. – Т. 20, № 4. – С. 734–735.
44. Чабдаров, Ш. М. Оптимальный прием дискретных сигналов при комплексе шумовых и импульсных помех / Ш. М. Чабдаров // Радиотехника и электроника. – 1977. – Т. 22, № 6. – С. 1162–1166.
45. Чабдаров, Ш. М. Полигауссовы приемники произвольно флуктуирующих сигналов и помех / Ш. М. Чабдаров // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 1977. – Т. 20, № 9. – С. 32–38.
46. Чабдаров, Ш. М. Оптимальное полное разрешение при произвольно заданных распределениях сигналов, помех и шумов / Ш. М. Чабдаров // VII Всесоюзная конференция по теории кодирования и передачи информации. – Москва ; Вильнюс, 1978. – Ч. IV. – С. 131–134.
47. Чабдаров, Ш. М. Полигауссов алгоритм оценки состояния сигнально-помеховой обстановки / Ш. М. Чабдаров, И. З. Насыров, Р. Р. Файзуллин, Р. И. Хасанов. – Казань, 1988. – 18 с. – Депонировано в ВИНТИ 11.08.88, № 6814–В88.
48. Надеев, А. Ф. Марково-смешанные модели в теории обработки многоэлементных сигналов при комплексе помех : специальность 05.12.01 : диссертация на соискание ученой степени доктора физико-математических наук / Надеев Адель Фирадович. – Казань, 2000. – 242 с.

49. Файзуллин, Р. Р. Полигауссовы методы и устройства многопользовательского разрешения сигналов в мобильных инфокоммуникационных системах : специальность 05.12.13 "Системы, сети и устройства телекоммуникаций" : диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Файзуллин Рашид Робертович. – Казань, 2011. – 311 с.

50. Файзуллин, Р. Р. Квазиоптимальный алгоритм многопользовательского разрешения сигналов с параллельным отсечением внутриканальных помех в DS-CDMA-системах / Р. Р. Файзуллин // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. – 2010. – № 4. – С. 86–93.

51. Фокин, Г. А. Разработка и оценка методов позиционирования приемопередатчиков в системах когнитивного радио 6G / Г. А. Фокин // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2024. – Т. 18, № 6. – С. 4-20. – DOI 10.36724/2072-8735-2024-18-6-4-20.

52. Фокин, Г. А. Комплекс моделей позиционирования устройств в сетях шестого поколения. Часть 1. Обзор методов и постановка задачи / Г. А. Фокин // Труды учебных заведений связи. – 2024. – Т. 10, № 4. – С. 73-98. – DOI 10.31854/1813-324X-2024-10-4-73-98

53. Near-Field Channel Parameter Estimation and Localization for mmWave Massive MIMO-OFDM ISAC Systems via Tensor Analysis / L. Jiang, J. Guan, J. Du [et al.] – Текст : электронный // Sensors. – 2025. – Vol. 25, iss. 16. – Art. 5050. – DOI: 10.3390/s25165050. – URL: <https://doi.org/10.3390/s25165050> (дата обращения: 07.01.2026).]

54. ГЛОНАСС: принципы построения и функционирования : монография / под редакцией А. И. Перова, В. Н. Харисова. – 4-е изд., перераб. и доп. – Москва : Радиотехника, 2010. – 800 с.

55. Перов, А. И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем / А. И. Перов. – Москва : Радиотехника, 2012. – 240 с.

56. Перов, А. И. Сравнительный анализ двух алгоритмов фильтрации параметров навигационного радиосигнала малой мощности / А. И. Перов //

Радионавигационные технологии. – Москва : Радиотехника, 2019. – № 8. – С. 9–19.

57. Болденков, Е. Н. Разработка и исследование оптимальных алгоритмов обработки сигналов в аппаратуре спутниковой навигации : специальность 05.12.14 «Радиолокация и радионавигация» : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Болденков Евгений Николаевич. – Москва, 2007. – 19 с.

58. Шатилов, А. Ю. Разработка методов и алгоритмов оптимальной обработки сигналов и информации в инерциально-спутниковых системах навигации : специальность 05.12.14 «Радиолокация и радионавигация» : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Шатилов Александр Юрьевич. – Москва, 2007. – 288 с.

59. Шаврин, В. В. Адаптивный алгоритм совместной когерентной фильтрации параметров сигнала в системе автономной космической навигации / В. В. Шаврин, В. А. Филимонов, В. И. Тисленко [и др.] // Материалы XVIII конференции молодых ученых «Навигация и управление движением» (Санкт-Петербург, 15–18 марта 2016 г.). – Санкт-Петербург : ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2016. – С. 132–134.

60. Повышение точности позиционирования системы ГЛОНАСС / А. Л. Тимофеев, А. Х. Султанов, И. К. Мешков, А. Р. Гизатулин // Сибирский аэрокосмический журнал. – 2024. – Т. 25, № 4. – С. 482-492. – DOI 10.31772/2712-8970-2024-25-4-482-492.

61. Psiaki, M. L. Extended Kalman Filter Methods for Tracking Weak GPS Signals / M. L. Psiaki, H. Jung // Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002), Portland, OR, September 2002. – Portland, 2002. – P. 2539–2553.

62. Ziedan, N. I. GNSS Receivers for Weak Signals / N. I. Ziedan. – Boston ; London : Artech House, 2006. – 235 p.

63. Petovello, M. G. Carrier Phase Tracking of Weak Signals Using Different Receiver Architectures / M. G. Petovello, C. O'Driscoll, G. Lachapelle // Department of Geomatics Engineering. – Alberta : The University of Calgary, 2008. – 11 p.

64. Жук, С. Я. Совместная фильтрация смешанных марковских процессов в дискретном времени / С. Я. Жук // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 1988. – Т. 31, № 1. – С. 33–39.

65. Ginolhac, G. Multifrequency and Multistatic Inverse Synthetic Aperture Radar, with Application to FM Passive Radar / G. Ginolhac, F. Schmitt, F. Daout, P. Forster // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. – 2010. – Vol. 2010. – Article ID 497074. – DOI: 10.1155/2010/497074.

66. Горячкин, О. В. Построение рельефа местности с помощью радиолокатора с синтезированной апертурой, паразитирующего на сигналах тв вещания / О. В. Горячкин, И. В. Маслов // Инфокоммуникационные технологии. – 2016. – Т. 14, № 4. – С. 416–422. – DOI 10.18469/ikt.2016.14.4.10.

67. Васильев, Д. В. Принципы построения систем формирования информационных полей оптико - электронных секторных навигационных комплексов и моностатических непрерывных доплеровских лидаров мониторинга атмосферы : специальность 05.11.07 "Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы" : диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Васильев Дмитрий Викторович. – Москва, 2017. – 371 с.

68. Спирина, Е. А. Распределение потоков информации систем, работающих в информационном поле / Е. А. Спирина, Ш. М. Чабдаров // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2019. – № 4 (44). – С. 6–15. – DOI 10.25686/2306-2819.2019.4.6.

69. Woerner, B. D. Multi-user Receivers For CDMA Cellular Telephone Systems / B. D. Woerner // Proceedings IEEE SOUTHEASTCON '97. 'Engineering the New Century' (Blacksburg, VA, USA, 12–14 April 1997). – New York : IEEE, 1997. – P. 359. – DOI: 10.1109/SECON.1997.598725

70. Wireless Sensor Networks : Technology and Protocols / editor M. A. Matin. – London : IntechOpen, 2012. – 414 p. – ISBN 978-953-51-0735-4.
71. IEEE Std 802.11-2020. IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems. Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. – New York : IEEE, 2020. – Clause 19: High Throughput (HT) PHY specification.
72. 3GPP TS 36.211. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 17). – V17.0.0. – Valbonne : 3GPP Organizational Partners, 2022. – 286 p. – URL: [www.3gpp.org](http://www.3gpp.org) (дата обращения: 14.01.2026). – Текст : электронный.
73. 3GPP TS 36.212. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (Release 17). – V17.0.0. – Valbonne : 3GPP Organizational Partners, 2022. – 164 p. – URL: [www.3gpp.org](http://www.3gpp.org) (дата обращения: 14.01.2026). – Текст : электронный.
74. 3GPP TS 36.213. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 17). – V17.0.0. – Valbonne : 3GPP Organizational Partners, 2022. – 480 p. – URL: [www.3gpp.org](http://www.3gpp.org) (дата обращения: 14.01.2026). – Текст : электронный.
75. 3GPP TS 38.211. 5G; NR; Physical channels and modulation (Release 18). – V18.0.0. – Valbonne : 3GPP Organizational Partners, 2024. – 120 p. – URL: [www.3gpp.org](http://www.3gpp.org) (дата обращения: 14.01.2026). – Текст : электронный.
76. 3GPP TS 38.212. 5G; NR; Multiplexing and channel coding (Release 18). – V18.0.0. – Valbonne : 3GPP Organizational Partners, 2024. – 165 p. – URL: [www.3gpp.org](http://www.3gpp.org) (дата обращения: 14.01.2026). – Текст : электронный.
77. 3GPP TS 38.213. 5G; NR; Physical layer procedures for control (Release 18). – V18.0.0. – Valbonne : 3GPP Organizational Partners, 2024. – 310 p. – URL: [www.3gpp.org](http://www.3gpp.org) (дата обращения: 14.01.2026). – Текст : электронный.
78. Анализ показателей эффективности схемы множественного доступа по протоколу CSMA/CA / Чистякова Х.И., Кейела П., Хайров Э.М., Гайдамака

Ю.В. // Информационно-телекоммуникационные технологии и математическое моделирование высокотехнологичных систем. – 2022. – С. 75-81.

79. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер ; перевод с английского под редакцией В. И. Журавлева. – Москва : Радио и связь, 2000. – 520 с.

80. Крамер, Г. Математические методы статистики / Г. Крамер ; перевод с английского А. С. Мониной, А. А. Петрова ; под редакцией А. Н. Колмогорова. – 2-е изд., стер. – Москва : Мир, 1975. – 648 с.

81. Кузнецов, А. С. Разработка алгоритмов тестовой навигационной системы, работающей в информационном поле для подвижных и фиксированных абонентов / А. С. Кузнецов // XXV Туполевские чтения (школа молодых ученых) : Тексты докладов участников Международной молодёжной научной конференции, посвященной 60-летию со дня осуществления Первого полета человека в космическое пространство и 90-летию Казанского национального исследовательского технического университета им. А.Н. Туполева-КАИ, Казань, 10–11 ноября 2021 года. Том VI. – Казань: Изд-во ИП Сагиева А.Р., 2021. – С. 171-176.

82. Viterbi, A. J. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication / A. J. Viterbi. – Reading, MA : Addison-Wesley Publishing Company, 1995. – 245 p. – (Addison-Wesley Wireless Communications Series). – ISBN 0-201-63374-4.

83. Lombardi, M. A. Traceability in Time and Frequency Metrology / M. A. Lombardi // Cal Lab: The International Journal of Metrology. – 1999. – Vol. 6, no. 5. – P. 33–40.

84. Тихонов, А. Н. Методы решения некорректных задач / А. Н. Тихонов, В. Я. Арсенин. – 2-е изд. – Москва : Наука, 1979. – 285 с.

85. Chabdarov, S. M. Post-correlation probabilistic models in the problem of signal discrimination for modern information and communication systems / S. M. Chabdarov, A. F. Nadeev, R. R. Faizullin // Russian Aeronautics. – 2014. – Vol. 57, No. 2. – P. 175–180. – DOI 10.3103/S106879981402010X.

86. Майстренко, А. В. Синтез, исследование и применения алгоритмов цифрового дифференцирования сигналов в системах автоматического регулирования процессов : специальность 05.13.06 "Автоматизация и управление технологическими процессами и производствами (по отраслям)" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Майстренко Андрей Васильевич. – Томск, 2007. – 140 с.

87. Гармаев, Б. З. Численное дифференцирование биомедицинских сигналов с помощью вейвлет-преобразования / Б. З. Гармаев, В. В. Бороноев. – Текст : электронный // Журнал радиоэлектроники. – 2017. – № 2. – С. 12. – URL: [jre.cplire.ru](http://jre.cplire.ru) (дата обращения: 12.01.2026).

88. Zhao, Qijia. FE-GUT: Factor Graph Optimization Hybrid with Extended Kalman Filter for Tightly Coupled GNSS/UWB Integration [Электронный ресурс] / Qijia Zhao, Shaolin Lü, Jianan Lou, Rong Zhang // Proceedings of the 37th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS+ 2024), Baltimore, Maryland, September 2024, pp. 2461–2473. – Baltimore, Maryland, 2024. – С. 2461-2473. – URL: <https://doi.org/10.33012/2024.19782> (дата обращения: 09.01.2026).

89. Кузнецов, А. С. Исследование эффективности алгоритма совместного приёма сигналов и оценки навигационных параметров для систем связи с подвижными объектами, функционирующих в информационном поле / А. С. Кузнецов // Электроника, фотоника и киберфизические системы. – 2025. – Т. 5, № 2. – С. 20-28.

90. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025664138 Российская Федерация. Программа формирования, передачи и приёма сигналов информационного поля : заявл. 22.05.2025 : опубл. 03.06.2025 / С. В. Козлов, А. С. Кузнецов ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ».

91. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025665772 Российская Федерация. Программа совместного приёма и

позиционирования по сигналам систем, работающих в информационном поле :  
заявл. 22.05.2025 : опублик. 19.06.2025 / С. В. Козлов, А. С. Кузнецов ; заявитель  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего  
образования «Казанский национальный исследовательский технический  
университет им. А.Н. Туполева-КАИ».

92. Кузнецов, А. С. Разработка приёмопередающей части системы связи,  
работающей в информационном поле / А. С. Кузнецов // XXIV Туполевские  
чтения (школа молодых ученых) : Материалы Международной молодёжной  
научной конференции. В 6-ти томах, Казань, 07–08 ноября 2019 года. Том V. –  
Казань: ИП Сагиева А.Р., 2019. – С. 375-379.

93. MuRata. Ultrasonic Sensors. Application Manual : [technical  
documentation]. – 2026. – URL: [www.murata.com](http://www.murata.com) (дата обращения: 12.01.2026). –  
Текст : электронный.

94. National Instruments. R Series Intelligent DAQ – Data Acquisition and  
Control with Onboard Processing : [product profile]. – Austin : National Instruments,  
2026. – URL: [www.ni.com](http://www.ni.com) (дата обращения: 12.01.2026) – Текст : электронный.

95. Тарасов, И. Обзор архитектуры ПЛИС семейства Virtex-5 / И. Тарасов  
// Компоненты и технологии. – 2006. – № 9(62). – С. 78–82.

96. National Instruments. NI PXIe-8133 User Manual : [user guide]. – Austin :  
National Instruments, 2026. – URL: [www.ni.com](http://www.ni.com) (дата обращения: 12.01.2026). –  
Текст : электронный.

97. Щербаков, Г. И. LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной  
модели до реального прибора / Г. И. Щербаков, Ю. К. Евдокимов, В. Р. Линдваль.  
– Москва : ДМК Пресс, 2007. – 401 с.

98. Mobicon. TCT40-10T : [datasheet] / Mobicon Group. – 2026. – URL:  
[www.mobicon.com.hk](http://www.mobicon.com.hk) (дата обращения: 12.01.2026). – Текст : электронный

99. Voice Electronics. Specification VS-A1040H7 : [datasheet]. – 2026. –  
URL: [www.voice-e.com](http://www.voice-e.com) (дата обращения: 12.01.2026). – Текст : электронный.

100. Mobicon. Product specification. UCD1001-07 : [datasheet]. – 2026. –  
URL: [www.mobicon.com.hk](http://www.mobicon.com.hk) (дата обращения: 12.01.2026). – Текст : электронный.

101. Mobicon. TCT40-16R : [datasheet]. – 2026. – URL: [www.mobicon.com.hk](http://www.mobicon.com.hk) (дата обращения: 12.01.2026). – Текст : электронный.
102. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – Москва : Научно-техническое издательство "Радио и связь", 1985. – 384 с.
103. Кузнецов, В. С. Теория многоканальных широкополосных систем связи : учебное пособие для вузов / В. С. Кузнецов. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2013. – 200 с.
104. Лазерный дальномер Ресанта ДЛ-40 : паспорт : руководство по эксплуатации. – Текст : электронный // Ресанта : официальный сайт. – URL: [resanta.ru](http://resanta.ru) (дата обращения: 08.01.2026).
105. Денисенко, А. Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника / А. Н. Денисенко. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2005. – 704 с.
106. Kanto, Y. Wireless Link Quality Estimation Using LSTM Model / Y. Kanto, K. Watabe // Proceedings of 2024 IEEE/IFIP Network Operations and Management Symposium (NOMS 2024). – Seoul, Korea (South), 2024. – DOI: 10.1109/NOMS59830.2024.1057563.
107. Revisiting Link Quality Metrics and Models for Multichannel Low-Power Lossy Networks / J. Mao [et al.] // Sensors. – 2023. – Vol. 23, № 3. – Art. 1303. – DOI: 10.3390/s23031303.
108. Ендовицкий, Е. О. Основанная на экспериментальных данных модель приема NOMA-кадров от точки доступа Wi-Fi / Е. О. Ендовицкий, А. А. Куреев, Е. М. Хоров. – Текст : электронный // Информационные процессы. – 2023. – Т. 23, № 4. – С. 579–588. – URL: <http://www.jip.ru/2023/579-588-2023.pdf> (дата обращения: 15.01.2026)
109. Кузнецов, А. С. Разработка методов и алгоритмов совместного приёма сигналов информационного поля / А. С. Кузнецов // Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы - 2025 : Сборник тезисов докладов XII Международной молодежной научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов, посвященной 70-летию со дня образования

кафедры электронных и квантовых средств передачи информации КНИТУ-КАИ, 20-летию со дня образования кафедры радиопотоники и микроволновых технологий КНИТУ-КАИ, 60-летию выхода в открытый космос А.А. Леонова, Казань, 10–12 апреля 2025 года. – Казань: ИП Сагиев А.Р., 2025. – С. 56-61.

Приложение А. Свидетельства о государственной регистрации  
программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025664138

Программа формирования, передачи и приёма сигналов  
информационного поля

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Казанский национальный исследовательский  
технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ» (RU)*

Авторы: *Козлов Сергей Владимирович (RU), Кузнецов Андрей  
Сергеевич (RU)*

Заявка № 2025662806

Дата поступления 22 мая 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 03 июня 2025 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 0692e7c1a6300b154f2401670bca2026  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025665772

**Программа совместного приёма и позиционирования по сигналам систем, работающих в информационном поле**

Правообладатель: **Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ» (RU)**

Авторы: **Козлов Сергей Владимирович (RU), Кузнецов Андрей Сергеевич (RU)**



Заявка № **2025662841**

Дата поступления **22 мая 2025 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **19 июня 2025 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 0692e7e1a6300b54f240f670bca2026  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

*Ю.С. Зубов*

## Приложение Б. Акты внедрения

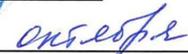
УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор

ООО НПП «РЭТ»

канд. техн. наук

Шагвалиев Т.Р.

 2025 г.


### АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы  
соискателя ученой степени кандидата технических наук

Кузнецова Андрея Сергеевича

Комиссия в составе:

Председатель комиссии: Шагвалиев Т.Р., главный конструктор  
ООО НПП «РЭТ», канд. техн. наук;

Члены комиссии: Барабанова Ю.Н., директор ООО НПП «РЭТ»,  
составила настоящий акт о том, что научно-технические результаты  
диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических  
наук Кузнецова Андрея Сергеевича на тему «Методы и алгоритм совместного  
приёма и позиционирования по сигналам систем связи с подвижными  
объектами, работающих в информационном поле» используются в  
разработках ООО Научно-производственного предприятия  
«Радиоэлектронные технологии» (ООО НПП «РЭТ»), а именно:

- аппаратно-программные методы для исследования сигналов систем связи, работающих в информационном поле;
- метод оценки параметров сигналов систем связи, работающих в информационном поле, на базе ММ-ПГ модели;
- метод оценки навигационных параметров, по сигналам только систем связи, работающих в информационном поле.

Комиссия отмечает, что результаты диссертационной работы Кузнецова А.С. широко используются при разработке перспективных беспроводных систем связи различного назначения.

Председатель комиссии

Т.Р. Шагвалиев

Члены комиссии

Ю.Н. Барабанова



УТВЕРЖДАЮ

И. о. проректора по  
образовательной деятельности и  
молодежной политике

КНИТУ-КАИ

Хамматова В.В.

« 2 » *август* 2025 г.**АКТ**

о внедрении результатов диссертационной работы  
соискателя ученой степени кандидата технических наук

**Кузнецова Андрея Сергеевича**

на тему «Методы и алгоритм совместного приёма и позиционирования по  
сигналам систем связи с подвижными объектами, работающих в  
информационном поле»

Комиссия в составе:

1. Надеев А.Ф. – заведующий кафедрой радиоэлектронных и телекоммуникационных систем, д-р физ.-мат. наук, профессор – председатель комиссии;
2. Боголюбов В.М. – профессор кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем, д-р техн. наук, доцент – зам. председателя комиссии;
3. Овчинников А.Л. – доцент кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем, канд. техн. наук, доцент – член комиссии, составила настоящий акт о том, что в период с 2021 г. по настоящее время в учебный процесс кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем по специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» внедрены следующие учебно-методические разработки, в которых используются результаты диссертационной работы Кузнецова А.С.:

1. лабораторные учебные стенды, позволяющие проводить анализ сигналов систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле;

2. математические модели и алгоритмическое обеспечение метода оценки параметров сигналов и оценки навигационных параметров, по сигналам только систем связи с подвижными объектами, работающих в информационном поле.

Перечисленные учебно-методические разработки используются при выполнении дипломного проектирования по специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»

Председатель комиссии

Заместитель председателя комиссии

Члены комиссии



\_\_\_\_\_ А.Ф. Надеев

\_\_\_\_\_ В.М. Боголюбов

\_\_\_\_\_ А.Л. Овчинников