

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«Рязанский государственный радиотехнический университет имени
В.Ф. Уткина»

На правах рукописи



Бу Ба Хунг

**СПОСОБЫ И АЛГОРИТМЫ
РАЗРЕШЕНИЯ И ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ
НЕСКОЛЬКИХ СИГНАЛОВ В РАДИОСИСТЕМАХ**

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

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, профессор
Клочко Владимир Константинович

Рязань 2024

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ЗАДАЧА ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ НЕСКОЛЬКИХ СИГНАЛОВ. 10	
1.1. Описание системы наблюдения и постановка задачи	10
1.2. Аналитический обзор литературы.....	11
1.3. Направление решения задачи.....	14
1.4. Математическая модель системы наблюдения и формализация задач	16
1.5. Основные результаты.....	22
2. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ВО ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТЯХ	23
2.1. Фазовый метод оценивания параметров	23
2.2. Устранение неоднозначности измерения фазы.....	27
2.3. Анализ существующих методов и выбор прототипа.....	29
2.4. Оценивание частоты и фазы во временной области.....	37
2.5. Совместная обработка сигналов в частотно-временной области.....	47
2.6. Сравнение с альтернативными подходами.....	48
2.7. Компьютерное моделирование	52
2.8. Основные результаты.....	59
3. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ ПРИЕМНИКОВ	61
3.1. Определение векторов направлений на источники в системе приемников ..	61
3.2. Принцип разрешения источников с близкими векторами скорости.....	63
3.3. Правило сопряжения векторов направлений.....	68
3.4. Нахождение векторов скорости в системе приемников.....	71
3.5. Повышение точности оценки доплеровской частоты сигнала	73
3.6. Обработка сигналов в частотной области в системе приемников	76
3.7. Совместная обработка сигналов в частотно-временной области в многопозиционной радиосистеме.....	79
3.8. Сравнение с другими подходами.....	80
3.9. Компьютерное моделирование	83
3.10. Основные результаты.....	85
4. АСПЕКТЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ	87
4.1. Принцип синхронизации нескольких приемников	87
4.2. Оценки сложности и быстродействия алгоритмов	89
4.3. Совместная обработка с радиометром	90
4.4. Применение в медицинских измерениях	93
4.5. Основные результаты.....	100
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	102

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	103
СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	118
СЛОВАРЬ ТЕРМИНОВ.....	119
ПРИЛОЖЕНИЯ	120
П1. Акты внедрения	120
П2. Блок-схемы алгоритмов	124
П3. Патенты на способы	128
П4. Компьютерная программа моделирования.....	135

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность. В последнее время при построении радиосистем различного назначения большое внимание уделяют методам разрешения и оценивания параметров нескольких сигналов при совместной частотно-временной обработке. Источники сигналов индуцируют поля различной физической природы, которые принимаются и обрабатываются радиосистемой. Для подвижных источников различие по частоте проявляется в полосе сдвига частот. Задачей является разрешение сигналов путем определения их числа и оценок параметров сигналов с целью нахождения параметров источников. Решение подобной задачи находит применение в разных физических областях: в радиоастрономии, гидроакустике, ультразвуковой диагностике, а также в радиосистемах разного назначения.

Современные частотно-временные подходы к разрешению нескольких сигналов отличаются от традиционной обработки в частотной области тем, что осуществляют интегральную частотную обработку сигналов в окрестности текущих моментов времени наблюдения, что позволяет проводить частотно-временной анализ источников сигналов. Такой подход способствует разрешению сигналов, но в силу малого временного интервала их обработки разрешающая способность по частоте недостаточна для выделения нескольких сигналов. При этом более эффективным оказывается подход преобразования смеси сигналов, принятых в течение периода их наблюдения, в частотную область, где под периодом наблюдения сигналов понимается время нахождения источников сигналов на заданном промежутке дальности. Известны классические методы разрешения сигналов во временной области, основанные на корреляционной обработке сигналов, однако они также имеют ограниченную разрешающую способность по сравнению с частотной обработкой.

Все это стимулирует поиск новых решений в области частотно-временной обработки сигналов, более эффективных по разрешающей способности в сравнении с обработкой в одной частотной области и не требующих заметного увеличения вычислительных затрат.

Резервом повышения эффективности разрешения нескольких сигналов является частотно-временная обработка в системе позиционирования нескольких приемников. Многопозиционные системы в настоящее время также активно развиваются и находят применение в различных областях.

Поиску решений в указанных направлениях посвящена данная диссертация.

Степень проработанности проблемы. В решение задачи повышения разрешения сигналов, их обнаружения и оценивания параметров внесли большой вклад такие ученые, как Бакулев П.А., Финкельштейн М.И., Леонов А.И., Фомичев К.И., Кузьмин С.З., Ширман Я.Д., Левин Б.Р., Тихонов В.И., Сосулин Ю.Г., Воскресенский Д.И., Ван Трис Г.Л., Джонсон К.Р., Миддлтон Д., Уильям Экклз и другие. В развитие цифровых методов обработки сигналов значительный вклад внесли Марпл-мл С.Л., Кириллов С.Н., Витязев В.В., Сергиенко А.Б., Вострецов А.Г., Богданович В.А., Кейпон Дж., Денисов В.П., Оппенгейм А., Макс Ж., Рабинер Л., Гоулд Б. и другие. В развитие многопозиционных систем обработки сигналов значительный вклад внесли Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н., Черняк В.С., Лукошкин А.П. и другие.

Цель диссертации – повышение эффективности работы радиосистем при разрешении и оценивании параметров нескольких сигналов от источников разной физической природы на основе новых способов и алгоритмов частотно-временной обработки сигналов как в одном приемнике, так и в системе приемников.

Объект исследования – радиосистемы обработки сигналов во временной и частотной областях.

Предмет исследования – способы и алгоритмы частотно-временной обработки нескольких сигналов, отличающиеся повышенной вероятностью обнаружения всех сигналов с оцениванием их параметров.

Задачи исследования. Поставленная цель достигается путем решения следующих основных задач.

1. Разработка способов и алгоритмов разрешения нескольких сигналов при совместной частотно-временной обработке в одном приемнике с повышенной вероятностью обнаружения всех сигналов и оцениванием их параметров.

2. Разработка способов и алгоритмов разрешения нескольких сигналов при совместной частотно-временной обработке в системе позиционирования нескольких приемников с повышенной вероятностью обнаружения всех сигналов и оценением их параметров по сравнению с одним приемником.

3. Исследование и внедрение разработанных способов и алгоритмов.

Методы исследования. Для решения перечисленных задач используется современный аппарат математического анализа, линейной алгебры, теории цифровой обработки сигналов, теории оценивания и математической статистики, методы математического и компьютерного моделирования.

Научная новизна выносимых на защиту результатов определяется новыми способами частотно-временной обработки радиосигналов в течение периода наблюдения, защищенными патентами и публикациями в рецензируемых научно-технических изданиях.

Научные положения, выносимые на защиту

1. Способ и алгоритм разрешения нескольких сигналов в одном приемнике отличаются совместной обработкой сигналов во временной и частотной областях и позволяют за счет этого повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,63 до 0,86 с оценением их параметров (по результатам моделирования трех сигналов) в сравнении с обработкой в одной частотной области.

2. Способ и алгоритм разрешения нескольких сигналов в системе позиционирования приемников отличаются обработкой сигналов в частотной области при определенном расположении приемников и позволяют за счет этого повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,63 до 0,87 с оценением их параметров (по результатам моделирования трех сигналов) в сравнении с частотной обработкой в одном приемнике, а также оценить динамику источников сигналов.

3. Способ и алгоритм разрешения нескольких сигналов в системе позиционирования приемников отличаются совместной обработкой сигналов во временной и частотной областях при определенном расположении приемников и позволяют за счет этого повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,86

до 0,96 с оцениванием их параметров (по результатам моделирования трех сигналов) в сравнении с частотно-временной обработкой в одном приемнике, а также оценить динамику источников сигналов.

Практическая ценность работы. Разработанные способы и алгоритмы при их реализации в существующих радиосистемах позволяют повысить эффективность функционирования таких систем в плане разрешения нескольких сигналов с оцениванием их параметров.

Достоверность полученных результатов определяется соответствием математических моделей сигналов известным описаниям, корректностью математических преобразований на основе моделей сигналов при разработке способов и алгоритмов их реализации, подтверждением работоспособности алгоритмов компьютерным моделированием, согласованием результатов исследования и аналитических выводов.

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты диссертации внедрены:

- в учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина»: Способы и алгоритмы обработки сигналов от подвижных источников: учебное пособие / В.К. Ключко, Б.Х. Ву. Москва: КУРС, 2023. 84 с.;
- в разработки компании ООО «ТЕХНОЛОГИЯ И ТОРГОВЛЯ МЕГАЛАЙН» (охранные системы). Внедрения подтверждены соответствующими актами.

Личное участие автора. Автору принадлежат на правах соавтора математические постановки задач, способы и алгоритмы их решения, отраженные в главах диссертации, а также компьютерное моделирование работы алгоритмов. Степень авторства подтверждается соответствующим заключением.

Апробация работы. Результаты исследований, составляющих основное содержание диссертации, докладывались на 4 международных и 5 всероссийских научно-технических конференциях:

- 5-й Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2022» (Рязань, 02–04 марта 2022 г.);
- Всероссийские открытые Армандовские чтения «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн» (Муром, 28–30 июня 2022 г.);
- 28-я Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь – RLNC*2022» (Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.);
- 15-я Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, 21–22 ноября 2022 г.);
- 7-я Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы современной науки и производства» (Рязань, 21–23 ноября 2022 г.);
- 6-й Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2023» (Рязань, 01–03 марта 2023 г.);
- 25-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение — DSPA-2023» (Москва, 29–31 марта 2023 г.);
- Всероссийские открытые Армандовские чтения «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн» (Муром, 26–29 июня 2023 г.);
- 8-я Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы современной науки и производства» (Рязань, 27–29 ноября 2023 г.).

Публикации. По теме диссертации опубликована 21 работа, в том числе 5 статей в изданиях, рекомендованных ВАК, 6 патентов на изобретение, 1 свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ, 9 тезисов докладов на международных и всероссийских конференциях.

Объем и структура диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, приложений и списка литературы. Материал изложен на 143 страницах, включает 34 рисунка и 11 таблиц, а также 4 приложения. Список использованной литературы содержит 140 наименований.

Краткое содержание работы

Во введении дана общая характеристика работы.

В первой главе проведен обзор методов частотно-временной обработки сигналов, применяемых в существующих радиосистемах. Особое внимание уделено описанию известных способов разрешения нескольких сигналов, а также рассмотрению их достоинств и недостатков. Сформулированы актуальные задачи частотно-временной обработки нескольких сигналов от источников. Рассмотрена математическая модель сигнала как в одном приемнике, так и в системе позиционирования приемников. Даны постановка и формализация задач диссертационного исследования.

Во второй главе проведен анализ фазового метода оценивания параметров сигнала и способа устранения неоднозначности измерения фазы. Предложены способы и алгоритмы разрешения сигналов и оценивания их параметров в одном приемнике как во временной, в частотной, так и в частотно-временной области. Получены оценки вероятности обнаружения сигналов и оценивания их параметров в сравнении с обработкой только в частотной области.

В третьей главе в системе позиционирования приемников предложено решение задачи классификации ортов направляющих векторов на источники сигналов по принадлежности каждому источнику и нахождения оценок дальностей. Разработаны способ и алгоритм обнаружения сигналов при частотной обработке сигналов в системе приемников, а также при частотно-временной обработке сигналов в системе приемников.

В четвертой главе рассмотрены аспекты технической реализации предложенных алгоритмов обработки сигналов, в частности принципы синхронизации работы системы приемников. Дана оценка сложности предложенных алгоритмов. Рассмотрены способы и алгоритмы сопровождения источников с учетом радиометрических измерений и оценивания динамических свойств биологических сред в медицинской диагностике.

В заключении приводятся результаты диссертации, подтверждающие основные положения, выносимые на защиту.

В приложении содержатся акты внедрения, титульные листы патентов, блок-схемы разработанных алгоритмов и компьютерная программа моделирования.

1. ЗАДАЧА ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ НЕСКОЛЬКИХ СИГНАЛОВ

1.1. Описание системы наблюдения и постановка задачи

Радиосистема представляет собой один или несколько приемников, синхронизированных между собой. На вход приемника приходят несколько k -х гармонических сигналов с некоторым запаздыванием по времени $s_k(t - \tau_k)$, $k = \overline{1, m}$, где m – неизвестное количество сигналов. В тракте первичной обработки к суммарному сигналу добавляется шум аппаратуры $p(t)$: $y(t) = \sum_{k=1}^m s_k(t - \tau_k) + p(t)$ и $y(t)$ обрабатывается в пространственном канале [101]. В этом канале k -е составляющие сигнала с частотой $f_0 \pm f_k$, где f_0 – несущая частота, f_k – доплеровский сдвиг частоты, подаются на вход смесителя 2 (рисунок 1.1, СМ-2). На другой вход СМ-2 поступает сигнал из фильтра боковой полосы $f_0 + f_{ПЧ}$. В СМ-2 образуются биения, огибающие которых имеют частоту $f_{ПЧ} \pm f_k$. Эти огибающие выделяются на выходе смесителя приемника СМ-2 и усиливаются усилителем промежуточной частоты (УПЧ). Далее имеется еще один смеситель СМ-3, где смешиваются колебания $f_{ПЧ} \pm f_k$ с опорными $f_{ПЧ}$ и остаются колебания с частотой f_k . Суммарный сигнал $y(t)$ преобразуется в дискретное время с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Запомненная в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) для фиксированной дальности r временная последовательность $y(t_i)$, $i = \overline{1, n}$ (n – объем выборки), полученная на промежутке времени $[t_1, t_n]$ с периодом обработки сигналов $T = t_n - t_1$, подается на блок оценивания параметров сигналов и их источников.

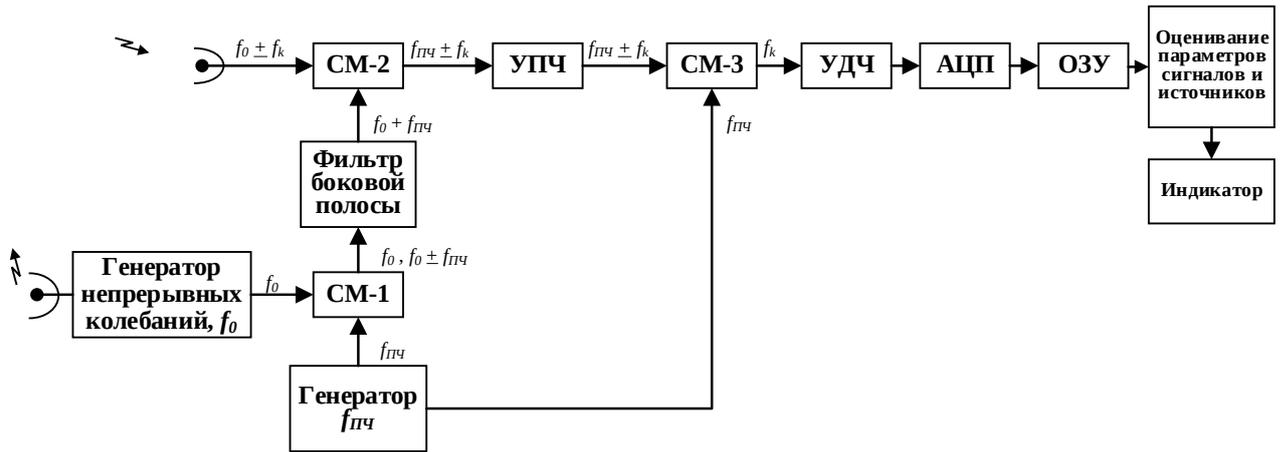


Рисунок 1.1 – Структурная схема с одним пространственным каналом

Задача заключается в нахождении оценок числа сигналов и их параметров. На основе оценок параметров сигналов делается заключение о параметрах источников сигналов. Качество оценок параметров источников характеризуется вероятностью обнаружения всех сигналов, которая понимается здесь как доверительная вероятность попадания оценок параметров всех источников сигналов в интервалы, определенные потенциальной точностью метода оценивания.

1.2. Аналитический обзор литературы

При приеме нескольких сигналов с близкими частотами возникает проблема в различении этих сигналов, что может повлиять на точность определения параметров сигналов и их источников. Решению проблемы различения сигналов посвящены многие работы, которые можно разделить на следующие три группы.

1. Работы, основанные на математических методах извлечения информации о сигналах за счет корреляционной обработки или разложения сигналов по определенному базису.
2. Работы, основанные на позиционировании нескольких взаимно ориентированных и синхронизированных в работе приемников.
3. Работы, основанные на совместной частотно-временной обработке сигналов.

В работах [32, 33, 36, 55, 62, 75, 111] Гуськова Ю. Н., Жибуртовича Н. Ю., Абраменкова В. В., Климова С. А., Савинова Ю. И., Чижова А. А., Кагаленка М. Б., Кривошеева В. И., Манохина Г. О., Гельцера А. А., Рогожникова Е. В., В. Т. Ер-

молаева В. Т., Флаксмана А. Г., Dawood M., Quraishi N., Alejos A. V., Grant P. M. и др. были разработаны математические методы извлечения информации о сигналах за счет корреляционной обработки. В работах использовалось дискретное преобразование Фурье (ДПФ) и методы сверхразрешения, известные как методы MUSIC, Кейпона, ESPRIT, Писаренко, Прони и др. Качество работы этих методов сильно зависит от условий среды, таких как множественное рассеяние и искажения сигналов. В некоторых приложениях методы могут сталкиваться с нелинейными и динамическими эффектами, что усложняет задачу оценки параметров сигналов.

При оценивании параметров нескольких сигналов с близкими частотами также уделяется внимание разработке радиосистем позиционирования нескольких взаимно ориентированных и синхронизированных в работе приемников. Значительный вклад в развитие теории радиотехнических систем внесли Бакулев П.А., Степин В.М., Аверьянов В.Я., Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н., Черняк В.С., Ван Трис Г., Кукес И.С. и другие [1, 6, 7, 18-20, 52, 57, 104]. Использование многопозиционных радиосистем позволяет различить сигналы в полосе доплеровских частот за счет различия проекций векторов скорости источников на линии визирования приемников.

В работе [8] Бахолдина В.С., Гаврилова Д.А., Леконцева Д.А. представлены алгоритмы обработки радиосигналов, включающие квадратурное уплотнение и частотное разделение, которые демонстрируют повышенное разрешение и точность. Эксперименты подтверждают их эффективность в обнаружении сигналов. Однако эти методы требуют значительных вычислительных ресурсов для эффективного функционирования.

В работе [134] Soh Wei Ting была разработана многопозиционная радиосистема, работающая только на доплеровских импульсах, которая может обеспечить получение изображений источников с высоким разрешением по сравнению с существующими импульсно-доплеровскими однопозиционными радиоприемниками. Однако для передачи коротких импульсов требуется высокая пиковая мощность, что является ограничением в применении. Также передача высокой пико-

вой мощности может привести к пробою напряжения, особенно на высоких частотах, поскольку размеры волновода малы.

Трудности решения задачи выделения нескольких сигналов с близкими частотами в доплеровской системе можно преодолеть за счет совместной частотно-временной обработки сигналов, если сигналы приходят в разные моменты времени. Значительный вклад в развитие теории обработки сигналов во временной и частотной областях внесли российские ученые Бакулев П.А., Харкевич А.А., Марпл-мл. С.Л., Сергиенко А.Б., Кошелев В.И., Паршин Ю.Н., Витязев В.В. и др. [6, 7, 21, 53, 63, 66, 89, 102, 103], а также зарубежные ученые Макс Ж., Блейхут Р., Кейпон Дж., Оппенгейм А. В., Шафер Р. В., Гольденберг Л. М., Рабинер Л., Гоулд Б. и др [11, 24, 37, 70].

В работе [54] Косарева Н.А., Булатова В.Н., Худорожкова О.В. представлено решение задачи по повышению разрешающей способности зарегистрированного доплеровского сигнала на основе целенаправленного спектрально-временного преобразования зашумленного доплеровского колебания. Приведены основные соотношения для определения интервальных выборок доплеровских частот и рекомендации по итерациям производных функции частоты Доплера. Но данное решение требует больших вычислительных мощностей или специализированного оборудования, что может быть ограничивающим фактором для его практической реализации.

В работе [10] Бестугина А.Р., Дворникова С.В., Дворникова С.С., Киршина И. А. для обнаружения нескольких сигналов используют высокочастотные радиоимпульсы длительностью единицы наносекунд, излучаемые с большой скважностью. Полученные результаты измерения временных параметров сигналов в условиях шумов различной интенсивности на основе корреляционной обработки и с использованием совместного частотно-временного подхода показали более высокую эффективность последнего. Так, получаемый на его основе вектор временных отсчетов, проходящий через максимум распределения, является более тонким инструментом анализа по отношению к функциям корреляции. При том, что он более устойчив к шумам. Вместе с тем использование высокочастотных ра-

диоимпульсов требует повышенных энергозатрат. Также это может вызывать электромагнитные помехи и влиять на работу других устройств, работающих на близких частотах.

Подводя итог обзору работ в плане решения задачи оценивания параметров нескольких сигналов с близкими частотами можно предложить два направления:

1. Совместная частотно-временная обработка сигналов в одном приемнике.
2. Совместная частотно-временная обработка сигналов в многопозиционной полуактивной радиосистеме.

1.3. Направление решения задачи

Радиотехнические устройства для измерения параметров сигналов и их источников применяют амплитудные и фазовые методы. Среди амплитудных методов выделяют методы максимума, минимума, сравнения и равносигнальный метод. Метод максимума обеспечивает простоту технической реализации, но имеет относительно низкую точность. Метод минимума обеспечивает высокую точность, но применим только к сильным источникам излучения. Метод сравнения обладает возможностью мгновенного определения направления на источник, но с низкой точностью измерений. Равносигнальный метод характеризуется высокой точностью и используется для автоматического слежения, но для отсчёта углового положения добиваются равенства сигналов.

Фазовые методы основаны на измерении разности фаз сигналов, принимаемых различными антеннами. Фазовые методы характеризуются относительно высокой точностью, но с недостатком, таким как неоднозначность измерения фазы.

Потенциальная точность оценивания угловой координаты θ (параметра источника) фазовым методом (методом разности фаз) [6]

$$\sigma_{\theta} = \sigma_{\psi} \left[\frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta \right]^{-1},$$

где $\sigma_{\psi} = k / \sqrt{E/N_0}$ – погрешность измерителя фазы (при оптимальной обработке сигнала $k=1$); E/N_0 – отношение мощности сигнала к мощности шума, $\mathcal{G} = 10 \lg E/N_0$ дБ; d – база антенны; λ – длина волны.

ПРИМЕР. Пусть оценивается угловая координата $\theta = 30^\circ$ при отношении сигнал-шум $\vartheta = 20$ (дБ), $(E/N_0) = 10^2$ (раз), базах антенны $d_1 = 3\lambda$, $d_2 = 0,5\lambda$. Потенциальная точность оценивания угловой координаты $\theta = 30^\circ$:

$$\sigma_{\theta_1} = \sigma_\psi \left[\frac{2\pi d_1}{\lambda} \cos \theta \right]^{-1}; \quad \sigma_{\theta_2} = \sigma_\psi \left[\frac{2\pi d_2}{\lambda} \cos \theta \right]^{-1}.$$

$$\bar{\sigma}_\theta = (d_1 \sigma_{\theta_1} + d_2 \sigma_{\theta_2}) / (d_1 + d_2) = (3\sigma_{\theta_1} + 0,5\sigma_{\theta_2}) / (3 + 0,5)$$

$$= \frac{6}{7} \frac{1}{\sqrt{10^2}} \left[2\pi \cdot 3 \cdot \cos \frac{\pi}{6} \right]^{-1} + \frac{1}{7} \frac{1}{\sqrt{10^2}} \left[2\pi \cdot 0,5 \cdot \cos \frac{\pi}{6} \right]^{-1}$$

$$= 0,0182 \text{ (рад)} \cong 1^\circ.$$

Оценки параметров фазовым методом можно получить за счет нескольких пространственных каналов антенной решетки (АР). На рисунке 1.2 предлагается структурная схема системы наблюдения с Q каналами первичной обработки. Каждый q -й пространственный канал ($q = \overline{1, Q}$) обрабатывает суммарный сигнал $y_q(t)$, где $y_q(t) = \sum_{k=1}^m s_{qk}(t) + p_q(t)$, $k = \overline{1, m}$, m – число отдельных сигналов. Так как элементы АР разнесены в пространстве, то сигналы в q -х каналах отличаются фазами. Обработка сигналов $y_q(t)$ в каждом q -м канале ведется независимо (параллельно).

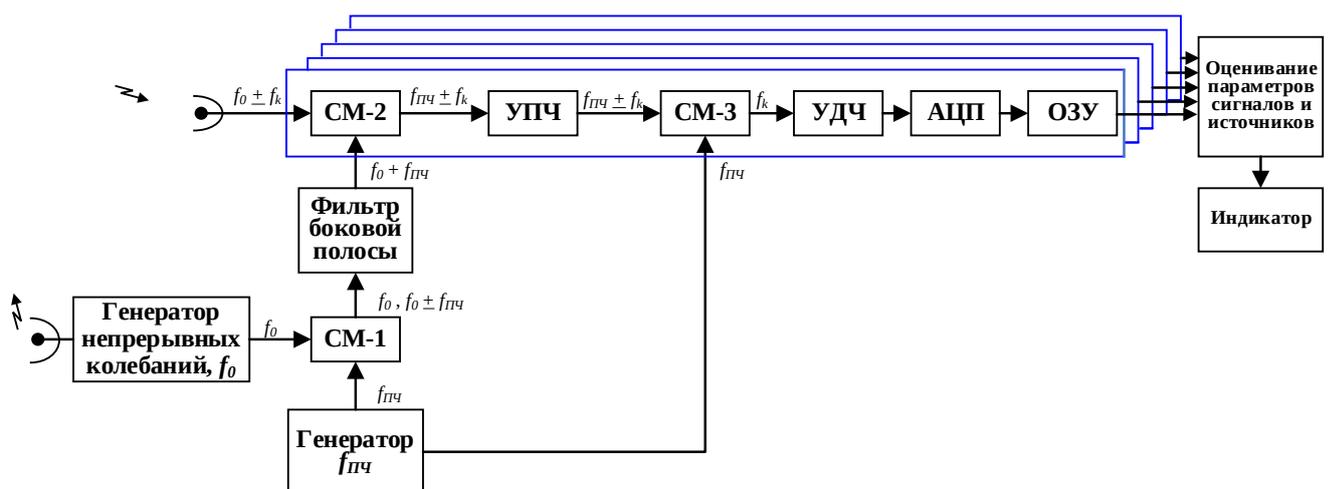


Рисунок 1.2 – Структурная схема первичной обработки в многоканальной системе

После обработки дискретных последовательностей $y_q(t_i)$, $i = \overline{1, n}$, с помощью преобразования Фурье в q -х каналах первичной обработки ($q = \overline{1, Q}$) получаются спектральные последовательности комплексных амплитуд $\dot{y}_q(f_i)$ на доплеровских частотах ω_i , $i = \overline{1, n_1}$, $n_1 > n$, с модулями $|\dot{y}_q(f_i)|$ и аргумент-фазами $\arg \dot{y}_q(f_i)$. В каждом q -м канале ($q = \overline{1, Q}$) в частотном спектре находятся частоты, на которых комплексные амплитуды по модулю $|\dot{y}_q(f_i)|$ больше заданного порога γ . На выделенной частоте измеряются фазы ψ_q , $q = \overline{1, Q}$. Выделенные частоты и фазы радиосигналов поступают на вход алгоритма оценивания параметров сигналов. Эта процедура показана на рисунке 1.3.

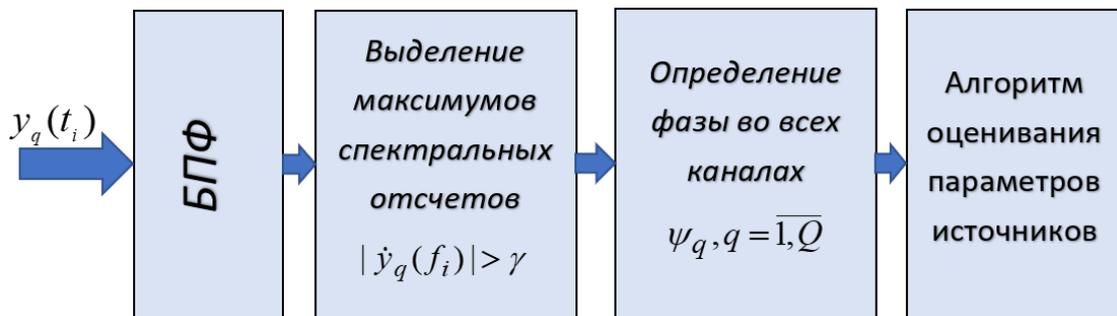


Рисунок 1.3 – Блок обработки спектральной последовательности

Существует проблема различения нескольких сигналов с близкими частотами.

В целях увеличения разрешающей способности по частоте предлагаются два подхода. Первый подход основан на совместной обработке радиосигналов во временной и частотной областях посредством одного приемника с АР. Второй подход основан на построении системы приемников с АР, взаимно ориентированных в единой прямоугольной системе координат.

1.4. Математическая модель системы наблюдения и формализация задач

Радиоприемник с пятью приемными элементами АР принимает непрерывные сигналы в определенном диапазоне длин волн с последующей обработкой сигналов в пяти независимых каналах.

Положение каждого источника $M(r, \theta, \varphi)$ в антенной системе координат измеряется радиальной дальностью r , углом места θ и азимутом φ , при этом угол θ отсчитывается в вертикальной плоскости, угол φ – в горизонтальной так, как показано на рисунке 1.4. Прямоугольные и сферические координаты связаны

$$x = r \sin \theta \cos \varphi, y = r \sin \theta \sin \varphi, z = r \cos \theta. \quad (1.1)$$

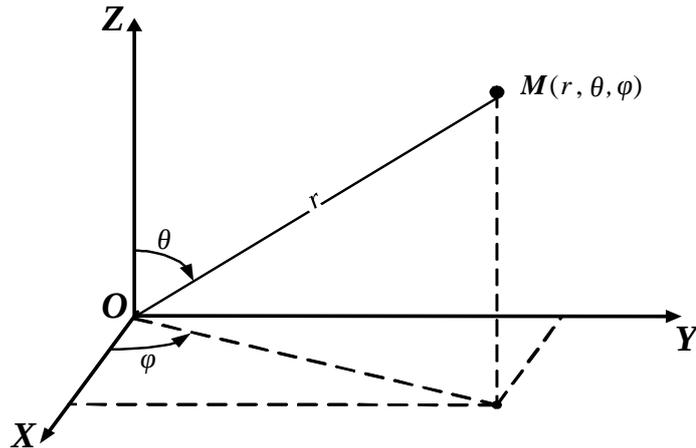


Рисунок 1.4 – Антенная система координат

Приемные элементы АР расположены в плоскости OXY с прямоугольными координатами центров $(x_1, y_1) = (0, 0)$, $(x_2, y_2) = (d_m, 0)$, $(x_3, y_3) = (0, d_m)$, $(x_4, y_4) = (-d_2, 0)$, $(x_5, y_5) = (0, -d_2)$, $d_m > 0$, $d_2 > 0$, несимметрично (для учета неоднозначности измерения фазы), d_m, d_2 – точная и грубая базы, как показано на рисунке 1.5.

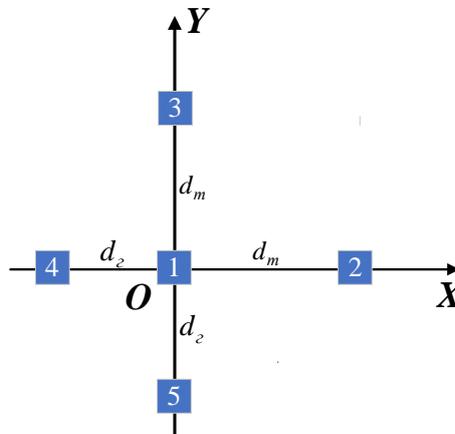


Рисунок 1.5 – Расположение элементов АР

Переданный сигнал вида $s(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ имеет амплитуду U_0 , несущую частоту ω_0 и начальную фазу φ_0 . Сигнал отражается от источников и под определенными угловыми координатами поступают на приемные элементы антенны. Использование гармонического сигнала характеризуется низкими энергетическими затратами. Это позволяет использовать мобильные станции.

Сигнал от одного источника, принятый на дальности r в q -м канале приемника ($q = 1, 2, \dots, Q$, $Q = 5$ – число приемных каналов по числу элементов АР) в момент времени t описывается моделью [66]

$$y_q(t) = s_q(t - \tau_q) + p_q(t) = A \cos[(\omega_0(t - \tau_q) + \varphi_0 + \eta)] + p_q(t), \quad (1.2)$$

где $A = U_0 G(\varphi, \theta) K(r, \varphi, \theta)$ – амплитуда, зависящая от r и характеристик источника сигнала; $G(\varphi, \theta)$ – амплитудная характеристика диаграммы направленности (ДН) приемного элемента АР; $K(r, \varphi, \theta)$ – коэффициент, учитывающий искажение сигнала при распространении через атмосферу от источника к приемной антенне; τ_q – задержка сигнала: $\tau_q = D_q / c$, $D_q = 2r + \delta_q$ – расстояние, пройденное сигналом; δ_q – отклонение фронта волны, которая достигает q -го бокового элемента АР, относительно центра антенны ($\delta_0 = 0$); η – фазовый шум, действующий равномерно на $[-\pi, \pi]$; $p_q(t)$ – аддитивный шум в q -м канале, действующий с нулевым средним.

Дальность до источника r определим как расстояние между источником и центром АР, которое меняется во времени: $r = r(t)$. Это изменение можно представить зависимостью $r(t) = r_0 - v_r t - a_r t^2 / 2$, где r_0 – начальная дальность; v_r и a_r – радиальная скорость и ускорение источника, которые имеют определенный знак (плюс при движении в сторону АР и в противоположном направлении – минус).

Тогда $\tau_q = (2r(t) + \delta_q) / c = (2r_0 - 2v_r t - a_r t^2 + \delta_q) / c$ и

$$\begin{aligned}\omega_0(t - \tau_q) &= \omega_0 t - (2\pi / \lambda)(2r(t) + \delta_q) = \omega_0 t - 2\pi(2r_0 - 2v_r t - a_r t^2 + \delta_q) / \lambda = \\ &= \omega_0 t - 4\pi r_0 / \lambda + \omega t - (2\pi / \lambda)\delta_q,\end{aligned}$$

где $\omega = 2\pi(2v_r + a_r t) / \lambda$ – доплеровское изменение частоты за счет движения источника, зависящее от t при наличии ускорения.

С учетом этого модель (1.2) принятого в q -м элементе АР сигнала ($q = \overline{1, Q}$) принимает вид

$$y_q(t) = s_q(t - \tau_q) + p_q(t) = A \cos(\omega_0 t - 4\pi r_0 / \lambda + \omega t - 2\pi\delta_q / \lambda + \xi) + p_q(t), \quad (1.3)$$

где случайная величина $\xi = \varphi_0 + \eta$.

Реально на входе приемного элемента АР действует суммарный сигнал и модель сигнала в q -м канале обработки представлена интегральным выражением

$$\begin{aligned}y_q(t) &= \iint_{D_{\varphi, \theta}} A \cos(\omega_0 t - 4\pi r_0 / \lambda + \\ &+ \omega(\varphi, \theta)t - 2\pi\delta_q(\varphi(t), \theta(t)) / \lambda + \xi) d\varphi d\theta + p_q(t),\end{aligned} \quad (1.4)$$

где $D_{\varphi, \theta}$ – область интегрирования по угломерному пространству диаграммы направленности (ДН) АР; $\delta_q(\varphi, \theta)$ – запаздывание или опережение сигнала в момент времени t при его наличии с углового направления φ, θ ; $\omega(\varphi, \theta)$ – доплеровский сдвиг частоты при наличии сигнала от движущегося источника в направлении φ, θ , которые теоретически зависят от t : $\varphi = \varphi(t), \theta = \theta(t)$, но на периоде наблюдения и обработки сигналов практически неизменны.

После прохождения режекторного фильтра, отсекающего частотные составляющие сигнала от неподвижных источников, перехода на доплеровскую частоту ω и дискретизации по времени t_i в тракте первичной обработки модель суммарного сигнала после замены интеграла суммой принимает вид:

$$\begin{aligned}
y_q(t_i) &= \sum_{k=1}^m s_{qk}(t_i - \tau_{qk}) + p_q(t_i) = \sum_{k=1}^m A_k \cos[(\omega_k(t_i - \tau_{qk}) - 4\pi r_0 / \lambda - \\
&- 2\pi \delta_{qk}(\varphi_k, \theta_k) / \lambda + \xi)] + p_q(t_i) = \sum_{k=1}^m A_k \cos[\omega_k(t_i - \tau_{qk}) - \psi_{qk}] + p_q(t_i), \\
& i = \overline{1, n}, q = \overline{1, Q},
\end{aligned} \tag{1.5}$$

где n – число дискретных отсчетов моментов времени; m – неизвестное число k -х отдельных сигналов от разных источников, приходящих в моменты τ_{qk} в q -х каналах.

Задача заключается в определении оценки \hat{m} неизвестного числа сигналов m и оценок параметров k -х сигналов ($k = \overline{1, \hat{m}}$), таких как момент времени τ_{qk} прихода сигнала в q -м канале, доплеровский сдвиг частоты ω_k и фаза ξ_{qk} . На основе этих параметров определяются угловые координаты φ_k, θ_k каждого k -го источника.

Многопозиционная радиосистема

Система состоит из нескольких (трех и более) радиоприемников с АР, взаимно ориентированных в единой прямоугольной системе координат.

Приемники синхронизированы с работой передатчика импульсом синхронизации. Модель одного принимаемого сигнала в q -м канале j -го приемника ($j = \overline{1, N}$, N – число приемников) имеет вид [48]:

$$y_{jq}(t) = s_{jq}(t - \tau_{jq}) + p_{jq}(t) = A_{j0} \cos(\psi_{jq}) + p_{jq}(t), q = \overline{1, Q}, \tag{1.6}$$

$$A_{j0} = U_0 G_j(\varphi_j, \theta_j) K_j(r_j, \varphi_j, \theta_j), \quad \psi_{jq} = \omega_0(t - \tau_{jq}) + \xi_q, \quad t \geq t_0, t \in [0, T],$$

где U_{j0} – амплитуда сигнала; $G_j(\varphi_j, \theta_j)$ – диаграмма направленности j -й антенны, зависящая от угловых координат азимута φ и угла места θ источника в j -й антенной системе координат; $K_j(r_j, \varphi_j, \theta_j)$ – коэффициент, учитывающий искажение сигнала при распространении через атмосферу от источника к j -й приемной антенне. В составе фазы ψ_{jq} : $\xi_q = \varphi_0 + \eta_q$ – случайная величина, зависящая от начальной фазы φ_0 и фазового шума η_q в q -м канале; τ_{jq} – время прихода сигнала

ла в q -й приемный элемент АР j -го приемника; Q – число приемных каналов; T – период обработки сигналов.

Величина τ_{jq} в j -м приемнике для источника, движущегося в текущий момент времени t , $t \in [0, T]$, с вектором скорости \vec{v} , имеет вид

$$\begin{aligned} \tau_{jq} &= (r_{01} + r_{0j} + \delta_{jq} + (\text{пр}\vec{v} + \text{пр}\vec{v}) \cdot t) / c = \\ &= (r_{01} + r_{0j} + \delta_{jq} + (v_{r_1} + v_{r_j}) \cdot t) / c, \quad j = \overline{1, N}, \end{aligned} \quad (1.7)$$

где δ_{jq} – отклонение (с определенным знаком) фронта волны отраженного сигнала, достигшего центра q -го приемного элемента j -го приемника, по сравнению с центром АР; r_{0j} – дальность до j -го источника; $\vec{a}_j = (a_{xj}, a_{yj}, a_{zj})$ – орт вектора направления на источник от j -го приемника; $\text{пр}\vec{v} = (\vec{v}, \vec{a}_j) = v_{r_j}$ – отрицательная проекция вектора \vec{v} скорости источника на направление \vec{a}_j при его движения в сторону j -го приемника, выраженная через скалярное произведение векторов \vec{v} и \vec{a}_j .

С учетом (1.7) выражение фазы (1.6) запишется как

$$\psi_{jq} = \omega_0 [1 - (v_{r_1} + v_{r_j}) / c] \cdot t_i - 2\pi(r_{01} + r_{0j} + \delta_{jq}) / \lambda + \xi_q, \quad i = \overline{1, n}, \quad (1.8)$$

где учтено $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi c / \lambda$.

После перехода на доплеровскую частоту $\omega \ll \omega_0$ и дискретизации по времени выражение (1.8) с учетом доплеровского сдвига частоты $\omega_j = -\omega_0(v_{r_1} + v_{r_j}) / c$ принимает вид

$$\psi_{jq} = \omega_j t_i - 2\pi(r_{01} + r_{0j}) / \lambda - 2\pi\delta_{jq} / \lambda + \xi_q, \quad i = \overline{1, n}, \quad (1.9)$$

где t_i – дискретные отсчеты времени, $t \in [0, T]$; n – длина временной последовательности на периоде T .

Модель суммарного сигнала от m источников в j -м приемнике в моменты времени t_i имеет вид

$$\begin{aligned}
 y_{jq}(t_i) &= \sum_{k=1}^m s_{jqk}(t_i - \tau_{jqk}) + p_{jq}(t_i) = \\
 &= \sum_{k=1}^m A_{jk} \cos(\omega_{jk} t_i - 2\pi(r_{01k} + r_{0jk}) / \lambda - 2\pi\delta_{jqk} / \lambda + \xi_{jk}) + p_{jq}(t_i).
 \end{aligned}
 \tag{1.10}$$

Задача, как и ранее, заключается в определении оценки \hat{m} неизвестного числа сигналов m с оценками параметров k -х сигналов, и дополнительно – в определении динамики источников сигналов в виде координат вектора скорости каждого k -го источника ($k = \overline{1, \hat{m}}$).

1.5. Основные результаты

В первой главе получены следующие результаты.

1. Рассмотрена проблема оценки параметров нескольких сигналов с близкими частотами. Даны описание системы наблюдения и постановки задач.
2. Указаны направления решения задач оценивания параметров сигналов, основанные на частотно-временной обработке радиосигналов в одном приемнике и в системе нескольких приемников.
3. Разработана математическая модель сигналов в одном приемнике и в многопозиционной системе.

2. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ВО ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТЯХ

2.1. Фазовый метод оценивания параметров

Для системы наблюдения с пятиканальной АР (рисунок 1.5) принимаемый суммарный сигнал в тракте первичной обработки после режекторного фильтра и дискретизации по времени имеет вид (см. п. 4 главы 1)

$$\begin{aligned} y_q(t_i) &= \sum_{k=1}^m s_{qk}(t_i - \tau_{qk}) + p_q(t_i) = \\ &= \sum_{k=1}^m A_k \cos[\omega_k t_i - 4\pi r_{0k} / \lambda - 2\pi \delta_{qk} / \lambda + \xi_k] + p_q(t_i), \quad i = \overline{1, n}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

В составе этой модели присутствуют величины δ_{qk} , $q = \overline{1, Q}$, зависящие от искоемых угловых координат φ_k, θ_k источников сигналов, которые при наличии дальностей r_{0k} позволяют также найти пространственные прямоугольные координаты источников x_k, y_k, z_k , $k = \overline{1, m}$, в антенной системе координат.

Задача заключается в нахождении числа источников m и их угловых координат φ_k, θ_k , $k = \overline{1, m}$, на промежутке времени $[\tau_1, \tau_{m+1}]$, где τ_1 – момент времени прихода первого сигнала, τ_{m+1} – момент окончания прихода сигналов от m источников, на периоде обработки сигналов T .

Представим в антенной системе координат (рисунок 1.4) сферический фронт волны от k -го источника, движущейся в направлении центра антенны, касательной плоскостью (плоским фронтом) с нормальным вектором

$$\vec{n}_k = (x_k, y_k, z_k) = r_k (\sin \theta \cos \varphi, \sin \theta \sin \varphi, \cos \theta),$$

или ортом вектора нормали $\vec{a}_k = (\sin \theta \cos \varphi, \sin \theta \sin \varphi, \cos \theta)$. Считаем, что плоский фронт волны с таким же нормальным вектором достигает центра остальных приемных элементов антенны. Тогда величина δ_{qk} определится как отклонение центра q -го приемного элемента [точки с координатами $(x_q, y_q, 0)$] от плоскости, проходящей через начало координат с вектором нормали \vec{a}_k , по формуле:

$$\delta_{qk} = x_q \sin \theta_k \cos \varphi_k + y_q \sin \theta_k \sin \varphi_k,$$

или с учетом $\sin \theta_k \cos \varphi_k = x_k / r_k$, $\sin \theta_k \sin \varphi_k = y_k / r_k$ имеем:

$$\delta_{qk} = (x_q x_k + y_q y_k) / r_k, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (2.2)$$

где $x_k, y_k, z_k = \sqrt{r_k^2 - x_k^2 - y_k^2}$ – прямоугольные координаты k -го источника.

По-другому величину δ_{qk} можно вычислить как проекцию радиус-вектора центра приемного элемента антенны $\vec{m}_q = (x_q, y_q, 0)$ на вектор нормали фронта волны с помощью скалярного произведения векторов $\vec{a}_k = (a_{xk}, a_{yk}, a_{zk}) = (x_k, y_k, z_k) / r_k$ и \vec{m}_q :

$$\delta_{qk} = \text{пр}_{\vec{a}_k} \cdot \vec{m}_q = \vec{a}_k \cdot \vec{m}_q = x_q a_{xk} + y_q a_{yk}.$$

Формула (2.2) дает линейную зависимость δ_{qk} от x_k, y_k .

После обработки дискретных последовательностей $y_q(t_i)$, $i = \overline{1, n}$, с помощью преобразования Фурье в q -х каналах первичной обработки ($q = \overline{1, Q}$) получаются спектральные последовательности комплексных амплитуд $\dot{y}_q(f_i)$ на частотах f_i , $i = \overline{1, n_1}$, $n_1 \geq n$. С модулями спектральных составляющих $|\dot{y}_q(f_i)|$ выделяются максимумы $|\dot{y}_q(f_k)|$, $k = \overline{1, m}$, которые превышают порог обнаружения полезного сигнала во всех q -х каналах, и вычисляются аргументы спектральных составляющих $\arg \dot{y}_q(f_k) = \psi_{qk}$. Измеренные фазы представлены выражением

$$\psi_{qk} = 4\pi r_k / \lambda + 2\pi \delta_{qk} / \lambda - \xi_k + \varepsilon_q, \quad q = \overline{1, Q},$$

где ε_q – ошибки измерения фазы.

В соответствии с фазовым методом [6, 7, 44-48, 81-85] выполняется следующий расчет.

Для координат центров пяти ($Q = 5$) приемных элементов АР разности фаз принимают значения

$$\begin{aligned}
\Delta\psi_{1k} &= \psi_{2k} - \psi_{1k} = k_v \delta_{2k} + \Delta\varepsilon_1 = k_v d_m a_{xk} + \Delta\varepsilon_1, \\
\Delta\psi_{2k} &= \psi_{3k} - \psi_{1k} = k_v \delta_{3k} + \Delta\varepsilon_2 = k_v d_m a_{yk} + \Delta\varepsilon_2, \\
\Delta\psi_{3k} &= \psi_{4k} - \psi_{1k} = k_v \delta_{4k} + \Delta\varepsilon_3 = -k_v d_2 a_{xk} + \Delta\varepsilon_3, \\
\Delta\psi_{4k} &= \psi_{5k} - \psi_{1k} = k_v \delta_{5k} + \Delta\varepsilon_4 = -k_v d_2 a_{yk} + \Delta\varepsilon_4,
\end{aligned} \tag{2.3}$$

где $k_v = 2\pi / \lambda$ – волновое число.

Из (2.3) можно определить координату орта вектора направления a_{xk} с помощью 1-го и 3-го элементов AP:

$$a_{xk,m} = \Delta\psi_{1k} / k_v d_m + \eta_1, \quad a_{xk,z} = -\Delta\psi_{3k} / k_v d_2 + \eta_3,$$

где случайные величины η_1 и η_3 обусловлены ошибками $\Delta\varepsilon_1 = \varepsilon_2 - \varepsilon_1$ и $\Delta\varepsilon_3 = \varepsilon_4 - \varepsilon_1$:

$$\eta_1 = \Delta\varepsilon_1 / k_v d_m, \quad \eta_3 = \Delta\varepsilon_3 / k_v d_2.$$

Для уменьшения влияния η_1 и η_3 воспользуемся усреднением с весами:

$$\hat{a}_{xk} = (d_m a_{xk,m} + d_2 a_{xk,z}) / (d_m + d_2).$$

Аналогично с помощью 2-го и 4-го элементов AP можно определить оценку для a_{yk} :

$$\hat{a}_{yk} = (d_m a_{yk,m} + d_2 a_{yk,z}) / (d_m + d_2),$$

$$a_{yk,m} = \Delta\psi_{2k} / k_v d_m + \eta_2, \quad a_{yk,z} = -\Delta\psi_{4k} / k_v d_2 + \eta_4.$$

Оценка координаты \hat{a}_{zk} будет $\hat{a}_{zk} = \sqrt{1 - \hat{a}_{xk}^2 - \hat{a}_{yk}^2}$.

Оценки пространственных координат вычисляются как

$$M_k = (x_k, y_k, z_k) = r_k (a_{xk}, a_{yk}, a_{zk}).$$

Оценки угловых координат

$$\hat{\varphi}_k = \arctan(\hat{a}_{yk} / \hat{a}_{xk}), \quad \hat{\theta}_k = \arccos(\hat{a}_{zk}).$$

Поправка на сферичность

Исследуем возможность учета сферичности фронта волны. Обозначим $\delta_q^* = \delta_q - \Delta_q$ величину отклонения фронта волны в q -м боковом элементе AP ($q = \overline{1, Q}$) с учетом поправки Δ_q на сферичность.

На рисунке 2.1 в плоскости XOM (для $q=1$, $x > 0$) обозначено

$$MA = R, MB = h, OM = r, AB = m, OB = \delta, OC = \delta^*, BC = \Delta.$$

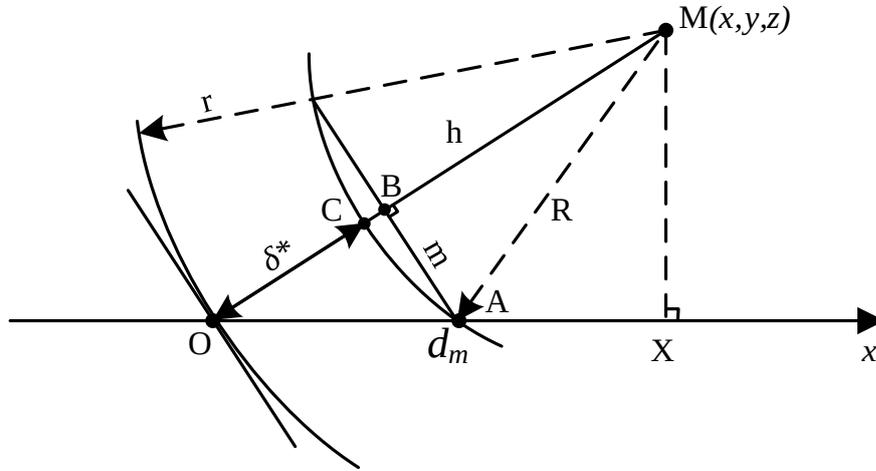


Рисунок 2.1 – К расчету поправки на сферичность

Из рисунка 2.1 и прямоугольных треугольников ABM и OAB следует

$$h = r - \delta, \quad \Delta = R - h = R - \sqrt{R^2 - m^2}, \quad m^2 = d_m^2 - \delta^2, \quad R = h + \Delta, \quad \delta \leq d_m.$$

Имеем

$$\Delta = h + \Delta - \sqrt{(h + \Delta)^2 - (d_m^2 - \delta^2)},$$

откуда получается квадратное уравнение

$$\Delta^2 + 2h\Delta - d_m^2 + \delta^2 = 0$$

с решением

$$\Delta = \sqrt{h^2 + d_m^2 - \delta^2} - h, \quad h = r - \delta, \quad \delta^* = \delta - \Delta, \quad \delta > 0 \quad (2.4)$$

Расчет в плоскости XOM для $q = 1$ при $x < 0$ ($\delta = r - R < 0$) дает аналогичный результат (2.5) с тем отличием, что $\delta^* = \delta + \Delta$.

Расчет в плоскости XOM для $q = 3$ при $x > 0$ дает решение

$$\Delta = \sqrt{h^2 + d_m^2 - \delta^2} - h, \quad h = r - \delta, \quad \delta^* = \delta + \Delta, \quad \delta < 0 \quad (|\delta| < d_2) \quad (2.5)$$

и аналогичный результат при $x < 0$ с отличием $\delta^* = \delta - \Delta$ и $\delta > 0$.

Таким образом, знак Δ выбирается противоположно знаку δ .

Выкладки повторяются без изменения в плоскости YOM (для $q = 2$ и $q = 4$ с заменой x на y).

Нетрудно получить из (2.4), что при $r \rightarrow \infty$ и $\delta \rightarrow d_m \Rightarrow \Delta \rightarrow 0$.

На практике учет поправки на сферичность может не играть роли, но с научной точки зрения такой расчет полезен.

2.2. Устранение неоднозначности измерения фазы

В антенной системе координат относительно центрального элемента АР расположены два боковых элемента. Расстояние между центральным и боковым элементами АР называется базой. В работе представлены точная и грубая базы: d_m и d_2 . Увеличение антенной базы повышает точность определения угла. Однако при базе большей, чем $\lambda/2$, появляется неоднозначность фазовых измерений, следовательно, неоднозначность измерений разности фаз [6]. Поэтому для обеспечения однозначности измерений разности фаз используется грубая база $d_2 = \lambda/2$. Для повышения точности оценивания разности фаз используется точная база $d_m > \lambda/2$. Примем $d_m = 3\lambda$. Разность фаз в соответствии с (2.3) без учета случайной составляющей равняется $\Delta\psi = k_v\delta$ ($k_v = 2\pi/\lambda$).

При $|\delta| \leq \lambda/2$ в элементе грубой базы ($d_2 = \lambda/2$) разность фаз измеряется однозначно, как показано на рисунке 2.2. В элементе точной базы $d_m = 3\lambda$, $|\delta^*| \leq 3\lambda$, возникает неоднозначность измерения разности фаз, как показано на рисунке 2.3. При этом можно рассчитать δ^* [6, 7, 81-85] как $\delta^* = \delta + b\lambda$, где целое число $b < d_m/\lambda$. Поэтому при $d_m = 3\lambda \Rightarrow b \in \{0, 1, 2, 3\}$.

Полная разность фаз на неоднозначной базе составляет

$$\Delta\psi^* = \Delta\psi \pm 2\pi b, b \in \{0, 1, 2, \dots\} \quad (2.6)$$

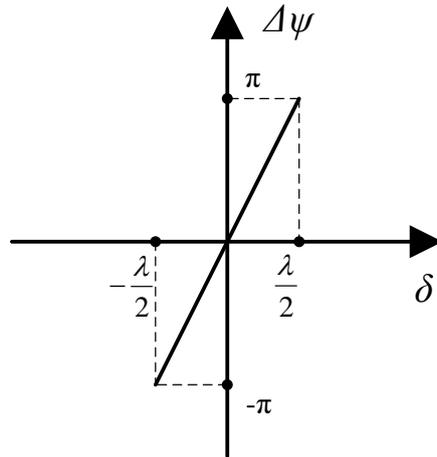


Рисунок 2.2 – Однозначное измерение разности фаз в элементе грубой базы

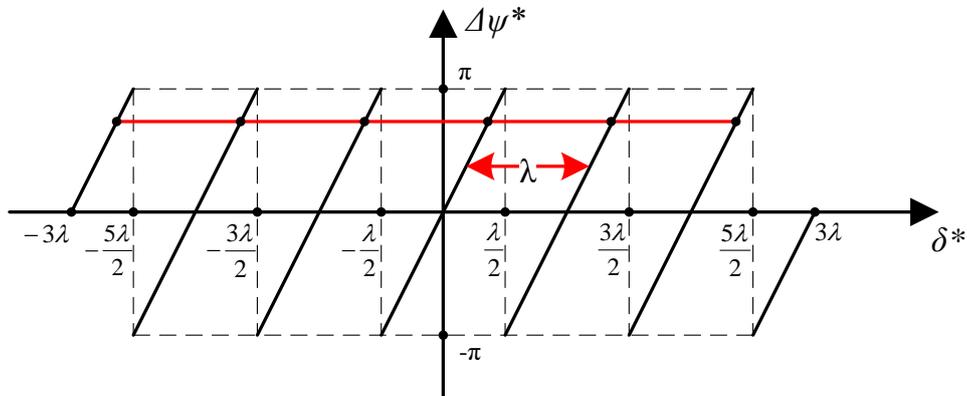


Рисунок 2.3 – Развертывание фазы в элементе точной базы

Из (2.3) и (2.6) можно определить оценку координаты a_x орта направления в элементе точной базы:

$$a_{x,m}^* = \Delta\psi_1^* / k_v d_m.$$

Оценка a_x в элементе грубой базы $a_{x,2} = -\Delta\psi_3 / k_v d_2$.

Из рисунка 2.3 видно, что $\Delta\psi^*$ и соответственно $a_{x,m}^*$ принимают несколько значений. При выборе оценки $a_{x,m}^*$ для координаты a_x учитывается минимальность отклонения: $|a_{x,m}^* - a_{x,2}| \rightarrow \min$.

Аналогично: $a_{y,m}^* = \Delta\psi_2^* / k_v d_m$, $a_{y,2} = -\Delta\psi_4 / k_v d_2$ и $|a_{y,m}^* - a_{y,2}| \rightarrow \min$.

2.3. Анализ существующих методов и выбор прототипа

При обработке суммарных сигналов с близкими частотами возникает задача разрешения сигналов по частоте. Для решения этой задачи в области частотно-временной обработки известны методы оконного преобразования Фурье, Вейвлет-преобразования, а также во временной области с оценкой корреляционной матрицы известны методы сверхразрешения MUSIC, метод EV (Eigen Vectors) и другие.

Методы частотно-временной обработки сигналов

Оконное преобразование Фурье

Оконное преобразование Фурье (ОПФ) используется для анализа временных сигналов, особенно в случае, когда сигнал изменяется со временем. Он представляет собой комбинацию преобразования Фурье и оконной функции, которая позволяет изучать частотные характеристики сигнала в различных интервалах времени [25]:

$$F(\omega, t) = \int_T y(\tau) w(t - \tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

Окном $w(t - \tau)$ является локальная функция, которая сдвигается вдоль временной оси для вычисления преобразования в нескольких позициях t . Преобразование становится зависимым от времени, поэтому описание сигнала будет частотно-временным.

Известны модификации оконного преобразования Фурье, такие как

1. WV – преобразование (Вигнера-Вилля) [114]

$$H(\omega, t) = \int_T y^*(t - \tau/2) y(t + \tau/2) e^{-i\omega\tau} d\tau.$$

2. WV – преобразование с весовой функцией [114]

$$G(\omega, t) = \int_T y^*(t - \tau/2) y(t + \tau/2) w(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau.$$

Вейвлет – преобразование

Вейвлет-преобразование — это метод анализа сигналов, который представляет собой комбинацию преобразования исходного сигнала с использованием вейвлет-функций и масштабирующих функций [25]. Вейвлет-преобразование позволяет анализировать сигналы в различных масштабах и частотах, что делает его

мощным инструментом для анализа временных и частотных характеристик сигналов.

Вейвлет-преобразование для непрерывного сигнала $s(t)$ определяется следующим образом [25]

$$W_s(a,b) = (y(t), \psi_{ab}(t)) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt,$$

где $\psi_{ab}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$ - базисная функция, сконструированная из материнского (исходного) вейвлета $\psi(t)$, обладающая определенными свойствами за счет операций сдвига во времени (b) и изменения временного масштаба (a). Множитель $\frac{1}{\sqrt{a}}$ обеспечивает независимость нормы этих функций от масштабирующего числа a .

Методы сверхразрешения [66]

Метод MUSIC (Multiple Signal Classification) сигнального подпространства, предложенный Шмидтом, использует модель сигнала в виде суммы комплексных экспонент и белого шума, т.е. подобную применяемой в методе гармонического разложения Писаренко. Метод MUSIC, по существу, не является методом спектрального анализа, поэтому получаемая с его помощью зависимость мощности сигнала от частоты называется псевдоспектром. Основу этого метода также составляет решение задачи вычисления собственных чисел и собственных векторов корреляционной матрицы сигнала. Принципиальным является задание порядка модели, выражаемого числом комплексных экспонент. Целью спектрального анализа подобных сигналов, как правило, является не расчет спектра как такового, а определение частот и уровней (амплитуд или мощностей) гармонических составляющих. Алгоритм MUSIC включает следующие этапы:

- получение эмпирической корреляционной матрицы;
- вычисление собственных значений корреляционной матрицы и сортировка их в порядке убывания;
- вычисление собственного вектора корреляционной матрицы для

каждого собственного значения;

- выделение подпространства шума как системы собственных векторов, соответствующих наименьшим собственным значениям;
- вычисление псевдоспектра.

Таким образом, псевдоспектр определяется выражением

$$P_{MUS}(f) = \frac{1}{\sum_{k=M+1}^m \left| \sum_{n=0}^{N-1} w_k[n] \exp(-j2\pi f n T) \right|^2},$$

где $w_k[n]$ - n -й элемент k -го собственного вектора матрицы корреляций, принадлежащих подпространству шума. Затем находится решение уравнения

$$\sum_{k=M+1}^m \left| \sum_{n=0}^{N-1} w_k[n] \exp(-j2\pi f n \Delta t) \right|^2 = 0,$$

где Δt - шаг дискретизации.

Частоты гармоник определяются аргументами корней данного уравнения, лежащими на единичной окружности, а с учетом ошибок оценивания корреляционной матрицы — лежащими вблизи единичной окружности.

Метод EV (Eigen Vectors) во многом аналогичен методу MUSIC. Его отличие состоит лишь в том, что в расчетных формулах собственные векторы умножаются на весовые коэффициенты, обратно пропорциональные соответствующим собственным числам. Согласно этому методу псевдоспектр определяется выражением [65]

$$P_{EV}(f) = \frac{1}{\sum_{k=M+1}^m \frac{1}{\lambda_k} \left| \sum_{n=0}^{N-1} w_k[n] \exp(-j2\pi f n \Delta t) \right|^2},$$

где λ_k — собственное число, соответствующее собственному вектору w_k . Частоты гармоник определяются решением уравнения

$$\sum_{k=M+1}^m \frac{1}{\lambda_k} \sum_{n=0}^{N-1} \left| \sum_{l=0}^{N-1} w_k[n] w_k^*[l] \exp(-j2\pi f n \Delta t) \right|^2.$$

Сравнительный анализ методов проводился в одинаковых условиях моделирования. Рассмотрим рисунок 2.4. Здесь суммарный сигнал с длиной выборки в $N=1024$ отчетов, состоящий из разных сигналов с $f_1 = 667$ Гц, $f_2 = 2000$ Гц и $f_3 = 3333$ Гц, соответствующих источникам, движущимся со скоростями $v_1 = 10$ м/с, $v_2 = 30$ м/с, $v_3 = 50$ м/с, измеряется в приемной системе с $\lambda = 0,03$ м. Время прихода сигналов в номерах отсчетов соответственно составляет $\tau_1 = 1$, $\tau_2 = 300$ и $\tau_3 = 600$.

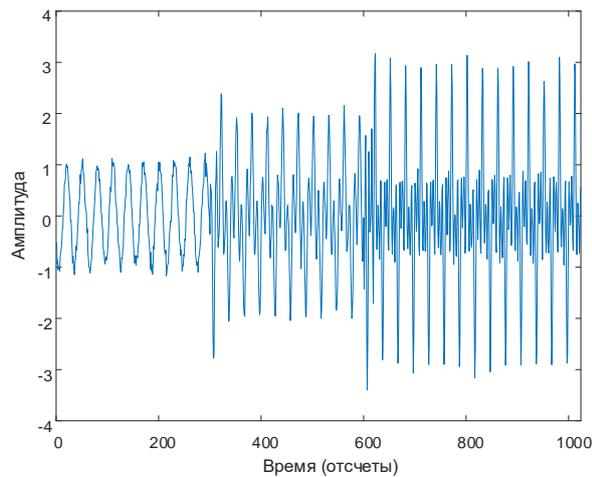
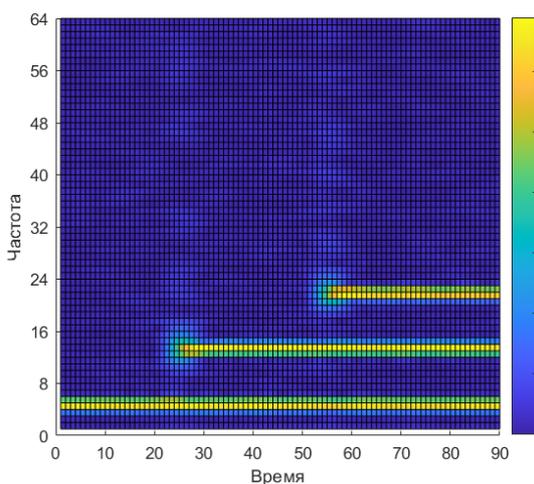
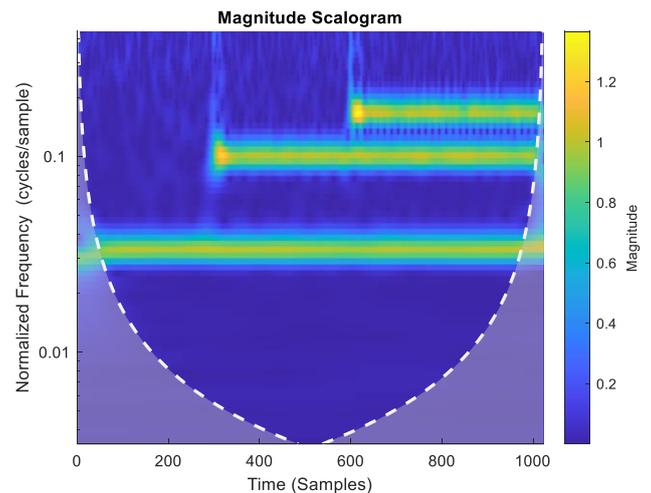


Рисунок 2.4 – Временное представление суммарного сигнала

На рисунке 2.5 показаны примеры обработки сигналов разными методами.

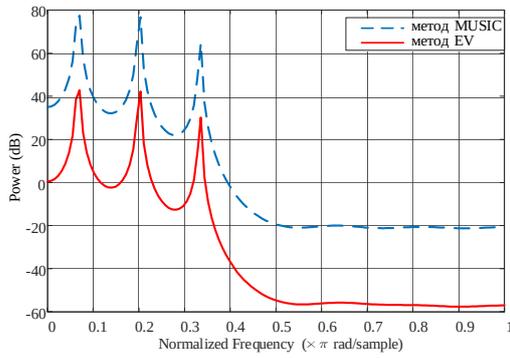


а) оконное преобразование Фурье с $N=128$

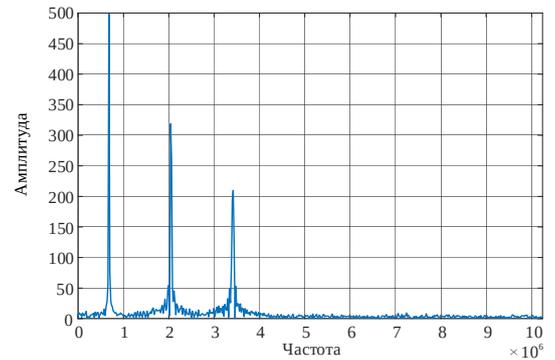


б) вейвлет-преобразование

Рисунок 2.5 – Представление суммарного сигнала в различных методах разрешения. См. также с. 33



в) метод MUSIC и метод EV



д) БПФ с N=1024

Рисунок 2.5 – Продолжение

Из рисунка 2.5 видно, что в рассматриваемом случае методы позволяют разрешить суммарный сигнал, выделяя отдельные сигналы. Методы частотно-временной обработки (оконное преобразование, Вейвлет-преобразование) различают сигналы и во временной области, и в частотной области.

На рисунке 2.6 рассмотрен другой пример, когда суммарный сигнал состоит из трех сигналов с близкими частотами $f_1 = 667$ Гц, $f_2 = 767$ Гц и $f_3 = 867$ Гц. Сигналы получены от источников, движущихся со скоростями $v_1 = 10$ м/с, $v_2 = 11,5$ м/с и $v_3 = 13$ м/с в аналогичных условиях. Время прихода сигналов соответственно $\tau_1 = 1$, $\tau_2 = 300$ и $\tau_3 = 600$ (отсчеты).

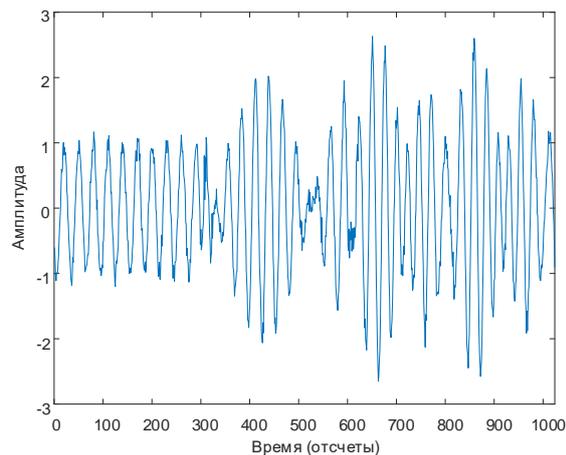
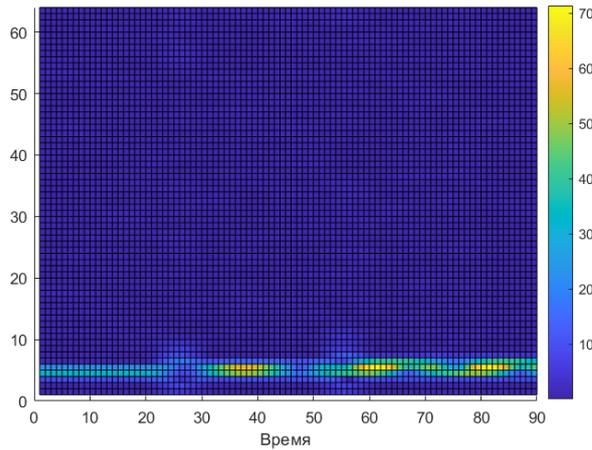
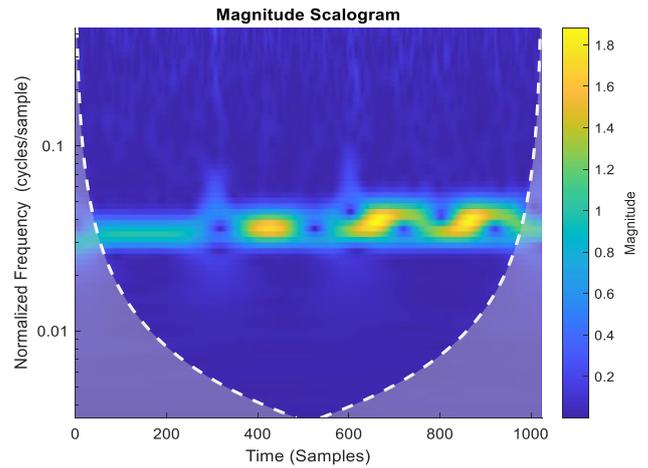


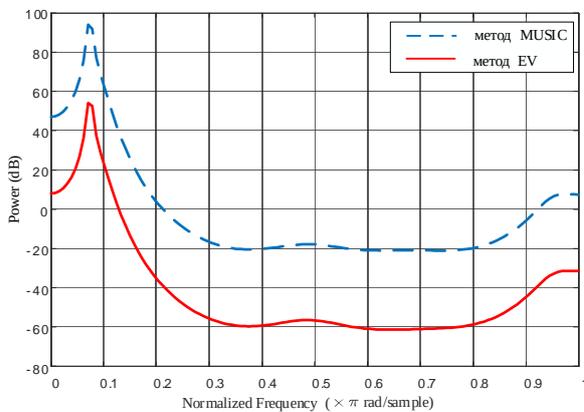
Рисунок 2.6 – Временное представление суммарного сигнал



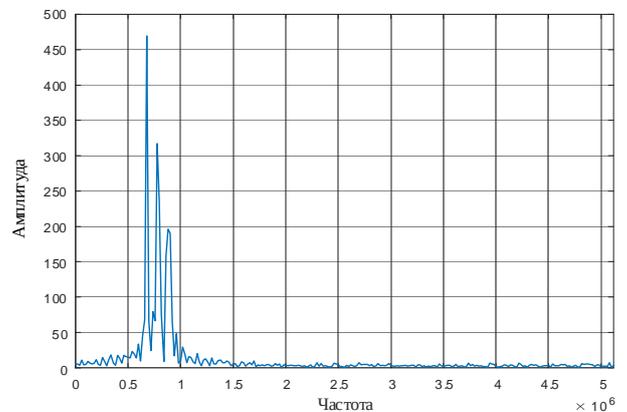
а) оконное преобразование Фурье с $N=128$



б) вейвлет-преобразование



в) метод MUSIC и метод EV



д) БПФ с $N=1024$

Рисунок 2.7 – Сравнение способ-прототипа с известными методами

Видно, что при близких частотах метод БПФ еще позволяет различить сигналы. Это показывает преимущество БПФ по сравнению с другими методами. Поэтому в качестве прототипа будем считать метод БПФ.

В цифровой обработке сигналов широко используется анализ спектра в различных задачах: радиотехники, распознавания и сжатия речи, гидроакустике и др. Пример амплитудного спектра на основе преобразования Фурье для трех сигналов, действующих на частотах f_1, f_2, f_3 с амплитудами спектральных составляющих $|\dot{y}_q(f_k)|$, показан на рисунке 2.8.

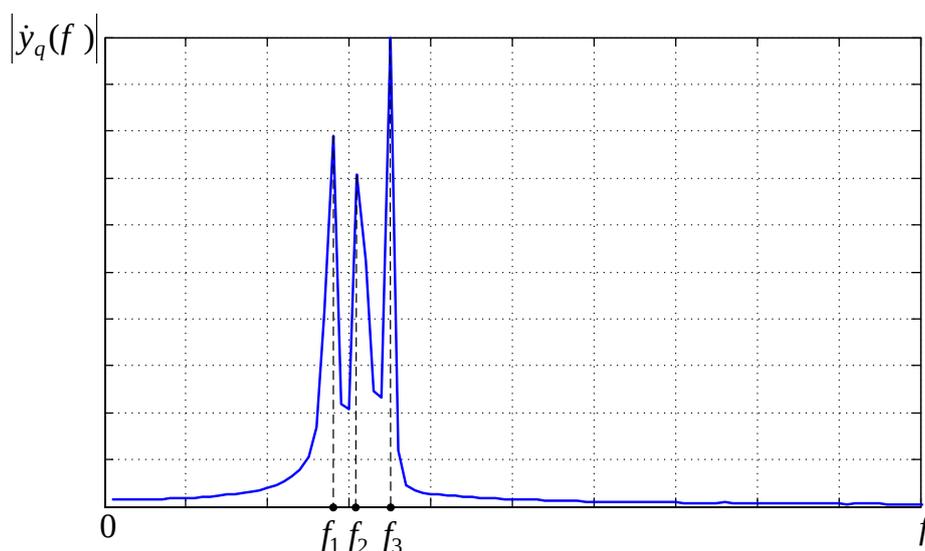


Рисунок 2.8 – Пример амплитудного спектра радиосигналов от нескольких источников

В спектре каждая выбранная по максимуму k -я частотная комплексная составляющая $\dot{y}_q(f_k)$ содержит информацию о фазе k -го сигнала $\psi_{qk} = \arg\{\dot{y}_q(f_k)\}$ на частоте f_k . В данной работе обработка в частотной области представляет собой прототип для дальнейшего развития способов и алгоритмов разрешения по частоте и оценивания параметров сигналов.

Способ 1 (прототип) - обработка радиосигналов в частотной области

1. Сигналы, принимаемые в элементах АР, преобразуют во временные последовательности, которые подвергают быстрому преобразованию Фурье (БПФ) в каждом q -м приемном канале ($q = \overline{1, Q}$, Q – число приемных каналов по числу элементов АР). В результате образуют Q частотных последовательностей в спектре доплеровских частот.

2. В спектре доплеровских частот находят частоты с максимальными амплитудами спектральных отсчетов, превышающих по амплитуде порог обнаружения во всех Q каналах.

3. У найденных в Q каналах спектральных отсчетах берут фазы и методом разности фаз находят координаты источников сигналов.

Алгоритм 1 (реализация способа 1) – Алгоритм обработки в частотной области

1. Центры приемных элементов АР располагают в плоскости антенны OXY в точках с прямоугольными координатами центров $(x_1, y_1) = (0, 0)$, $(x_2, y_2) = (d_m, 0)$, $(x_3, y_3) = (0, d_m)$, $(x_4, y_4) = (-d_2, 0)$, $(x_5, y_5) = (0, -d_2)$, $d_m > 0$, $d_2 > 0$, несимметрично (для учета неоднозначности измерения фазы).

2. В каждом q -м канале ($q = \overline{1, Q}$) сигналы $y_q(t)$ преобразуют в дискретные временные последовательности $y_q(t_i)$, $i = \overline{1, n}$ (n – число отсчетов сигнала).

3. Последовательности $y_q(t_i)$, $i = \overline{1, n}$, переводят в частотную область, подвергая их БПФ. В результате получают частотные спектры в q -х каналах в полосе промежуточных частот, включающих смещение по доплеровской частоте: $\dot{y}_q(f_i)$, $i = \overline{1, n_1}$, $n_1 \geq n$, $q = \overline{1, Q}$.

4. В полосе n_1 частот находят \hat{m} максимальных по амплитуде спектральных отсчетов, которые превысили заданный порог γ во всех Q каналах: $|\dot{y}_q(f_k)| > \gamma$.

5. Для каждой k -й выбранной совокупности Q измерений $|\dot{y}_q(f_k)|$, $k = \overline{1, \hat{m}}$, находят угловые координаты источника k -го сигнала, а именно:

5.1. Берут аргументы комплексных величин \dot{y}_q – фазы

$$\psi_{qk} = \arg\{\dot{y}_q(f_k)\}, \quad q = \overline{1, Q}.$$

5.2. Вычисляют разности фаз

$$\Delta\psi_{1k} = \psi_{2k} - \psi_{1k}, \quad \Delta\psi_{2k} = \psi_{3k} - \psi_{1k}, \quad \Delta\psi_{3k} = \psi_{4k} - \psi_{1k}, \quad \Delta\psi_{4k} = \psi_{5k} - \psi_{1k}.$$

5.3. Устраняют неоднозначности измерения разности фаз (см. раздел 2.2) и оценивают координаты ортов направления в элементах точной и грубой баз:

$$a_{xk,m}^* = \Delta\psi_{1k}^* / k_v d_m, \quad a_{xk,z} = -\Delta\psi_{3k} / k_v d_2, \quad a_{yk,m}^* = \Delta\psi_{2k}^* / k_v d_m, \quad a_{yk,z} = -\Delta\psi_{4k} / k_v d_2.$$

5.4. Усредняют найденные координаты с весами d_m и d_2 , в результате находят оценки координат орта направления:

$$\hat{a}_{xk} = (d_m a_{xk,m}^* + d_z a_{xk,z}) / (d_m + d_z),$$

$$\hat{a}_{yk} = (d_m a_{yk,m}^* + d_z a_{yk,z}) / (d_m + d_z),$$

$$\hat{a}_{zk} = \sqrt{1 - \hat{a}_{xk}^2 - \hat{a}_{yk}^2}.$$

5.5. Оценки координат орта направления пересчитывают в пространственные координаты источника в случае известной дальности r_k (в активной радиосистеме)

$$M_k = (x_k, y_k, z_k) = r_k (a_{xk}, a_{yk}, a_{zk})$$

или находят угловые координаты азимута и угла места (в пассивной системе)

$$\hat{\varphi}_k = \arctan(\hat{a}_{yk} / \hat{a}_{xk}), \quad \hat{\theta}_k = \arccos(\hat{a}_{zk}), \quad k = \overline{1, \hat{m}}.$$

Замечания: Данный способ и алгоритм обладают недостатком – они не всегда различают сигналы с близкими частотами, что требует улучшение прототипа. Для устранения данного недостатка предлагается дополнительная обработка сигналов во временной области.

2.4. Оценивание частоты и фазы во временной области

Во временной области также можно найти оценки частоты и фазы. Известны оптимальные методы оценивания частоты, фазы и времени прихода сигнала на основе использования метода максимального правдоподобия [6]

$$\Lambda(y/\Theta) = \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^T s(t, \Theta) y(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt \right\}.$$

Оценка частоты, фазы и времени прихода – параметра θ – осуществляется сравнением входного сигнала $y(t)$ с опорным сигналом $s(t, \theta)$ для фиксированного параметра θ из необходимого условия существования экстремума логарифма функции правдоподобия:

$$\frac{\partial}{\partial \Theta} \ln \Lambda(y/\Theta) = \frac{2}{N_0} \frac{\partial}{\partial \Theta} \int_0^T s(t, \Theta) y(t) dt = 0.$$

Алгоритм поиска оценки $\hat{\theta}$ основан на вычислении корреляционных интегралов на множестве дискретных значений параметра θ .

Этот метод имеет недостаток в том, что при получении сигнала в виде суммы нескольких отдельных сигналов метод максимального правдоподобия дает оценки параметров суммарного сигнала, а не оценки параметров отдельных сигналов. Поэтому в данной работе использование метода максимального правдоподобия нецелесообразно. Предлагается использовать эвристические методы. Один из эвристических методов оценки частоты и фазы во временной области — это метод нулей пересечения (Zero-Crossing Method) [95]. Подсчитывается количества раз, когда сигнал пересекает нулевую линию (или другой уровень) на определенном временном интервале. При каждом пересечении происходит смена знака сигнала (положительное значение становится отрицательным и наоборот). Этот метод позволяет оценить частоту, исходя из числа пересечений, и фазу, исследуя временные интервалы между ними.

Преимуществом метода является его относительная простота и пригодность для сигналов с переменной частотой. Однако метод имеет ограничения по точности оценок, вызванные дискретизацией сигнала и выбранным временным интервалом, кроме того, он чувствителен к шуму.

Для устранения недостатков данного метода предлагается предварительное сглаживание сигнала фильтром, который может снизить влияние шума на оценку частоты и фазы сигнала, увеличивая точность результатов. Для фильтрации зашумленного сигнала целесообразно использовать трехступенчатый экспоненциальный фильтр [67].

Трехступенчатый фильтр второго порядка

Фильтр сглаживания последовательности $y_q(t_k)$ для текущего момента времени t_k следующий:

$$\begin{aligned}\hat{z}_q(t_k) &= \hat{z}_q(t_{k-1}) + \alpha[y_q(t_k) - \hat{z}_q(t_{k-1})], \\ \hat{u}_q(t_k) &= \hat{u}_q(t_{k-1}) + \alpha[\hat{z}_q(t_k) - \hat{u}_q(t_{k-1})], \\ \hat{x}_q(t_k) &= \hat{x}_q(t_{k-1}) + \alpha[\hat{u}_q(t_k) - \hat{x}_q(t_{k-1})], \quad k = \overline{2, n},\end{aligned}\tag{2.7}$$

где α – коэффициент, регулирующий размер эффективной памяти фильтра ($0 < \alpha < 1$).

Начальные значения зададим, например: $\hat{z}_q(t_1) = \hat{y}_q(t_1)$, $\hat{u}_q(t_1) = \hat{z}_q(t_1)$, $\hat{x}_q(t_1) = \hat{u}_q(t_1)$. Ошибка задания начальных значений будет сглажена в течение переходного периода. Фильтр отвечает параболической модели $y_q(t_k)$ в пределах эффективной памяти фильтра.

Сглаженным значением в текущий момент времени t_k является

$$\tilde{y}_q(t_k) = 3\hat{z}_q(t_k) - 3\hat{u}_q(t_k) + \hat{x}_q(t_k).$$

На рисунке 2.9 показан пример сглаживания данным фильтром при $\alpha = 0,15$.

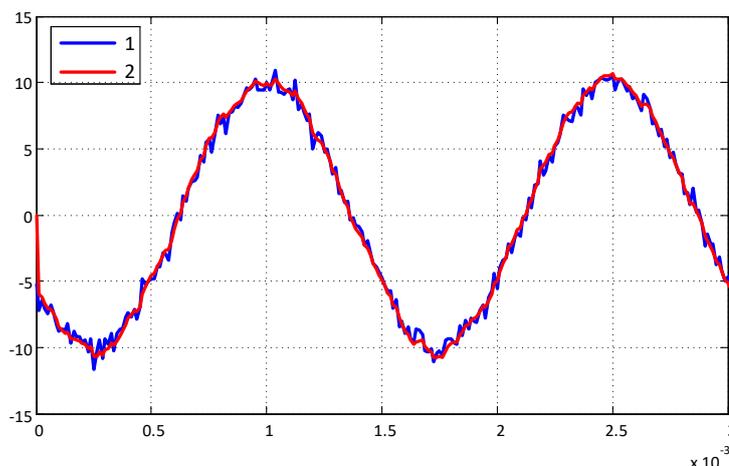


Рисунок 2.9 – Сглаживание с помощью экспоненциального фильтра

1 – принимаемый сигнал;

2 – сигнал после трехступенчатого фильтра второго порядка.

Оценка фазы радиосигнала с использованием фильтра Калмана

Предлагается использовать фильтр Калмана для нахождения оценки фазы каждого сигнала после его выделения из смеси сигналов. Принимаем модель выделенного сигнала в q -м канале вида [81-85]

$$\hat{s}_q(t_i - \tau) = a_q \cos \hat{\omega}(t_i - \tau) + b_q \sin \hat{\omega}(t_i - \tau) + \tilde{p}_q(t_i - \tau),$$

где τ – время задержки сигнала от источника; a_q, b_q – параметры модели, которые считаем постоянными в пределах эффективной памяти фильтра; $\tilde{p}_q(t_i - \tau)$ – остаточный аддитивный шум после сглаживания экспоненциальным фильтром с дисперсией $\sigma_{\tilde{p}}^2$.

Для удобства опустим символ q и обозначим $t_k = t_i - \tau$, $k = 1, 2, \dots, n_0$, $n_0 < n$:

$$\hat{s}(t_k) = a \cos \hat{\omega} t_k + b \sin \hat{\omega} t_k + \tilde{p}(t_k).$$

Вектор состояния $\mathbf{X} = (a, b)^T$ (T – символ транспонирования) подчинен уравнению

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{X}_k + \mathbf{W}_{k+1}, \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix},$$

где \mathbf{W}_{k+1} – вектор случайных составляющих.

При этом модель измерений принимает вид

$$\hat{s}(t_k) = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \tilde{p}(t_k), \quad \mathbf{H}_k = [\cos(\hat{\omega} t_k) \quad \sin(\hat{\omega} t_k)],$$

Фильтр Калмана последовательно находит оценки $\hat{\mathbf{X}}_k = (\hat{a}(t_k), \hat{b}(t_k))^T$ вектора \mathbf{X}_k к моменту времени t_{n_0} :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{k,k+1} &= \mathbf{A}\mathbf{R}_k\mathbf{A}^T + \mathbf{G}, & \hat{\mathbf{X}}_{k,k+1} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}_k, \\ \mathbf{K}_{k+1} &= \mathbf{R}_{k,k+1}\mathbf{H}^T (\mathbf{H}\mathbf{R}_{k,k+1}\mathbf{H}^T + \sigma_{\tilde{p}}^2)^{-1}, \\ \hat{\mathbf{X}}_{k+1} &= \hat{\mathbf{X}}_{k,k+1} + \mathbf{K}_{k+1} (\hat{s}(t_k) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}_{k,k+1}), \\ \mathbf{R}_{k+1} &= \mathbf{R}_{k,k+1} - \mathbf{K}_{k+1}\mathbf{H}\mathbf{R}_{k,k+1}, \end{aligned} \tag{2.8}$$

где \mathbf{R}_k – ковариационная матрица ошибок оценивания, начальное значение которой \mathbf{R}_0 примем равным единичной матрице; $\mathbf{R}_{k,k+1}$ – экстраполированная ковариационная матрица ошибок оценивания с момента t_k на t_{k+1} ; \mathbf{G} – ковариационная матрица случайного вектора \mathbf{W}_{k+1} , которая принималась близкой к нулевой (считалось, что в пределах эффективной памяти фильтра параметры a и b практически не меняются); $\hat{\mathbf{X}}_{k,k+1}$ – экстраполированный вектор состояния; \mathbf{K}_{k+1} – коэффициент усиления калмановского фильтра. Начальный вектор оценок $\hat{\mathbf{X}}_0$ найдем методом наименьших квадратов по нескольким начальным измерениям.

На основании оценок $\hat{a}(t_{n_0})$ и $\hat{b}(t_{n_0})$ вычисляются оценки фаз по формуле

$$\hat{\psi} = \hat{\psi}(t_{n_0}) = \arctan(\hat{b}(t_{n_0})/\hat{a}(t_{n_0})) \quad \text{или} \quad \hat{\psi} = \hat{\psi}(t_{n_0}) = \pi \pm \arctan(\hat{b}(t_{n_0})/\hat{a}(t_{n_0}))$$

с учетом знаков $\hat{a}(t_{n_0})$ и $\hat{b}(t_{n_0})$.

Сравним оценивание фазы фильтром Калмана с оптимальным измерителем фазы, отвечающим границе Рао – Крамера.

Сравнение с границей Рао – Крамера

Нижняя граница дисперсии оценки фазы по неравенству Рао – Крамера [6] составляет

$$\sigma_{\psi}^2 = \frac{1}{2E/N_0}$$

и использовалась в составе алгоритма оценивания параметров сигналов при моделировании оптимального измерителя фазы.

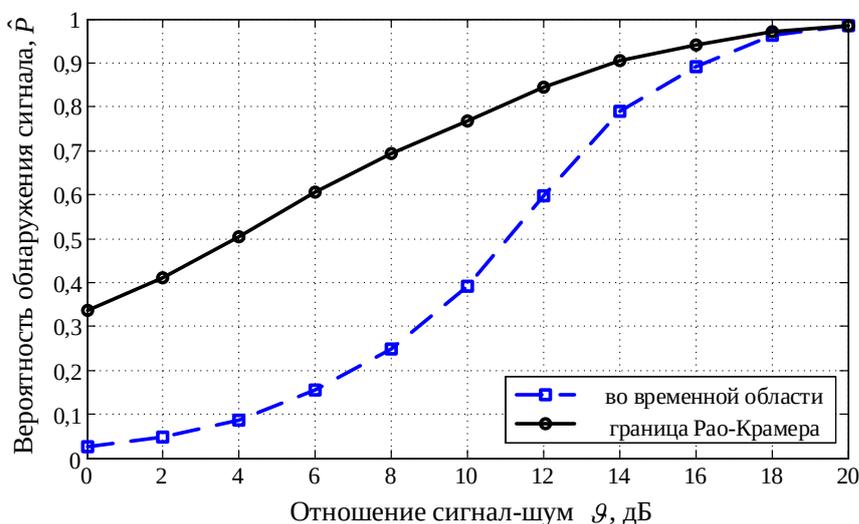


Рисунок 2.10 – Сравнение с границей Рао – Крамера

На рисунке 2.10 представлены вероятности обнаружения одного сигнала в зависимости от уровня шума. Эти оценки получены при моделировании алгоритма обработки сигналов во временной области с имитацией оптимального измерителя фазы по границе неравенства Рао – Крамера, а также алгоритма обработки сигналов с измерением фазы на основе фильтра Калмана. Условия моделирования описаны в разделе 2.7. Сравнение позволяет выявить условия применимости алгоритма частотно-временной обработки при уровне шумов 14 – 20 дБ, что соответствует вероятности обнаружения не ниже 0,8.

В отличие от оптимального измерителя фазы, который описан в [6] и рассчитан на случай обработки одного сигнала, фильтр Калмана используется в составе алгоритма, рассчитанного на смесь нескольких сигналов.

Критерии обнаружения моментов времени прихода сигналов

Во временной области важной задачей является определение момента появления составляющих сигнала. Так как число источников заранее неизвестно и неизвестны характеристики сигналов от них, то применить для обнаружения моментов τ_{qk} оптимальные методы Неймана – Пирсона или отношения правдоподобия [6], рассчитанные на априорную информацию о двух альтернативных гипотезах, не удастся. В работе для определения моментов τ_{qk} используется статистический критерий согласия Пирсона. Рассматривается основная гипотеза H_0 – наличие дискретного белого шума $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$. Также используется логический критерий "L из N" (например, "2 из 3-х" подряд) попаданий в доверительный интервал.

На первом промежутке времени $[t_1, \tau_1)$ до появления сигналов от первого источника в момент τ_1 в q -х каналах присутствует дискретный белый шум $y_q(t_i) = p_q(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, $i = 0, 1, 2, \dots$, с нулевым средним и дисперсией σ_p^2 . Шумовые последовательности $\{y_q(t_i)\}$ в q -х каналах подаются на вход экспоненциального фильтра нулевого порядка. Фильтр производит сглаживание последовательностей $y_q(t_i)$ в соответствии с алгоритмом

$$\tilde{y}_q(t_i) = \tilde{y}_q(t_{i-1}) + \alpha(y_q(t_i) - \tilde{y}_q(t_{i-1})), \quad i = 2, 3, \dots, q = \overline{1, Q}, \quad (2.9)$$

при начальном условии $\tilde{y}_q(t_1) = y_q(t_1)$. Выбором коэффициента сглаживания α ($0 < \alpha < 1$) устанавливается размер M эффективной памяти фильтра.

Алгоритм (2.9) осуществляет сглаживание в соответствии с моделью нулевого порядка, действующей в пределах последних M измерений, и среднее значение

оценки $\tilde{y}_q(t_i)$ близко к нулю. Прогнозное значение сглаженного процесса $\tilde{y}_q(t_i)$ на момент времени t_{i+1} будет $\tilde{y}_q(t_{i+1}) = \tilde{y}_q(t_i)$.

Рассмотрим первый критерий обнаружения момента τ_1 . Пусть взяты N последовательных значений "невязок" – отклонений $y_q(t_i)$ относительно прогнозных значений: $\Delta y_q(t_i) = y_q(t_i) - \tilde{y}_q(t_i)$, начиная с момента t_M . Случайная величина $\Delta y_q(t_i)$ распределена с нулевым средним и дисперсией $\sigma_p^2 + \sigma_h^2$, где σ_h^2 – дисперсия ошибки прогнозирования на один шаг $h = 1$: $\sigma_h^2 \approx \sigma_p^2 \alpha / (2 - \alpha)$. Тогда случайная величина [44,46,64,65]

$$J_q(t_i) = (\sigma_p^2 + \sigma_h^2)^{-1} \sum_{j=1}^N [\Delta \hat{y}_q(t_{i-N+j})]^2, \quad i \geq M + N, \quad (2.10)$$

распределена по закону Пирсона с N степенями свободы, и существует квантиль γ_β порядка β (например, $\beta = 0,95$) такой, что с доверительной вероятностью β выполняется неравенство $J_q(t_i) \leq \gamma_\beta$. Как логическое следствие, если в момент τ_1 реализация $\hat{J}_q(t_i)$ случайной величины (2.10) превышает порог γ_β для всех значений q : $\hat{J}_q(t_i) \geq \gamma_\beta$, $q = \overline{1, Q}$, то с вероятностью β гипотеза H_0 о присутствии дискретного белого шума отвергается. То есть принимается альтернативная гипотеза: начиная с момента времени $t_i = \tau_1$, в q -х каналах присутствуют сигналы от первого источника $s_{q1}(t_i - \tau_1)$, $t_i \geq \tau_1$.

Рассмотрим второй критерий обнаружения момента τ_1 . Если N последовательных значений отклонений $\Delta y_q(t_i)$, начиная с момента t_M , попадают в доверительный интервал:

$$\Delta \hat{y}_q(t_{i-N+j}) \leq \gamma_\beta \sqrt{\sigma_p^2 + \sigma_h^2}, \quad j = \overline{1, N}, q = \overline{1, Q}, \quad (2.11)$$

где γ_β – двусторонний квантиль стандартного нормального распределения, то гипотеза H_0 о присутствии шума не отвергается. Если неравенство (2.11) L раз из

N нарушается ($L < N$), то принимается альтернативная гипотеза о присутствии сигналов $s_{q_1}(t_i - \tau_1)$, $t_i \geq \tau_1$ в q -х каналах ($q = \overline{1, Q}$).

Начиная с момента времени τ_1 , когда принимается решение о присутствии сигналов $s_{q_1}(t_i - \tau_1)$, $q = \overline{1, Q}$, от первого источника, приступает к работе трехступенчатый экспоненциальный фильтр. Данный фильтр сглаживает сигналы $y_q(t_i)$ в q -х каналах по параболической модели, справедливой в пределах эффективной памяти фильтра.

Получаются сглаженные сигналы $\tilde{y}_{q_1}(t_i) = s_{q_1}(t_i - \tau_1) + \tilde{p}_{q_1}(t_i)$, $t_i \geq \tau_1$, где $\tilde{p}_{q_1}(t_i)$ – остаточный шум с нулевым средним. Путем обработки сигналов $\tilde{y}_{q_1}(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, находятся оценки полупериодов в каналах, эти оценки усредняются (например, берется медианная оценка) и в результате получается оценка частоты $\hat{\omega}_1$. При этом вычисляются остаточные ряды

$$e_{q_1}(t_i) = y_q(t_i) - \tilde{y}_{q_1}(t_i) = p_q(t_i) + \tilde{p}_{q_1}(t_i), \quad q = \overline{1, Q}.$$

К остаточным рядам $\{e_{q_1}(t_i)\}$, $q = \overline{1, Q}$, применяются критерии (2.10) и (2.11) для обнаружения момента времени τ_2 прихода сигналов от второго источника $s_{q_2}(t_i - \tau_2)$ с тем отличием, что вместо дисперсии σ_p^2 берется оценка дисперсии остаточного ряда σ_e^2 . При обнаружении момента τ_2 опять включается в работу трехступенчатый экспоненциальный фильтр, и модель для сглаживания имеет вид

$$y_q(t_i) = s_{q_1}(t_i - \tau_1) + s_{q_2}(t_i - \tau_2) + p_q(t_i), \quad t_i \geq \tau_2, \quad q = \overline{1, Q}. \quad (2.12)$$

Происходит сглаживание суммарных сигналов в соответствии с (2.9) и вычисляются вторые остаточные ряды

$$e_{q_2}(t_i) = y_q(t_i) - \tilde{y}_q(t_i), \quad t_i \geq \tau_2, \quad q = \overline{1, Q}.$$

Далее процесс продолжается на намеченной схеме для обнаружения момента τ_3 и т. д.

Оценка числа источников \hat{m} определяется за время T обработки сигналов как число обнаруженных моментов времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\hat{m}}$.

Способ 2 - обработка сигналов во временной области [82]

На заданной дальности r принимают непрерывный суммарный сигнал, формируют последовательность временных отсчетов сигнала, подвергают элементы последовательности операциям фильтрации и обнаруживают моменты времени τ_k появления k -х сигналов ($k = 1, 2, \dots, m$, где m – оценка числа сигналов). Затем на каждом k -м образованном промежутке времени $[\tau_k, \tau_{k+1})$ оценивают частоты и фазы отдельного сигнала, выделяя его путем вычитания экстраполированных значений ранее обнаруженных сигналов из сглаженного суммарного сигнала. Параметры источников сигналов определяют методом разности фаз.

Алгоритм 2 - Обработка сигналов во временной области

1. Последовательности сигналов $\{y_q(t_i)\}$ в q -х каналах ($q = \overline{1, Q}$) подаются на входы трехступенчатых экспоненциальных фильтров. Получаются сглаженные дискретные последовательности $\tilde{y}_q(t_i) = \sum_{k=1}^m s_{qk}(t_i - \tau_k) + \tilde{p}_q(t_i)$, $t_i \geq \tau_1$, где $\tilde{p}_q(t_i)$ – ошибка сглаживания, m – число сигналов, подлежащее оцениванию, τ_k – время задержки сигнала k -го источника.

2. Вычисляются отклонения между принимаемым и сглаженным сигналом $\Delta y_q(t_i) = y_q(t_i) - \tilde{y}_{q1}(t_i)$ в каждом q -м канале. По критерию (2.11) определяются моменты времени появления сигналов $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\hat{m}}$ на периоде обработки T и находится оценка \hat{m} числа сигналов.

3. На первом участке $[\tau_1 + \Delta t, \tau_2 - \Delta \tau]$, где Δt учитывает истечение времени переходного процесса и $\Delta \tau$ учитывает возможное опережение сигнала в отдельных каналах, в q -х каналах рассматриваются сглаженные последовательности $\tilde{y}_q(t_i) = s_{q1}(t_i - \tau_1) + \tilde{p}(t_i)$, в которых находятся сигналы от первого источника. На основе последовательностей оцениваются полупериоды сигналов и по совокупно-

сти оценок полупериодов определяется усредненная по $q = \overline{1, Q}$ оценка частоты $\hat{\omega}_1$, которая используется в фильтре Калмана. В качестве оценок сигналов от первого источника принимаются $\hat{s}_{q1}(t_i - \tau_1) = \tilde{y}_q(t_i)$.

4. Оценки сигналов $\hat{s}_{q1}(t_i - \tau_1)$ в каждом q -м канале подаются на фильтр Калмана для оценивания фазы сигнала $\hat{\psi}_{q1}$ (2.8). Затем методом разности фаз $\hat{\psi}_{q1}$, $q = \overline{1, Q}$, находятся оценки угловых координат $\hat{\phi}_1, \hat{\theta}_1$ первого источника.

5. Вычисляются экстраполированные оценки сигналов от первого источника на последующие моменты времени

$$\hat{s}_{q1}(t_i - \tau_1) = \hat{a}_{q1} \cos(\hat{\omega}_1(t_i - \tau_1)) + \hat{b}_{q1} \sin(\hat{\omega}_1(t_i - \tau_1)), \quad q = \overline{1, Q}, \quad t_i \geq \tau_2,$$

где оценки параметров $\hat{a}_{q1}, \hat{b}_{q1}$ получаются с помощью фильтра Калмана в процессе оценивания фазы.

6. На втором участке $[\tau_2 + \Delta t, \tau_3 - \Delta \tau]$ из сглаженного суммарного сигнала $\tilde{y}_q(t_i)$ вычитаются экстраполированные оценки первого сигнала. Получается разностный сигнал, который принимается за оценку второго сигнала $s_{q2}(t_i - \tau_2)$:

$$\hat{s}_{q2}(t_i - \tau_2) = \tilde{y}_q(t_i) - \hat{s}_{q1}(t_i - \tau_2) = s_{q2}(t_i - \tau_2) + \tilde{p}_{q1}(t_i) + \varepsilon_{q1}(t_i), \quad t_i \geq \tau_2 + \Delta t,$$

где $\varepsilon_{q1}(t_i)$ – ошибка калмановского оценивания с нулевым средним.

Повторяются операции пп. 3-5 для получения оценок $\hat{\phi}_2, \hat{\theta}_2$ второго источника.

7. На следующем участке повторяются операции пп. 3-6 для получения оценок $(\hat{\phi}_3, \hat{\theta}_3) \dots (\hat{\phi}_m, \hat{\theta}_m)$ остальных источников.

Замечание: Данный способ и алгоритм имеют недостаток – при приходе сигналов с малым различием по времени алгоритм работает некорректно, то есть неправильно оцениваются параметров сигналов. Для устранения этого недостатка предлагается объединение частотной и временной обработок.

2.5. Совместная обработка сигналов в частотно-временной области

Решение направлено на устранение недостатка способов и алгоритмов 1 и 2, а именно, на совместную частотно-временную обработку принимаемых сигналов с целью повышения точности оценок параметров сигналов.

Способ [84] частотно-временной обработки сигналов заключается в приеме сигналов в нескольких приемных каналах, преобразовании сигналов во временные последовательности, переводе временных последовательностей в отсчеты в спектре доплеровских частот, выборе частот, на которых амплитуды спектральных отсчетов превышают заданный порог во всех каналах, оценивании координат источников сигналов методом разности фаз выбранных спектральных отсчетов и *отличается тем, что* во временной области в каналах определяют моменты времени появления нового сигнала, вычитают из сглаженной смеси сигналов экстраполированные оценки ранее найденного сигнала и находят для разностного сигнала оценки фазы с помощью фильтра Калмана. Фазы сигналов используют в дальнейшей обработке для определения параметров источников с использованием метода разности фазы. В частотной области выделяют максимальные по амплитуде спектральные отсчеты в нескольких каналах и вычисляют параметры источников по выделенным спектральным отсчетам методом разности фаз. Затем сравнивают число сигналов от источников, найденных во временной и частотной областях, и выбирают оценки, полученные в той области (временной или частотной), в которой определили наибольшее число сигналов.

Алгоритм 3 – Совместная обработка сигналов в частотно-временной области

1. Принимаемый сигнал в каждом канале приема подвергается операциям алгоритма 2 (*Алгоритм обработки во временной области*) для оценивания числа сигналов \hat{m}_1 и параметров их источников $(\hat{\varphi}_{1k}, \hat{\theta}_{1k})$, $k = \overline{1, \hat{m}_1}$.

2. Параллельно с выполнением операций обработки во временной области выполняются операции алгоритма 1 (*Алгоритм обработки в частотной области*)

для оценивания числа сигналов \hat{m}_2 и параметров их источников $(\hat{\varphi}_{2k}, \hat{\theta}_{2k}), k = \overline{1, \hat{m}_2}$.

3. Производится следующая совместная обработка результатов.

3.1. Оценки, найденные в частотной области, принимаются в том случае, если $\hat{m}_1 \leq \hat{m}_2$.

3.2. Оценки, найденные во временной области, принимаются, если $\hat{m}_1 > \hat{m}_2$.

Следует отметить, что алгоритмы обработки во временной и частотной областях следует отнести к эвристическим алгоритмам, так как они не отвечают единому критерию синтеза. Поэтому для оценки эффективности работы алгоритмов использовалось компьютерное моделирование (раздел 2.7).

2.6. Сравнение с альтернативными подходами

Разрабатывался альтернативный способ повышения разрешения для двух сигналов [85], который сводится к следующему.

Способ частотно-временной обработки сигналов заключается в приеме суммарных сигналов в приемных каналах, преобразовании сигналов во временные последовательности, переводе временных последовательностей в частотные последовательности в спектре доплеровских частот и *отличается тем, что* подвергают последовательности временных отсчетов сигналов операциям фильтрации, вычисляют отклонения последовательностей от отфильтрованных значений и, если отклонения не попадают в доверительные интервалы, то фиксируют моменты времени τ_k появления k -х сигналов от источников ($k = 1, 2, \dots, m$, m – оценка числа источников), затем на каждом k -м образованном промежутке времени $[\tau_k, \tau_{k+1})$ подвергают временную последовательность этого промежутка дискретному преобразованию Фурье и формируют частотные спектры, обнаруживают и запоминают в спектрах частоту ω_k , на которой амплитуды спектральных составляющих превышают заданный порог, и, если при $k = 2$ частота, обнаруженная на втором промежутке $[\tau_2, \tau_3)$, совпадает с частотой, найденной на первом промежутке $[\tau_1, \tau_2)$: $\omega_2 = \omega_1$, то координаты второго источника M_2 вычисляют по формуле

$M_2 = M_\Sigma - M_1$, где M_1 – координаты источника, найденные на первом промежутке, M_Σ – координаты, найденные на втором промежутке по суммарному сигналу, и, если при $k \geq 2$ частота ω_k не была обнаружена на предыдущих промежутках, то методом разности фаз на частоте ω_k определяют координаты k -го источника сигнала M_k , а если частота ω_k была обнаружена m_k раз ($m_k \geq 1$), то принимают решение о наличии $m_k + 1$ источников на частоте ω_k с неизвестными координатами.

Расчет оценок параметров сигналов на втором промежутке

Если два сигнала на промежутке $[\tau_2, \tau_3)$ имеют одинаковые частоты (что определяется в дальнейшем при анализе частотного спектра), то принимаются следующие рассуждения. Амплитуды сигналов приближенно считаем равными: $A_1 \cong A_2 \cong A$. Отсюда:

$$\begin{aligned} y_q(t_i) &= s_{q1}(t_i - \tau_1) + s_{q2}(t_i - \tau_2) + p_q(t_i) = \\ &= A[\cos(\omega_1(t_i - \tau_1) + \psi_{q1}) + \cos(\omega_2(t_i - \tau_2) + \psi_{q2})] + p_q(t_i) = \\ &= 2A \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t + \frac{\omega_2\tau_2 - \omega_1\tau_1}{2} + \frac{\psi_{q1} - \psi_{q2}}{2}\right) \times \\ &\times \cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}t - \frac{\omega_1\tau_1 + \omega_2\tau_2}{2} + \frac{\psi_{q1} + \psi_{q2}}{2}\right) + p_q(t_i). \end{aligned}$$

Из $\omega_1 \cong \omega_2 \Rightarrow \omega_1 - \omega_2 \cong 0$, $(\omega_1 + \omega_2)/2 \cong \omega_1 \cong \omega_2 = \omega$, поэтому

$$y_q(t_i) = 2A \cos\left(\frac{\psi_{q1} - \psi_{q2}}{2} + \frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\psi_{q1} + \psi_{q2}}{2} - \frac{\omega(\tau_1 + \tau_2)}{2}\right) + p_q(t_i) \cong \quad (2.13)$$

$$\cong A_{q\Sigma} \cos\left(\omega t + \psi_{q\Sigma} - \frac{\omega(\tau_1 + \tau_2)}{2}\right) + p_q(t_i), \quad \psi_{q\Sigma} = \frac{\psi_{q1} + \psi_{q2}}{2}.$$

Так как при вычитании фаз в q -х каналах величина $\omega(\tau_1 + \tau_2)/2$ уничтожается, то фактически рассматривается меняющаяся часть фазы $\psi_{q\Sigma}$. При этом

$\psi_{q2} = 2\psi_{q\Sigma} - \psi_{q1}$ и вектор оценок второго источника \hat{M}_2 находится как

$$\hat{M}_2 = 2\hat{M}_\Sigma - \hat{M}_1, \quad (2.14)$$

где \hat{M}_1 – вектор оценок первого источника, найденный на $[\tau_1, \tau_2)$, \hat{M}_Σ – вектор оценок, найденный по суммарному сигналу (2.13) на $[\tau_2, \tau_3)$.

Альтернативный алгоритм частотно-временной обработки сигналов

Для удобства алгоритмизации альтернативного способа примем малой вероятность прихода сигналов в один и тот же момент времени. Тогда алгоритм частотно-временной обработки сигналов сводится к следующим операциям.

1. Принимаемый непрерывный сигнал в q -х приемных каналах ($q = \overline{1, Q}$) переводится в цифровую форму, и формируются временные последовательности $y_q(t_i)$, $t_i = t_0 + (i-1)\Delta t$, Δt – шаг дискретизации, $i = 1, 2, \dots, n$, на промежутке времени $[t_1, t_n]$.

2. На начальном промежутке времени $t_i \in [t_1, \tau_1)$ последовательности $\{y_q(t_i)\}$ в q -х каналах ($q = \overline{1, Q}$) подаются на вход экспоненциального фильтра нулевого порядка $\tilde{y}_q(t_i) = \tilde{y}_q(t_{i-1}) + \alpha(y_q(t_i) - \tilde{y}_q(t_{i-1}))$. Начиная с момента t_{M+1} (M – размер эффективной памяти фильтра) вычисляются отклонения $y_q(t_i)$: $\Delta y_q(t_i) = y_q(t_i) - \tilde{y}_q(t_i)$. Если из N последовательных значений $\Delta y_q(t_i)$ L раз из N (например, 2 из 3) нарушается выполнение неравенства (2.11), то принимается решение о присутствии сигналов $s_{q1}(t_i - \tau_1)$, $q = \overline{1, Q}$, $t_i \geq \tau_1$, от первого источника в q -х каналах.

3. Осуществляется сглаживание $y_q(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, на промежутке $[\tau_1, \tau_2)$ в соответствии с алгоритмом (2.9). В процессе фильтрации вычисляются первые остаточные ряды $\{e_{q1}(t_i)\}$, $q = \overline{1, Q}$, $t_i \in [\tau_1, \tau_2)$, к которым применяется критерий (2.15) для обнаружения момента времени τ_2 прихода сигналов $s_{q2}(t_i - \tau_2)$, $q = \overline{1, Q}$, от второго источника.

4. При обнаружении момента τ_2 опять включается в работу фильтр (2.9). Происходит сглаживание $y_q(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, на промежутке $[\tau_2, \tau_3)$ и вычисляются вторые остаточные ряды $\{e_{q2}(t_i)\}$, $q = \overline{1, Q}$, к которым применяется критерий (2.11) для обнаружения момента времени τ_3 прихода сигналов $s_{q3}(t_i - \tau_3)$, $q = \overline{1, Q}$, от третьего источника и т. д. До момента t_n определяется оценка \hat{m} числа источников как число обнаруженных моментов времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\hat{m}}$.

5. На каждом k -м образованном промежутке времени $[\tau_k, \tau_{k+1})$, $k = \overline{1, \hat{m}}$, временные последовательности $\{y_q(t_i)\}$, $q = \overline{1, Q}$, $t_i \in [\tau_k, \tau_{k+1})$, подвергаются дискретному преобразованию Фурье и формируются k -е частотные спектры $\{\dot{y}_q(f_i)\}_k$, $q = \overline{1, Q}$, $k = \overline{1, \hat{m}}$, обнаруживаются и запоминаются в полученных спектрах частоты ω_k , на которых амплитуды спектральных составляющих превышают заданный порог во всех q -х каналах.

6. Если при $k = 2$ частота, обнаруженная во вторых спектрах, совпадает с частотой, найденной в первых спектрах: $\omega_2 = \omega_1$, то координаты второго источника M_2 вычисляются по формуле $M_2 = M_\Sigma - M_1$, где M_1 – координаты источника, найденные на первом промежутке $[\tau_1, \tau_2)$ или в первых спектрах $\{\dot{y}_q(f_i)\}_1$, $q = \overline{1, Q}$, M_Σ – координаты, найденные по суммарному сигналу на втором промежутке $[\tau_2, \tau_3)$ или во вторых спектрах $\{\dot{y}_q(f_i)\}_2$, $q = \overline{1, Q}$.

7. Если при $k \geq 2$ частота ω_k не была обнаружена в предыдущих спектрах, то методом разности фаз на частоте ω_k определяются координаты k -го источника M_k , а если частота ω_k была обнаружена m_k раз ($m_k \geq 1$), то принимается решение о наличии $m_k + 1$ источников на частоте ω_k с неизвестными координатами.

Замечание. Данный способ и алгоритм его реализации имеет недостаток – он ограничен случаем не более двух источников и предположением о равенстве амплитуд сигналов.

2.7. Компьютерное моделирование

Моделирование работы алгоритмов разделов 2.2 – 2.5:

- **Общие условия моделирования**

Компьютерное моделирование работы алгоритмов осуществлялось в среде Matlab. Принимаемые в приемниках сигналы после усиления и фильтрации переводились на низкую частоту и моделировались с шагом дискретизации $1/2f_{\max}$, где $f_{\max} = 10$ кГц - верхняя граница полосы частот сигнала.

Источники наблюдались на дальности $r = 100-1000$ м в пределах ширины круговой ДНА 2° (на уровне 0,5 мощности). Сигнал моделировался в соответствии с (2.1) при длине волны $\lambda = 0,03$ м, параметрах АР $d_m = 3\lambda$, $d_z = 0,5\lambda$.

Шум измерения фазы в каждом канале $\varepsilon_q \sim N(0, \sigma_\varepsilon^2)$, где СКО $\sigma_\varepsilon = 1/\sqrt{(2E/N_0)}$ рассчитывался в соответствии с [6,7] как $\sigma_\varepsilon = k/\sqrt{(2E/N_0)}$, где k – коэффициент, который при оптимальной обработке сигнала равен 1; E/N_0 – отношение мощностей сигнала и шума на входе измерителя, то есть $\mathcal{G} = 16 - 20$ дБ ($\mathcal{G} = 10 \log \frac{E}{N_0}$ дБ). Количество повторений опыта на множестве 5000 реализаций случайного белого шума $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$.

- **Моделирование при наличии одного источника**

Рассматривается работа алгоритма 1 (*алгоритма обработки в частотной области*) из параграфа 2.3.

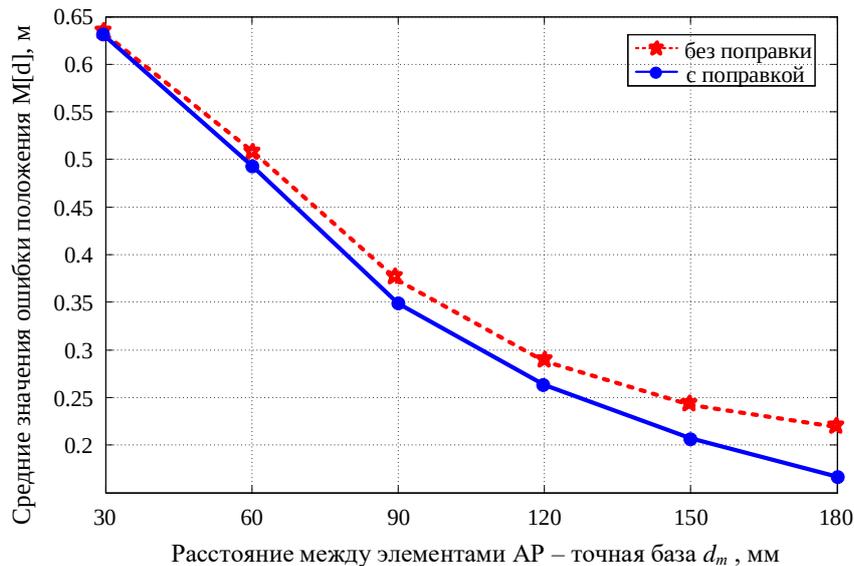
Моделировалось движение одного источника в пространстве со скоростью 10–15 м/с по линейному закону в сторону приемника.

В таблице 2.1 показаны оценки среднего значения $M[d]$, среднеквадратического отклонения (СКО) $\sigma[d]$ случайной величины d , имеющей смысл расстояния между моделируемым и найденным положением источника и распределенной по закону Максвелла, а также вероятности обнаружения сигнала \hat{P} . Считается, что сигнал правильно обнаружен, если величина $d \leq 1$ м.

Таблица 2.1 – Учет поправки на сферичность в зависимости от величины базы d_m

Расстояние между элементами АР (мм)	Без поправки			С поправкой			Значение выигрыша (м)	Процент выигрыша (%)
	$M[d]$	$\sigma[d]$	\hat{p}	$M[d]$	$\sigma[d]$	\hat{p}		
d_m								
30 (=λ)	0,631	0,240	0,669	0,629	0,239	0,669	0,002	0,3
60 (=2 λ)	0,509	0,234	0,962	0,493	0,232	0,962	0,016	3,1
90 (=3 λ)	0,373	0,187	0,983	0,349	0,179	0,983	0,024	6,4
120 (=4 λ)	0,288	0,146	0,982	0,263	0,134	0,982	0,025	8,7
150 (=5 λ)	0,242	0,124	0,982	0,207	0,106	0,982	0,035	14,5
180 (=6 λ)	0,219	0,113	0,979	0,167	0,089	0,979	0,052	23,7

На рисунках 2.11 и 2.12 сравнительно показаны графики зависимостей $M[d]$ и $\sigma[d]$ от величины d_m .

Рисунок 2.11 – Зависимость $M[d]$ от величины точной базы d_m

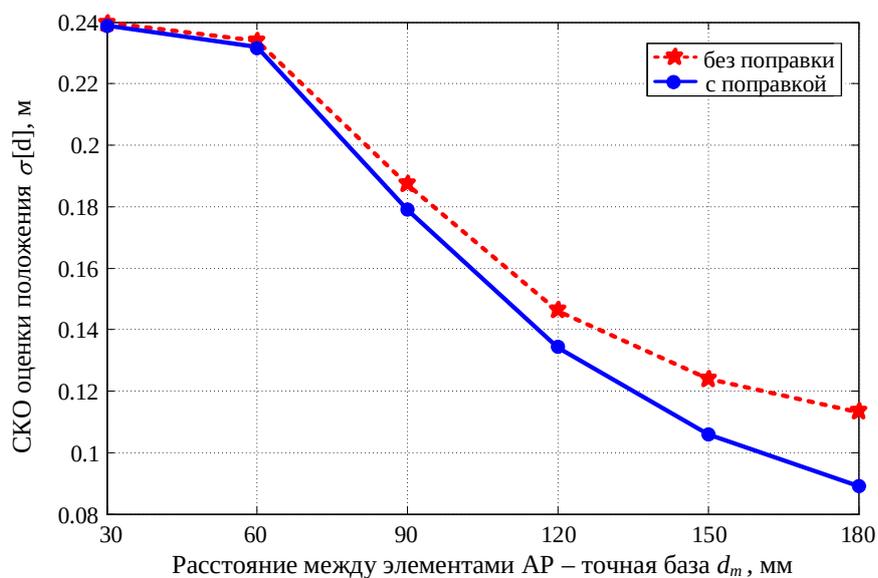


Рисунок 2.12 – Зависимость $\sigma[d]$ от величины точной базы d_m

В таблице 2.2 и на рисунках 2.13 и 2.14 показаны оценки в зависимости от дальности до источника.

Зависимости $M[d]$, $\sigma[d]$ и \hat{P} от величины точной базы d_m (мм) между элементами AP получены для двух условий моделирования: без поправки и с поправкой на сферичность фронта волны. Указаны абсолютные значения выигрыша по показателю $M[d]$ при учете сферичности, а также в процентном отношении.

Таблица 2.2 – Учет поправки на сферичность в зависимости от дальности

Дальность до источника (м)	Без поправки			С поправкой			Значение выигрыш (м)	Процент выигрыш (%)
	$M[d]$	$\sigma[d]$	\hat{P}	$M[d]$	$\sigma[d]$	\hat{P}		
r								
100	0,379	0,187	0,986	0,336	0,178	0,986	0,043	11,4
200	0,431	0,192	0,981	0,391	0,188	0,982	0,040	9,3
300	0,559	0,236	0,953	0,523	0,212	0,958	0,036	6,4
400	0,613	0,312	0,934	0,586	0,241	0,941	0,027	4,4
500	0,667	0,325	0,924	0,648	0,279	0,914	0,019	2,9

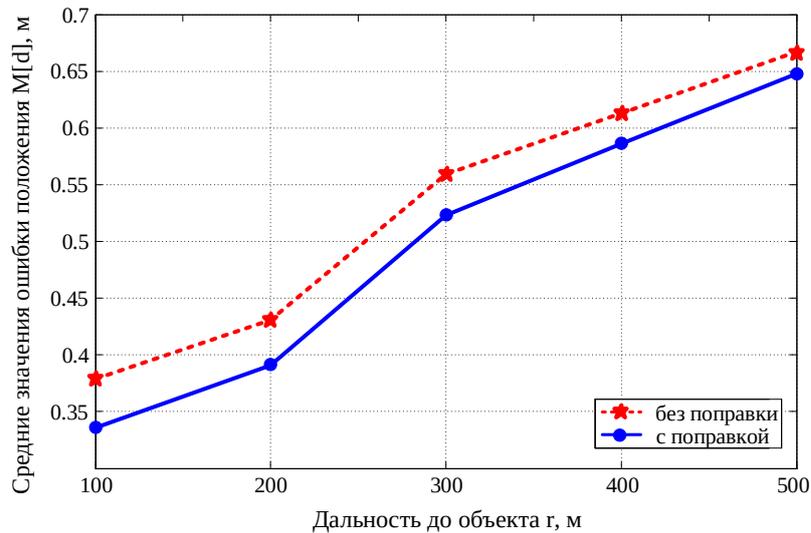


Рисунок 2.13 – Зависимость $M[d]$ от дальности до источника

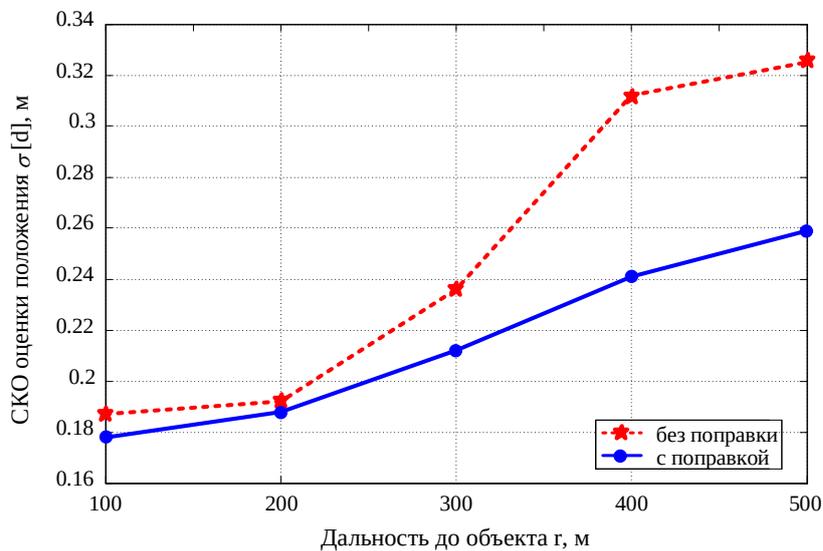


Рисунок 2.14 – Зависимость $\sigma[d]$ от дальности до источника

Учет сферичности фронта волны в алгоритме обработки данных, основанном на фазовом методе, дает возможность понизить среднюю ошибку оценки пространственного положения источника на 10% при дальностях до источника от 100 до 200 м. Дополнительно увеличение размера точной базы антенной системы в 6 раз позволяет уменьшить среднюю ошибку на 15 – 20 % при тех же дальностях в условиях моделирования. Однако в абсолютных значениях за счет учета сферичности волны ошибка уменьшается на доли метра, что для обнаружения источника на практике может не играть существенной роли (за исключением научного интереса или других сфер приложения).

- **Моделирование при наличии двух и трех источников сигналов.**

Моделировалась работа следующих трех алгоритмов: алгоритма обработки сигналов в частотной области, во временной области и частотно-временной области. Непрерывный сигнал от каждого источника задавался в сантиметровом диапазоне длин волн и принимался в пределах круговой ДН в 2° (на уровне 0,5 мощности). Для $\lambda = 0,03$ м принимались следующие параметры АР: $d_m = 3\lambda$, $d_z = 0,5\lambda$. Фазовый шум моделировался в q -х каналах по равномерному закону на $[0, \pi/10]$.

Скорости источников выбирались от 10 до 15 м/с. Источники начинали движение на расстоянии 1 км по радиальной дальности от приемника, их угловое положение составляло от 29° до 31° в системе координат приемника. Сигналы приходили с разной задержкой по времени. Малое различие в угловом положении источников соответствовало плохому разрешению по доплеровской частоте.

Критерий обнаружения сигналов заключался в следующем: если оценка \hat{m} числа сигналов равнялась числу m моделируемых сигналов, а оценки угловых координат источников не выходили за пределы ширины ДН (ошибки измерения угловых координат азимута и угла места не превышали 1°), то все сигналы считались обнаруженными.

В таблицах 2.3 – 2.5 показаны результаты, которые получены для двух сигналов ($m = 2$). Сигналы моделировались при 5000 реализациях случайных составляющих. По результатам моделирования рассчитывались средние значения $M[\rho]$ и СКО $\sigma[\rho]$ случайной величины ρ – нормы вектора ошибок определения угловых координат φ и θ обнаруженных сигналов. Также находились вероятности \hat{P} обнаружения всех сигналов в зависимости от отношения сигнал-шум \mathcal{S} .

В таблице 2.3 показаны результаты моделирования алгоритма обработки сигналов в частотной области. В таблице 2.4 – алгоритма обработки сигналов во временной области. В таблице 2.5 – алгоритма совместной обработки сигналов в

частотно-временной области. На рисунках 2.15 и 2.16 представлены графики зависимостей вероятности обнаружения двух и трех сигналов от отношения сигнал-шум для трех алгоритмов. На рисунке 2.17 показана зависимость вероятности \hat{P} от количества сигналов (от одного до трех) для трех алгоритмов.

- Если $m = 2$

Таблица 2.3 – оценки при обработке в частотной области

Отношение сигнал-шум	Оценка угловой координаты источников (в градусах)		Вероятность обнаружения всех сигналов
	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	
\mathcal{S} (дБ)			\hat{P}
14	0,355	0,129	0,703
16	0,354	0,128	0,706
18	0,352	0,127	0,707
20	0,352	0,126	0,711

Таблица 2.4 – оценки при обработке во временной области

Отношение сигнал-шум	Оценка угловой координаты источников (в градусах)		Вероятность обнаружения всех сигналов
	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	
\mathcal{S} (дБ)			\hat{P}
14	0,605	0,201	0,586
16	0,560	0,192	0,707
18	0,507	0,185	0,800
20	0,461	0,169	0,840

Таблица 2.5 – оценки при совместной обработке в частотно-временной области

Отношение сигнал-шум	Оценка угловой координаты источников (в градусах)		Вероятность обнаружения всех сигналов
	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	
\mathcal{S} (дБ)			\hat{P}
14	0,406	0,176	0,877
16	0,402	0,171	0,917
18	0,398	0,159	0,939
20	0,383	0,150	0,958

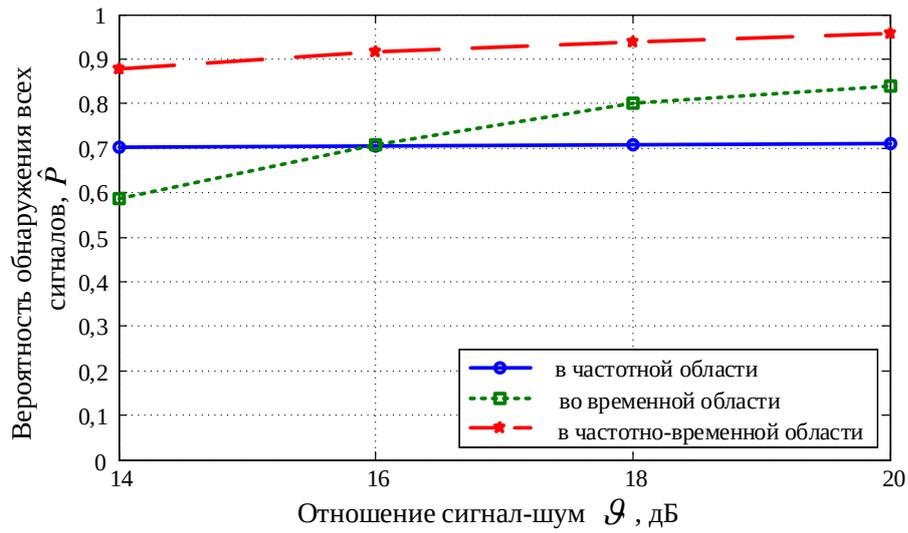


Рисунок 2.15 – Зависимость вероятности обнаружения всех сигналов от отношения сигнал-шум в трех алгоритмах обработки при $m = 2$

Таблица 2.6 – вероятность обнаружения всех сигналов в зависимости от отношения сигнал-шум в разных областях при $m=3$

Отношение сигнал-шум g (дБ)	Вероятность обнаружения всех сигналов \hat{P}		
	в частотной	во временной	в частотно-временной
14	0,626	0,234	0,715
16	0,628	0,369	0,772
18	0,628	0,495	0,828
20	0,630	0,584	0,863

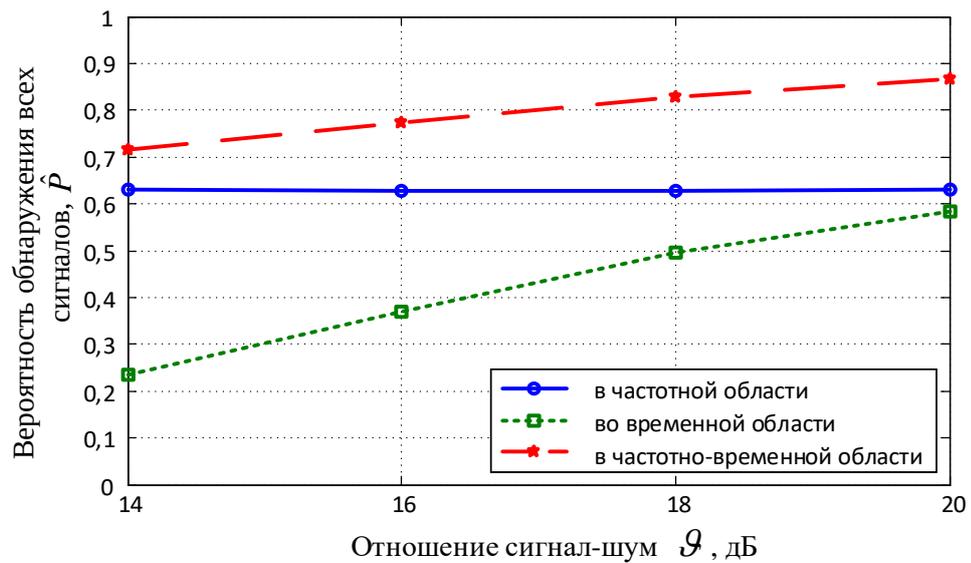


Рисунок 2.16 – Зависимость вероятности обнаружения всех сигналов от отношения сигнал-шум в трех алгоритмах обработки при $m = 3$

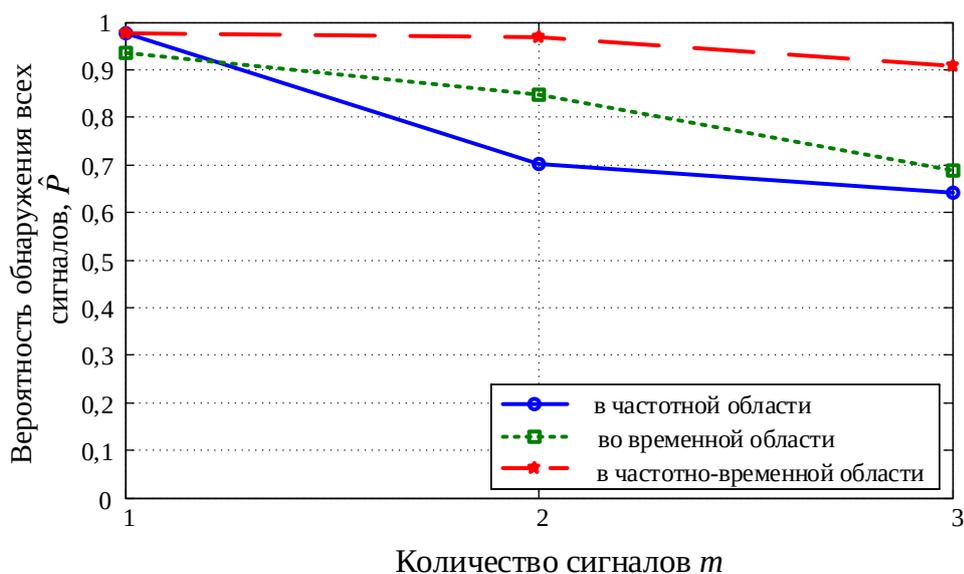


Рисунок 2.17 – Зависимость вероятности от числа сигналов для трех алгоритмов

Результаты моделирования в сравнительной оценке показывают возможность повышения вероятности оценивания с 0,71 до 0,96 при $m = 2$ и с 0,63 до 0,86 при $m = 3$ на уровне отношения сигнал-шум $\mathcal{S} = 14 - 20$ (дБ) за счет совместной обработки сигналов. **Что доказывает положение 1.**

2.8. Основные результаты

Во второй главе получены следующие основные результаты.

1. Рассмотрены в сравнении три алгоритма обработки сигналов – во временной области, в частотной области и частотно-временной области.
2. Предложен новый подход к выделению отдельных сигналов из смеси сигналов во временной области, основанный на экстраполяции первоначально выделенных сигналов, их вычитании из сглаженной смеси сигналов и оценивании фазы с помощью фильтра Калмана.
3. Рассмотрен известный подход к выделению спектральных составляющих смеси сигналов в полосе доплеровских частот с последующим определением параметров сигналов методом разности фаз.

4. Предложен алгоритм частотно-временной обработки, основанный на сравнении числа сигналов, выделенных во временной и частотной областях.

5. Доказано положение 1: способ и алгоритм разрешения нескольких сигналов в одном приемнике отличаются совместной обработкой сигналов во временной и частотной областях и позволяют за счет этого повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,63 до 0,86 с оцениванием их параметров (по результатам моделирования трех сигналов) в сравнении с обработкой в одной частотной области.

3. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ ПРИЕМНИКОВ

3.1. Определение векторов направлений на источники в системе приемников

В данном разделе изучается принципиальная возможность разрешения нескольких сигналов с близкими частотами с помощью совместной работы нескольких приемников.

Для многопозиционной полуактивной системы рассматривается модель сигнала в q -м приемном элементе АР j -го приемника ($q = \overline{1, Q}$, $Q = 5$ – число элементов АР; $j = \overline{1, N}$, N – число приемников) после дискретизации по времени в тракте первичной обработки, которая имеет вид (см. «**Многопозиционная полуактивная радиосистема наблюдения**» п. 4 главы 1):

$$y_{jq}(t_i) = \sum_{k=1}^m s_{jqk}(t_i - \tau_{jqk}) + p_{jq}(t_i) = \sum_{k=1}^m A_{jk} \cos(\omega_{jk} t_i - 2\pi(r_{01k} + r_{0jk}) / \lambda - 2\pi\delta_{jqk} / \lambda + \xi_{jk}) + p_{jq}(t_i). \quad (3.1)$$

где t_i – дискретные отсчеты времени, $t \in [0, T]$; T – период обработки принимаемых сигналов; n – длина временной последовательности, m – число сигналов, $k = \overline{1, m}$ – номер сигнала.

На рисунке 3.1 показана система позиционирования трех приемников.

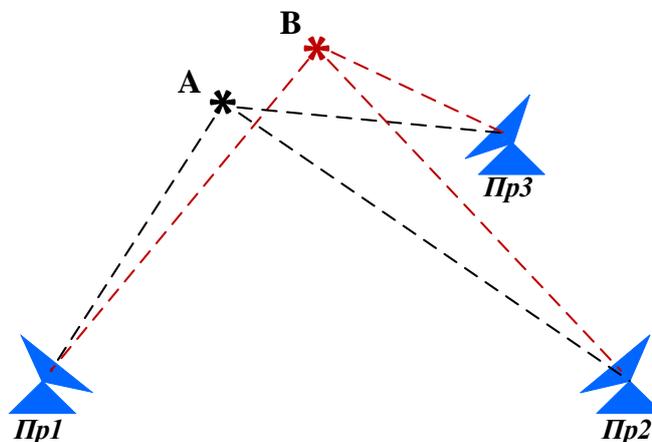


Рисунок 3.1 – Система приемников наблюдения источников

В составе этой модели присутствуют величины δ_{jqk} , $q = \overline{1, Q}$, которые содержат информацию о координатах орта \vec{a}_{jk} вектора направления на k -й источник сигнала. Орт \vec{a}_j (символ k для удобства опущен) представлен как

$$\vec{a}_j = (a_{xj}, a_{yj}, a_{zj}) = (X_j, Y_j, Z_j) / r_j, \quad a_{zj} = \sqrt{1 - a_{xj}^2 - a_{yj}^2}, \quad (3.2)$$

где X_j, Y_j, Z_j – пространственные координаты источника в антенной прямоугольной системе координат j -го приемника.

Приемные элементы АР располагаются на плоскости антенны в точках с координатами $(x_q, y_q, 0)$, которые описываются радиус-векторами $\vec{m}_q = (x_q, y_q, 0)$, тогда

$$\delta_{jq} = \text{пр}_{\vec{a}_j} \vec{m}_q = (\vec{m}_q, \vec{a}_j) = x_q \cdot a_{xj} + y_q \cdot a_{yj}. \quad (3.3)$$

При переходе к частотному спектру выделяются k -е спектральные составляющие в q -х каналах, амплитуды которых во всех Q каналах превышают порог обнаружения полезного сигнала ($k = \overline{1, m}$, m – число таких составляющих в j -м приемнике). Фазы выделенных составляющих имеют вид

$$\psi_{jqk} = 2\pi(r_{1k} + r_{jk}) / \lambda + 2\pi\delta_{jqk} / \lambda - \xi_{jk}, \quad j = \overline{1, N}, \quad k = \overline{1, m}, \quad (3.4)$$

Для пяти ($Q = 5$) элементов АР разности фаз вычисляются как

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{j1k} &= \psi_{j2k} - \psi_{j1k} = k_v \delta_{j2k} + \Delta\xi_{1k} = k_v d_m a_{xjk} + \Delta\xi_{1k}, \\ \Delta\psi_{j2k} &= \psi_{j3k} - \psi_{j1k} = k_v \delta_{j3k} + \Delta\xi_{2k} = k_v d_m a_{yjk} + \Delta\xi_{2k}, \\ \Delta\psi_{j3k} &= \psi_{j4k} - \psi_{j1k} = k_v \delta_{j4k} + \Delta\xi_{3k} = -k_v d_z a_{xjk} + \Delta\xi_{3k}, \\ \Delta\psi_{j4k} &= \psi_{j5k} - \psi_{j1k} = k_v \delta_{j5k} + \Delta\xi_{4k} = -k_v d_z a_{yjk} + \Delta\xi_{4k}, \end{aligned} \quad (3.5)$$

Из (3.5) находятся координаты орта a_{xjk} , a_{yjk} , a_{zjk} (как в параграфе 2.1):

$$\hat{a}_{xjk} = [d_m a_{xjk}(1) + d_z a_{xjk}(2)] / (d_m + d_z),$$

$$\hat{a}_{yjk} = [d_m a_{yjk}(1) + d_z a_{yjk}(2)] / (d_m + d_z),$$

$$\hat{a}_{zjk} = \sqrt{1 - \hat{a}_{xjk}^2 - \hat{a}_{yjk}^2},$$

где

$$a_{xjk}(1) = \Delta\psi_{j1k} / k_v d_m + \eta_{1k}, \quad a_{xjk}(2) = -\Delta\psi_{j3k} / k_v d_2 + \eta_{3k},$$

$$a_{yjk}(1) = \Delta\psi_{j2k} / k_v d_m + \eta_{2k}, \quad a_{yjk}(2) = -\Delta\psi_{j4k} / k_v d_2 + \eta_{4k}.$$

Оценки пространственных координат вычисляются как

$$M_{jk} = (x_{jk}, y_{jk}, z_{jk}) = r_{jk} (\hat{a}_{xjk}, \hat{a}_{yjk}, \hat{a}_{zjk}).$$

Оценки угловых координат

$$\hat{\phi}_{jk} = \arctan(\hat{a}_{yjk} / \hat{a}_{xjk}), \quad \hat{\theta}_{jk} = \arccos(\hat{a}_{zjk}).$$

3.2. Принцип разрешения источников с близкими векторами скорости

Разрешение источников в полосе доплеровских частот определяется минимальной абсолютной разностью частот $\Delta\omega_{\min} = \min |\omega_1 - \omega_2|$, при которой спектральные составляющие, выделенные на частотах ω_1 и ω_2 , позволяют обнаруживать источники отдельно и оценивать их координаты [83]. Разность доплеровских частот зависит от разности углов $\Delta\alpha = |\alpha_1 - \alpha_2|$, где α_1 и α_2 – углы, которые составляют с линией визирования антенны (биссектрисой ее ДН) векторы скоростей \vec{v}_1, \vec{v}_2 двух источников, движущихся с одинаковыми скоростями $v = |\vec{v}_1| = |\vec{v}_2|$.

Для приемника, совмещенного с передатчиком, частота $f = \omega/2\pi$ связана с углом α отклонения вектора скорости \vec{v} движения источника от биссектрисы ДН упрощенной (без учета ускорения источника) зависимостью

$$f = \frac{2v}{\lambda} \cos \alpha = \frac{2v_r}{\lambda} \quad \text{или} \quad \omega = 2\pi f = \frac{4\pi v_r}{\lambda}, \quad (3.6)$$

где v_r – радиальная составляющая скорости: $v_r = v \cos \alpha$.

Из (3.6) следует пропорциональная зависимость $\Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2|$ от абсолютной разности проекций скоростей двух источников $\Delta v_r = |v_{r1} - v_{r2}|$:

$$\Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2| = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) \Delta v_r.$$

Рассмотрим случай одной приемопередающей станции и одного приемника ($N=2$), как показано на рисунке 3.2. Пусть два источника A и B находятся на дальности r_1 и имеют векторы скорости \vec{v}_A и \vec{v}_B в плоскости, образованной линиями

визирования двух приемников. Вектор \vec{v}_A направлен в сторону **Пр1** ($\vec{v}_A \parallel \vec{a}_1$), а вектор \vec{v}_B составляет с вектором \vec{v}_A небольшой угол $\Delta\alpha$.

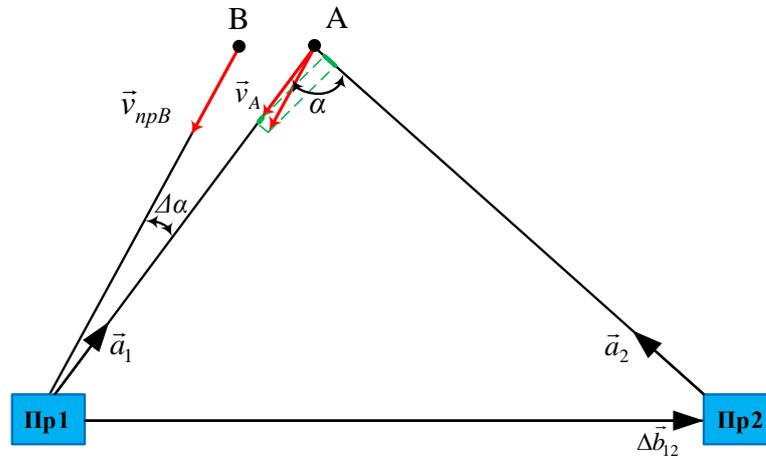


Рисунок 3.2 - Пояснение принципа различения источников с близкими векторами скорости

Источник A в первом и втором приемниках дает доплеровские частоты $f_{A1} = \frac{(\vec{v}_A, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_1)}{\lambda}$ и $f_{A2} = \frac{(\vec{v}_A, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_2)}{\lambda}$. Источник B в первом и втором приемниках дает доплеровские частоты $f_{B1} = \frac{(\vec{v}_B, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_1)}{\lambda}$ и $f_{B2} = \frac{(\vec{v}_B, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_2)}{\lambda}$.

Абсолютные разности доплеровских частот в первом и втором приемниках составляют

$$\Delta f_1 = |f_{A1} - f_{B1}| = \frac{|(\vec{v}_A - \vec{v}_B, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_1)|}{\lambda} = \frac{|\vec{v}_A - \vec{v}_B| \cdot |\vec{a}'_1 + \vec{a}'_1| \cdot |\cos \gamma_1|}{\lambda},$$

$$\Delta f_2 = |f_{A2} - f_{B2}| = \frac{|(\vec{v}_A - \vec{v}_B, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_2)|}{\lambda} = \frac{|\vec{v}_A - \vec{v}_B| \cdot |\vec{a}'_1 + \vec{a}'_2| \cdot |\cos \gamma_2|}{\lambda}.$$

В первом приемнике при малом угле $\Delta\alpha$ разностный вектор $\Delta\vec{v} = \vec{v}_A - \vec{v}_B$ расположен относительно вектора \vec{v}_A и соответственно вектора \vec{a}'_1 ($\vec{v}_A \parallel \vec{a}'_1$) под углом, близким 90° : $\Delta\alpha \rightarrow 0 \Rightarrow \gamma_1 \rightarrow 90^\circ$, где γ_1 – угол между векторами $\Delta\vec{v}$ и \vec{a}'_1 . Поэтому разность доплеровских частот в первом приемнике будет мала, что затрудняет разрешение сигналов по частоте в этом приемнике. Во втором приемнике разностный вектор $\Delta\vec{v} = \vec{v}_A - \vec{v}_B$ составляет с суммарным направляющим век-

тором $\bar{a}_\Sigma = \bar{a}'_1 + \bar{a}'_2$ угол γ_2 и абсолютная разность доплеровских частот будет зависеть от этого угла. Заранее трудно рассчитать, каким должно быть наилучшее положение векторов направлений \bar{a}'_1 и \bar{a}'_2 .

Однако, в частном случае, когда вектор скорости \vec{v}_A направлен в сторону **Пр1**, а вектор \vec{v}_B , $|\vec{v}_B| = |\vec{v}_A| = v$, составляет с ним малый угол абсолютная разность двух доплеровских частот в спектре первого приемника составит

$$\Delta f_1 = \frac{|2v - 2v \cos \Delta\alpha|}{\lambda} = \frac{2v |1 - \cos \Delta\alpha|}{\lambda}.$$

Абсолютная разность доплеровских частот в спектре j -го приемника, линия визирования которого отклонена от линии визирования первого на угол α , будет

$$\Delta f_j(\alpha) = \frac{v |(1 - \cos \Delta\alpha) + [\cos \alpha - \cos(\alpha - \Delta\alpha)]|}{\lambda}.$$

Дифференцированием Δf_j по α при фиксированном $\Delta\alpha$ с раскрытием модуля найдется угол, обеспечивающий наибольшее различие доплеровских частот в j -м приемнике:

$$\alpha_{\max} = \arctan\left(\frac{\sin \Delta\alpha}{1 - \cos \Delta\alpha}\right), \quad (3.7)$$

что для значений $\Delta\alpha = 1^\circ - 10^\circ$ и для рассмотренного случая дает углы $\alpha_{\max} = 85^\circ - 89,5^\circ$, близкие к 90° .

Достаточность максимума удобно будет показать графически.

Во втором приемнике разность доплеровских частот зависит от угла α , которой значительно больше угла $\Delta\alpha$. Поэтому во втором приемнике разность доплеровских частот больше, чем в первом, и соответственно лучше разрешение сигналов по доплеровской частоте.

Возможно альтернативное решение при наличии N ($N \geq 3$) приемопередающих станций с последовательным излучением и с учетом операций рассмотренного подхода. При этом улучшится разрешение по доплеровской частоте за счет увеличения $\Delta f_j(\alpha)$:

$$\Delta f_j(\alpha) = \frac{2v |\cos \alpha - \cos(\alpha - \Delta \alpha)|}{\lambda}.$$

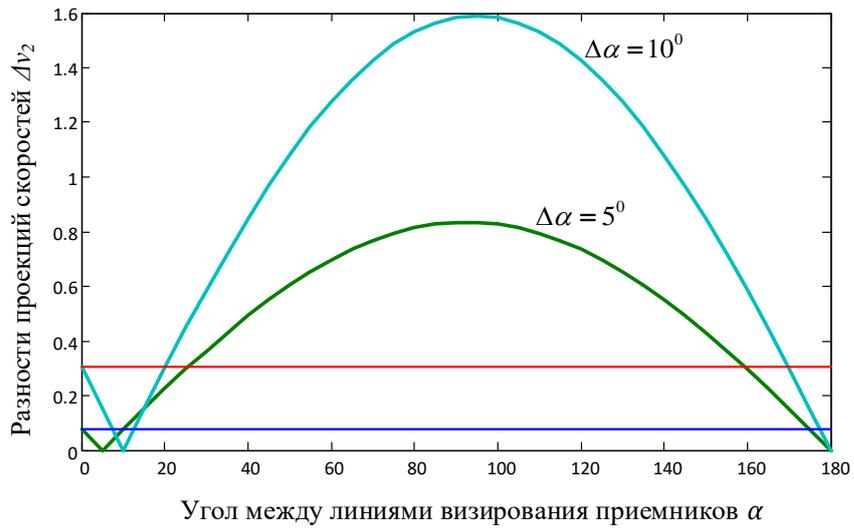
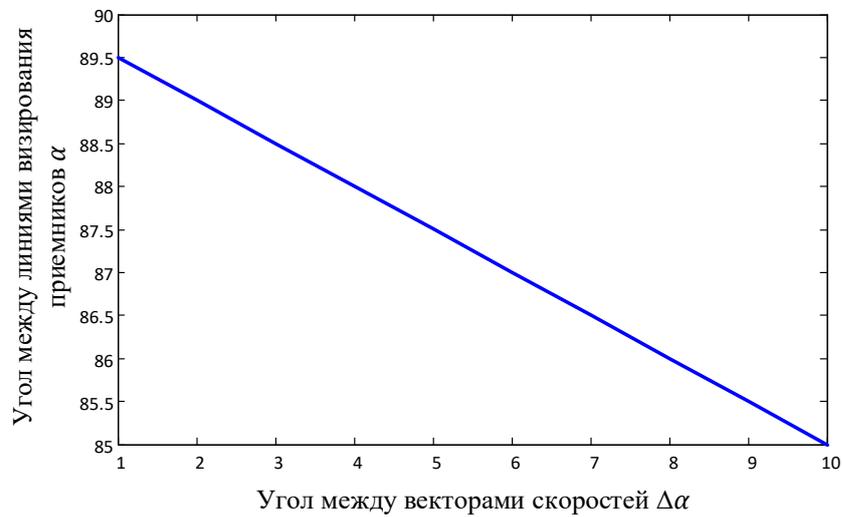
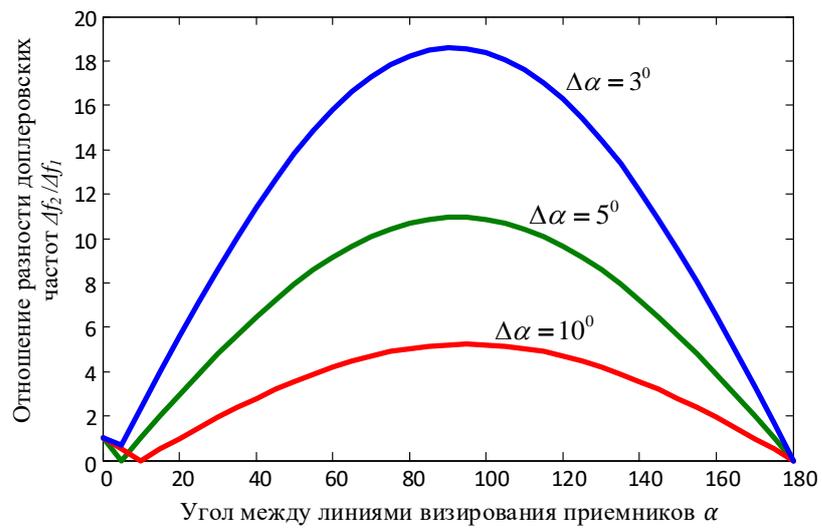
Однако при этом в N раз повысится энергопотребление.

Таким образом, при совместном рассмотрении спектров приемопередающей станции и спектров нескольких вспомогательных приемников, найдется спектр с наибольшим числом различных доплеровских частот, что дает эффект повышения разрешения по доплеровской частоте.

На рисунке 3.3 приведена зависимость функции $\Delta v_2(\alpha) = \Delta f_2(\alpha) \cdot \lambda$ от α при фиксированных значениях $\Delta \alpha = 5^\circ$ (нижняя дуга) и $\Delta \alpha = 10^\circ$ (верхняя дуга) при $v = 10$ м/с. Значение α_{\max} соответствует максимуму функции $\Delta v_{2\max} = \Delta v_2(\alpha_{\max})$ и вычисляется по формуле (3.7) при фиксированном $\Delta \alpha$. Соответственно достигается максимум абсолютной разности доплеровских частот $\Delta \omega_{2\max} = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \Delta v_{2\max}$, что обеспечивает наилучшие условия разрешения по доплеровской частоте и обнаружения двух сигналов. Для сравнения на рисунке 3.3 показаны горизонтальными линиями значения $\Delta v_1 = 2v(1 - \cos \Delta \alpha) = \Delta f_1 \cdot \lambda$ при $\Delta \alpha = 5^\circ$ (нижняя прямая) и $\Delta \alpha = 10^\circ$ (верхняя прямая), $v = 10$ м/с, для случая работы одного приемника **Пр1**. Видно (см. рисунок 3.3), что наличие двух приемников в рассмотренном примере дает преимущество в разности доплеровских частот от 3 до 5 раз.

На рисунке 3.4 дана зависимость оптимального значения угла α_{\max} от $\Delta \alpha$ формулы (3.7), которая для $\Delta \alpha = 1^\circ, 2^\circ, \dots, 10^\circ$ дает рекомендацию угловых отклонений линий визирования приемников от 85° до $89,5^\circ$ в рассмотренном случае расположения векторов в одной плоскости, образованной двумя линиями визирования.

На рисунке 3.5 показана зависимость отношения $\frac{\Delta f_2}{\Delta f_1}$ от угла α для случаев $\Delta \alpha = 3^\circ$ (верхняя дуга), $\Delta \alpha = 5^\circ$ (средняя дуга) и $\Delta \alpha = 10^\circ$ (нижняя дуга). Видно (рисунок 3.5) преимущество двух приемников по сравнению с одним.

Рисунок 3.3 – Зависимость Δv_2 от α Рисунок 3.4 – Зависимость угла α_{\max} от $\Delta\alpha$ Рисунок 3.5 – Зависимость отношения $\Delta f_2 / \Delta f_1$ от угла α

Выводы

Задача различения близких векторов скорости в пространстве (соответственно повышения разрешения сигналов по доплеровской частоте) решается как задача их различения в проекциях на линии визирования приемников. Существует потенциальная возможность повысить разрешение сигналов по доплеровской частоте за счет определенного расположения приемников.

3.3. Правило сопряжения векторов направлений

При наличии нескольких приемников необходимо определить правильные комбинации направляющих векторов при их направлении на один и тот же источник (сопряжение). Критерий правильного сопряжения векторов основан на следующем.

В спектрах N приемников выделяются доплеровские частоты и методом разности фаз определяются векторы направления на k -е источники сигналов \vec{a}_{jk} , $j = \overline{1, N}$, $k = \overline{1, m_j}$, где m_j – число доплеровских частот и соответственно ортов, найденных в j -м приемнике. Пусть N векторов $\vec{a}_1, \vec{a}_2, \dots, \vec{a}_N$ выбраны правильно по направлению на один и тот же источник в N приемниках. Установим парную связь между первым и j -ми векторами ($j = \overline{2, N}$) в единой прямоугольной системе координат $OXYZ$ в матричной форме:

$$r_1 \mathbf{a}'_1 = (\mathbf{b}_j - \mathbf{b}_1) + r_j \mathbf{a}'_j + \mathbf{e}_{1j}, \quad j = \overline{2, N},$$

где $\mathbf{a}'_j = \mathbf{H}_j \mathbf{a}_j$, $j = \overline{1, N}$, \mathbf{H}_j – 3×3 -матрицы поворота осей j -й антенной системы координат по отношению к общей системе; \mathbf{a}_j – 3×1 -вектор-столбцы координат ортов; \mathbf{b}_j – базовые векторы, соединяющие центр единой системы с центрами антенных систем координат; \mathbf{e}_{1j} – 3×1 -вектор-столбцы ошибок сопряжения указанных пар векторов.

Критерием сопряжения пар векторов \mathbf{a}'_1 и \mathbf{a}'_j , $j = \overline{2, N}$, в указанной группе N векторов будет сумма квадратов норм векторов ошибок:

$$J = \sum_{j=2}^N \|\mathbf{e}_{1j}\|^2 = \sum_{j=2}^N (r_1 \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j} - r_j \mathbf{a}'_j)^T \cdot (r_1 \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j} - r_j \mathbf{a}'_j) \leq \gamma, \quad (3.8)$$

где $\Delta \mathbf{b}_{1j} = \mathbf{b}_j - \mathbf{b}_1$, $j = \overline{2, N}$; γ - порог, заданный из эмпирических соображений.

Из необходимого условия существования экстремума функции (3.8)

$$dJ/dr_j = 0 \quad \Rightarrow \quad 2(r_1 \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j} - r_j \mathbf{a}'_j)^T (-\mathbf{a}'_j) = 0, \quad j = \overline{2, N},$$

с учетом $\mathbf{a}'_j{}^T \mathbf{a}'_j = 1$ находим оценки дальностей:

$$\hat{r}_j = \mathbf{a}'_j{}^T (r_1 \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j}), \quad j = \overline{2, N}, \quad (3.9)$$

удовлетворяющие достаточному условию минимума (3.8)

$$d^2J/dr_j^2 = 2\mathbf{a}'_j{}^T \mathbf{a}'_j = 2 > 0, \quad j = \overline{2, N}.$$

Оценки $\hat{r}_2, \dots, \hat{r}_j$, подставим в выражение показателя сопряжения (3.8).

Полученное значение \hat{J} характеризует правильность сопряжения векторов $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \dots, \mathbf{a}'_N$ в данной их комбинации. Для исключения векторов \mathbf{a}_j , $j \in \{2, 3, \dots, N\}$, найденных в j -х приемниках вследствие приема ложных сигналов (помех) отражения от источников, расположенных вне зоны видимости передающей станции (вне элемента дальности r_1), наложим ограничение на величину показателя (3.8) в виде порога γ , выбираемого эмпирически.

Если $\hat{J} > \gamma$, то принимается решение о наличии помехи и комбинация $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \dots, \mathbf{a}'_N$ исключается из рассмотрения. Комбинации, удовлетворяющие условию $\hat{J} \leq \gamma$, подвергаются дальнейшему анализу.

Замечание. Учитывая то, что оценки дальностей (3.9) находятся независимо для каждой пары векторов $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_j$, $j = \overline{2, N}$, в группе $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \dots, \mathbf{a}'_N$, показатель (3.8) можно разделить на $N - 1$ показателей \hat{J}_{1j} , $j = \overline{2, N}$:

$$\hat{J}_{1j} = \|\mathbf{e}_{1j}\|^2 = (r_1 \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j} - \hat{r}_j \mathbf{a}'_j)^T \cdot (r_1 \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j} - \hat{r}_j \mathbf{a}'_j).$$

При этом правило обнаружения становится более жестким: в группе векторов $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \dots, \mathbf{a}'_N$ для всех пар $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_j$, $j = \overline{2, N}$, должно выполняться условие

$$\hat{J}_{1j} \leq \gamma_j, \quad j = \overline{2, N}, \quad \gamma_j = \gamma / (N - 1). \quad (3.10)$$

В противном случае, если хотя бы одно из неравенств (3.10) не выполняется, то группа считается ложной.

Группы $\{\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \dots, \mathbf{a}'_N\}_s$, прошедшие через порог γ или γ_j , где s – номер группы, могут иметь общие векторы (пересекаться). Это связано с тем, что в силу разного пространственного расположения приемников источники, имеющие близкие векторы скорости, в отдельных приемниках могут восприниматься как один источник на одной частоте и с одним направляющим вектором, а в других приемниках – как два источника, различимые на двух частотах и имеющие два направляющих вектора. Поэтому отдельный вектор может войти в две группы (или более). С учетом этого предлагается следующее правило обнаружения числа источников.

1. Из всех s -х групп $\{\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \dots, \mathbf{a}'_N\}_s$, прошедших через порог γ , выбирается группа с наименьшим значением суммарного показателя $\hat{J} = \sum_{j=2}^N \hat{J}_{1j}$. Запоминаются соответствующие выбранной группе доплеровские частоты $\{f_1, f_2, \dots, f_N\}_s$. Группы, частично пересекающиеся с выделенной, то есть имеющие допустимое общее число N_{\min} векторов, $1 \leq N_{\min} \leq N - 1$, сохраняются для дальнейшего рассмотрения. Группы, не удовлетворяющие этому условию (число пересечений превышает N_{\min}), исключаются из дальнейшего рассмотрения. Число N_{\min} выбирается эмпирически.

2. Из оставшихся групп выбирается вторая с наименьшим значением показателя \hat{J} и исключаются группы, имеющие с выбранной более N_{\min} общих векторов. Запоминаются соответствующие доплеровские частоты.

3. Процедура повторяется до тех пор, пока не получится пустое множество оставшихся групп. Число t выбранных частично пересекающихся групп принимается за оценку числа обнаруженных источников и соответственно сигналов от них.

4. Для каждой выбранной группы векторов $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \dots, \mathbf{a}'_N$ находятся векторы оценок пространственных координат источника $\hat{\mathbf{M}}_1 = r_1 \mathbf{a}'_1, \hat{\mathbf{M}}_2 = r_1 \mathbf{a}'_2, \dots, \hat{\mathbf{M}}_N = r_1 \mathbf{a}'_N$ в антенных системах координат приемников и эти координаты усредняются при пересчете в общую систему координат.

3.4. Нахождение векторов скорости в системе приемников

Использование многопозиционной полуактивной радиосистемы позволяет также определить векторы скорости источников в течение периода обработки сигналов T . Способ определения скорости заключается в следующем.

Для каждой выделенной группы векторов $\mathbf{a}'_1, \mathbf{a}'_2, \dots, \mathbf{a}'_N$ и запомненных соответствующих им доплеровских частот f_1, f_2, \dots, f_N определим координаты вектора скорости каждого обнаруженного сигнала от источника. Для этого запишем выражение доплеровской частоты в j -х приемниках:

$$\omega_j = \omega_0(v_{r_1} + v_{r_j})/c = 2\pi(v_{r_1} + v_{r_j})/\lambda$$

или

$$f_j = (v_{r_1} + v_{r_j})/\lambda, \quad j = \overline{1, N}.$$

Затем выразим проекции скорости через скалярные произведения векторов, взятые в общей системе координат:

$$\lambda f_j = (\vec{v}, \vec{a}'_1) + (\vec{v}, \vec{a}'_j) = (\vec{v}, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_j), \quad j = \overline{1, N}. \quad (3.11)$$

Систему уравнений (3.11) запишем в координатной форме

$$\lambda f_j = v_x(a'_{1x} + a'_{jx}) + v_y(a'_{1y} + a'_{jy}) + v_z(a'_{1z} + a'_{jz}), \quad j = \overline{1, N}. \quad (3.12)$$

В частном случае $N = 3$ система уравнений (3.12) записывается в матричной форме

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{V} = \lambda \mathbf{F} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} 2a'_{1x} & 2a'_{1y} & 2a'_{1z} \\ a'_{1x} + a'_{2x} & a'_{1y} + a'_{2y} & a'_{1z} + a'_{2z} \\ a'_{1x} + a'_{3x} & a'_{1y} + a'_{3y} & a'_{1z} + a'_{3z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Методом обратной матрицы находим оценку вектора скорости

$$\hat{\mathbf{V}} = \lambda \mathbf{A}^{-1} \mathbf{F}. \quad (3.14)$$

Для повышения точности оценок скорости необходимо увеличить количество приемников до $N > 3$. При этом система уравнений (3.12) становится переопределенной и выражение (3.13) принимает вид (3.15), где \mathbf{E} – вектор ошибок измерения доплеровских частот:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} \cdot \mathbf{V} &= \lambda \cdot (\mathbf{F} + \mathbf{E}) = \lambda \cdot \mathbf{F} + \lambda \cdot \mathbf{E} \quad \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \begin{bmatrix} 2a'_{1x} & 2a'_{1y} & 2a'_{1z} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a'_{1x} + a'_{Nx} & a'_{1y} + a'_{Ny} & a'_{1z} + a'_{Nz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} &= \lambda \cdot \begin{bmatrix} f_1 \\ \vdots \\ f_N \end{bmatrix} + \lambda \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ \vdots \\ e_N \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.15)$$

По критерию минимума квадрата нормы вектора ошибок $\lambda \cdot \mathbf{E}$

$$\mathbf{J} = \|\lambda \cdot \mathbf{E}\|^2 = (\mathbf{A}\mathbf{V} - \lambda\mathbf{F})^T (\mathbf{A}\mathbf{V} - \lambda\mathbf{F}) \quad (3.16)$$

из необходимого условия экстремума (3.16) находим вектор $\hat{\mathbf{V}}$ оценок координат вектора скорости \mathbf{V} :

$$\begin{aligned} d\mathbf{J}/d\mathbf{V} &= 2(\mathbf{A}\mathbf{V} - \lambda\mathbf{F})^T \mathbf{A} = \mathbf{O}^T \Leftrightarrow \mathbf{A}^T \mathbf{A}\mathbf{V} + \lambda \mathbf{A}^T \mathbf{F} = \mathbf{O} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \mathbf{V} = \lambda (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{F}. \end{aligned} \quad (3.17)$$

причем достаточное условие минимума выполняется для положительно определенной матрицы квадратичной формы $d^2\mathbf{J}/d\mathbf{V}^2 = 2\mathbf{A}^T \mathbf{A}$.

Погрешность оценок

Погрешность оценок скорости \mathbf{V} , подверженных влиянию ошибок измерения доплеровской частоты, определяется ковариационной матрицей $\mathbf{K}_{\Delta\mathbf{V}}$ ошибок оценок (или самих несмещенных оценок $\hat{\mathbf{V}}$, $\mathbf{K}_{\hat{\mathbf{V}}} = \mathbf{K}_{\Delta\mathbf{V}}$):

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{V} &= \mathbf{V} - \hat{\mathbf{V}} = \mathbf{V} - (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \lambda \mathbf{F} = \\ &= \mathbf{V} - (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T (\mathbf{A}\mathbf{V} - \lambda \mathbf{E}) = \lambda (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{E}. \end{aligned}$$

Для некоррелированного вектора ошибок \mathbf{E} матрица $\mathbf{K}_{\Delta\mathbf{V}}$ имеет вид

$$\mathbf{K}_{\Delta\mathbf{V}} = M[\Delta\mathbf{V}\Delta\mathbf{V}^T] = \lambda^2 \sigma_f^2 (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1}, \quad (3.18)$$

где M – символ математического ожидания; σ_f^2 – дисперсия центрированной ошибки измерения частоты.

Удобно погрешность отдельной координаты вектора ошибок оценить по формуле (Tr – след матрицы)

$$\sigma_{vx} = \lambda \sigma_f \sqrt{Tr(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} / 3}. \quad (3.19)$$

Норма вектора ошибок $\|\Delta \mathbf{V}\| = \Delta v$, как скалярная случайная величина, распределена по закону Максвелла со средним значением Δv_{cp} и СКО $\sigma_{\Delta v}$, причем выполняются известные соотношения

$$\Delta v_{cp} = 1,6 \sigma_{vx}, \quad \sigma_{\Delta v} = 1,4 \sigma_{vx}. \quad (3.20)$$

С учетом (3.20) средняя ошибка измерения скорости в (3.20) вычисляется как

$$\Delta v_{cp} = 1,6 \lambda \sigma_f \sqrt{Tr(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} / 3}. \quad (3.21)$$

3.5. Повышение точности оценки доплеровской частоты сигнала

В задаче нахождения вектора скорости требуется точное определение доплеровской частоты в каждом приемнике. Для частотной обработки доплеровские частоты определяются по максимумам спектра сигнала, которые зависят от количества выбранных отсчетов. Чем больше количество отсчетов, тем лучше разрешение по частоте. Однако увеличение количества отсчетов приводит к увеличению вычислительных затрат аппаратуры. Для повышения точности оценок частоты можно применить метод интерполяции [66].

Для того чтобы пояснить сущность метода интерполяции, рассмотрим одиночный синусоидальный сигнал в дискретном виде:

$$s[i] = A_0 \cos(2\pi f_0 t_i + \varphi_0), \quad i = \overline{1, n},$$

где (A_0, f_0, φ_0) – неизвестные параметры.

Аналоговую частоту F_0 можно получить из $F_0 = F_d f_0$, где F_d – частота дискретизации. Время наблюдения сигнала равно $T = n / F_d$.

Частота f_0 может быть записана в виде

$$f_0 = (L + \Delta) / n = \beta_0 / n,$$

где L и $-1/2 \leq \Delta \leq 1/2$ – соответственно целая и дробная части β_0 , а β_0 обозначает количество циклов сигнала, содержащихся в окне наблюдения. Приведем пример (см. рисунок 3.6) синусоидального сигнала частотой 40,7 Гц с дискретизацией 256 Гц в течение 1 с ($n = 256$ отсчетов); тогда $f_0 = 40,7 / 256$. В этом случае $\beta_0 = 40,7$ (частота циклов), $L = 41$, а $\Delta = -0,3$.

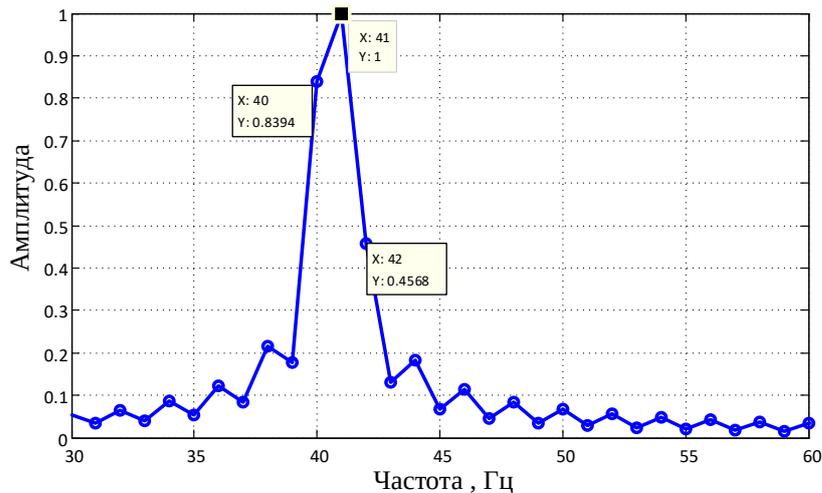


Рисунок 3.6 – Пример спектра синусоиды частоты $f_0 = 40,7/n$

При таких обозначениях дискретное преобразование Фурье $s[i]$ на k -ой спектральной составляющей имеет вид

$$S[k] = \frac{A_0}{2} e^{j\varphi_0} W\left(\frac{k - \beta_0}{n}\right) + \frac{A_0}{2} e^{j\varphi_0} W\left(\frac{k + \beta_0}{n}\right), \quad (3.22)$$

где $W(f)$ – преобразование Фурье выбранного окна временной области. Например, для прямоугольного окна длиной n имеем

$$W(f) = \frac{\sin(n\pi f)}{\sin(\pi f)} e^{-j\pi f(n-1)}.$$

Так как частота синусоиды достаточно далеко расположена от начального значения $f = 0$, то утечкой, приходящейся на отрицательную часть спектра, можно пренебречь.

В этой ситуации уравнение (3.22) сводится к

$$S[k] = \frac{A_0}{2} e^{j\varphi_0} W\left(\frac{k - \beta_0}{n}\right). \quad (3.23)$$

Уравнение (3.22) может быть эффективно вычислено с помощью алгоритма БПФ, а частота может быть оценена по ее наибольшему пику как

$$\hat{f}_0 = L/n. \quad (3.24)$$

Если β_0 не является целым числом, то результаты, полученные с помощью уравнения (3.24), могут иметь низкую точность из-за расстояния между двумя соседними выборками БПФ: этот эффект обозначается как короткодействующая спектральная утечка. Например, в приведенном примере оценка частоты будет найдена при $L = 41$.

Поэтому положение наибольшего пика БПФ, L , дает грубую оценку частоты и задача получения улучшенной оценки частоты сводится к оценке девиации частоты Δ . Предложено оценивать девиацию частоты путем интерполяции величин выходов БПФ. Обратившись вновь к рисунку 3.6 и приняв во внимание уравнение (3.23), можно увидеть, что амплитуда наибольшего спектрального пика задается следующим образом

$$S[L] = \frac{A_0}{2} \frac{\sin(\pi\Delta)}{\sin(\pi\Delta/n)},$$

а амплитуды левой и правой по величине максимальной спектральной составляющей (на рисунке 3.6) задаются как

$$S[L-1] = \frac{A_0}{2} \frac{\sin(\pi(-1-\Delta))}{\sin(\pi(-1-\Delta)/n)}, \quad S[L+1] = \frac{A_0}{2} \frac{\sin(\pi(1-\Delta))}{\sin(\pi(1-\Delta)/n)}.$$

В общем случае, используя окно с преобразованием Фурье $W(f)$, отношение двух величин можно выразить как

$$\frac{|S[L+1]|}{|S[L-1]|} = \frac{|W(1-\Delta)|}{|W(-1-\Delta)|}. \quad (3.25)$$

В литературе [53, 108, 115] предложены приближенные решения для уравнения (3.25) для различных окон. В частности, для прямоугольного окна имеет следующее приближенное решение:

$$\hat{\Delta} = \frac{|S[L+1]| - |S[L-1]|}{|S[L+1]| + |S[L-1]|}. \quad (3.26)$$

Для рассмотренного примера $\hat{\Delta} = \frac{0,4568 - 0,8394}{0,4568 + 0,8394} = -0,295$, следует оценка частоты $\hat{f}_0 = (L + \hat{\Delta})/n = 40,705$.

Таким образом, использование метода интерполяции для быстрого преобразования Фурье позволяет повысить точность оценки доплеровской частоты, что, в свою очередь, увеличивает точность оценки координат источников и их векторов скорости. Этот подход был использован при моделировании работы алгоритма в частотной области.

3.6. Обработка сигналов в частотной области в системе приемников

Способ [83] обработки сигналов в системе приемников заключается в следующем. Размещают приемники так, чтобы обеспечить углы между линиями их визирования, при котором достигается наилучшее разрешение по доплеровской частоте. В каждом приемнике сигналы преобразуют во временные последовательности, которые подвергают дискретному преобразованию Фурье в q -х приемных каналах ($q = \overline{1, Q}$, Q – число приемных каналов по числу элементов AP). В частотных последовательностях выбирают частоты, на которых максимумы амплитуд спектральных отсчетов превышают заданный порог во всех каналах. На выделенных спектральных составляющих берут частоты и фазы. Определяют координаты ортов векторов направлений на источники методом разности фаз. Для повышения точности используют метод интерполяции в корректировании оценки частот. Запоминают оценки частот и координаты ортов векторов направлений и используют эти оценки в процессе сопряжения векторов, что представлено в параграфе 3.2. В результате определяют количество сигналов, соответствующие им координаты ортов направлений и частоты. Используют их для оценок векторов скорости и угловых координат.

Реализация способа представлена следующим алгоритмом.

Алгоритм 4 – Алгоритм обработки сигналов в полуактивной многопозиционной радиосистеме

1. Размещается приемопередающая станция. Передатчик излучает зондирующий сигнал $s(t)$ в заданном угловом направлении и совмещенный с ним приемник принимает отраженный сигнал с временной задержкой $\tau_1 = 2r_1 / c$ на радиальной дальности r_1 . Размещаются $N - 1$ ($N \geq 3$) удаленных от передатчика приемников так, чтобы линии визирования всех приемников, направленные в сторону зоны видимости передатчика, составляли между собой углы, которые рассчитываются заранее из соображения наилучшего разрешения сигналов по частоте в совокупности всех частотных спектров.

2. j -е приемники ($j = \overline{1, N}$) принимают отраженный сигнал $s_{jq}(t - \tau_{jq})$ в q -х элементах АР с временной задержкой или опережением τ_{jq} ($q = \overline{1, Q}$), затем в трактах первичной обработки переводят принятые суммарные сигналы $y_{jq}(t)$ на доплеровскую частоту и преобразуют сигналы в цифровую форму $y_{jq}(t_i)$, $q = \overline{1, Q}$, $j = \overline{1, N}$.

3. Временные последовательности $y_{jq}(t_i)$ переводятся в частотные спектры $\dot{y}_{jq}(f_i)$, $q = \overline{1, Q}$, $i = \overline{1, n_1}$, и выделяются спектральные составляющие на i -х доплеровских частотах f_{jk} с учётом поправки частоты, выраженной в формуле (3.26). При этом амплитуды спектральных составляющих во всех спектрах q -х каналов ($q = \overline{1, Q}$) превышают порог обнаружения полезного сигнала ($k = \overline{1, m_j}$, m_j – число таких частот в j -м приемнике). Если наличие источников на дальности r_1 не обнаружено в спектре приемопередающей станции, то повторяется обработка сигнала, принятого на другой дальности. Если наличие обнаружено, то включаются в работу $N - 1$ вспомогательных приемников.

4. На основе выделенных во всех приемниках спектральных составляющих определяются методом разности фаз координаты ортов \vec{a}_{jk} k -х направлений

($k = \overline{1, m_j}$) на источники со стороны j -х приемников ($j = \overline{1, N}$). Запоминаются соответствующие ортам доплеровские частоты f_{jk} , $j = \overline{1, N}$.

5. Осуществляется перебор соединений $\vec{a}_{1k}, \vec{a}_{2k}, \dots, \vec{a}_{Nk}$, $k = \overline{1, m_j}$, $j = \overline{1, N}$, в группы из N векторов и выделяются частично пересекающиеся s -е группы $\vec{a}_{1s}, \vec{a}_{2s}, \dots, \vec{a}_{Ns}$, $s = \overline{1, \hat{m}}$, общим числом \hat{m} , удовлетворяющие критерию сопряжения – направления на одни и те же источники. Запоминаются соответствующие этим группам доплеровские частоты $f_{1s}, f_{2s}, \dots, f_{Ns}$, $s = \overline{1, \hat{m}}$. Сопряжение считается правильным в s -й группе векторов, если величина показателя сопряжения не превышает заданного порога γ . При этом число \hat{m} принимается за оценку числа обнаруженных сигналов от источников.

6. На основе найденных для каждой s -й группы $\vec{a}_{1s}, \vec{a}_{2s}, \dots, \vec{a}_{Ns}$ радиальных дальностей r_{2s}, \dots, r_{Ns} (дальность приемопередающей станцией известна и равна r_{1s}) вычисляются пространственные координаты обнаруженных источников $\vec{M}_{js} = r_{js} \vec{a}_{js}$, $j = \overline{1, N}$, $s = \overline{1, \hat{m}}$, в системах координат j -х приемников. Эти координаты могут быть пересчитаны в общую систему координат и усреднены.

7. Для каждой s -й выделенной группы ($s = \overline{1, \hat{m}}$) координаты ортов $\vec{a}_{1s}, \vec{a}_{2s}, \dots, \vec{a}_{Ns}$ помещаются в состав $(N \times 3)$ -матрицы \mathbf{A}_s и вычисляется вектор скорости s -х источников по формуле (3.15) как $\mathbf{V}_s = \lambda (\mathbf{A}_s^T \mathbf{A}_s)^{-1} \mathbf{A}_s^T \mathbf{F}_s$, где λ – длина волны, а \mathbf{F}_s – N -вектор-столбец доплеровских частот $f_{1s}, f_{2s}, \dots, f_{Ns}$.

8. Если отказывает приемопередающая станция, то операции повторяются с участием резервной станции, ориентированной относительно приемников.

Замечание: Данный алгоритм способствует улучшению разрешения по доплеровской частоте. Положительный эффект достигается за счет использования разных проекций векторов скорости на линии визирования приемников.

Для дальнейшего улучшения рассмотренного алгоритма обработки радиосигналов в многопозиционной полуактивной радиосистеме вместо частотной обработки воспользуемся частотно-временной обработкой сигналов.

3.7. Совместная обработка сигналов в частотно-временной области в многопозиционной радиосистеме

В системе позиционирования нескольких приемников результаты обнаружения сигналов, полученные в каждом приемнике, объединяются по определенному правилу, изложенному далее.

Способ совместной обработки сигналов в частотно-временной области в многопозиционной радиосистеме

В отличие от прототипа [82], в котором обработка принимаемых сигналов сводится к обнаружению сигналов в спектре доплеровских частот с определением параметров и векторов скорости источников сигналов в системе приемников, в предлагаемом способе выполнение операций обнаружения, определения параметров и векторов скорости источников осуществляется с применением частотно-временной обработки принимаемых сигналов в системе трех приемников. При этом вычисляют орты векторов направлений на источники на основе оценок угловых координат, распределяют эти орты по критерию сопряжения в группы по принадлежности одним и тем же источникам и вычисляют для каждой группы ортов векторов направлений и запомненных частот векторы скорости источников.

Алгоритм реализации способа сводится к следующим операциям.

Алгоритм 5 – Частотно-временная обработка сигналов в системе нескольких приемников

1. Станция посылает непрерывный сигнал и на промежутке времени длительностью T принимает в элементах антенной решетки отраженные сигналы, что соответствует заданной радиальной дальности, и преобразует принятые непрерывные сигналы в нескольких приемных каналах в последовательности дискретных отсчетов сигналов.

2. В каждом приемнике выполняются операции алгоритма 3 (**Алгоритм совместной обработки сигналов в частотно-временной области**) и на основе найденных угловых координат определяются орты \vec{a}_{jk} k -х направлений ($k = \overline{1, m_j}$)

на источники со стороны j -х приемников ($j = \overline{1, N}$, где N - число приемников). Запоминаются соответствующие ортам доплеровские частоты f_{jk} ,

3. Осуществляется перебор соединений $\vec{a}_{1k}, \vec{a}_{2k}, \dots, \vec{a}_{Nk}$, $k = \overline{1, m_j}$, $j = \overline{1, N}$, в группы из N векторов и выделяются частично пересекающиеся s -е группы $\vec{a}_{1s}, \vec{a}_{2s}, \dots, \vec{a}_{Ns}$, $s = \overline{1, \hat{m}}$, общим числом \hat{m} , удовлетворяющие критерию сопряжения – направления на одни и те же источники. Запоминаются соответствующие этим группам доплеровские частоты $f_{1s}, f_{2s}, \dots, f_{Ns}$, $s = \overline{1, \hat{m}}$. Сопряжение считается правильным в s -й группе векторов, если величина показателя сопряжения не превышает заданного порога γ . При этом число \hat{m} принимается за оценку числа обнаруженных сигналов от источников.

4. На основе найденных для каждой s -й группы $\vec{a}_{1s}, \vec{a}_{2s}, \dots, \vec{a}_{Ns}$ радиальных дальностей r_{2s}, \dots, r_{Ns} (дальность приемопередающей станцией известна и равна r_{1s}) вычисляются пространственные координаты обнаруженных источников $\vec{M}_{js} = r_{js} \vec{a}_{js}$, $j = \overline{1, N}$, $s = \overline{1, \hat{m}}$, в системах координат j -х приемников.

5. Для каждой s -й выделенной группы ($s = \overline{1, \hat{m}}$) координаты ортов $\vec{a}_{1s}, \vec{a}_{2s}, \dots, \vec{a}_{Ns}$ помещаются в состав $(N \times 3)$ -матрицы \mathbf{A}_s и вычисляется вектор скорости s -х источников по формуле (3.15) как $\mathbf{V}_s = \lambda (\mathbf{A}_s^T \mathbf{A}_s)^{-1} \mathbf{A}_s^T \mathbf{F}_s$, где λ – длина волны, а \mathbf{F}_s – N -вектор-столбец доплеровских частот $f_{1s}, f_{2s}, \dots, f_{Ns}$.

3.8. Сравнение с другими подходами

Рассмотрим способ обнаружения источников системой доплеровских приемников, заключающийся в расположении n пар ($n \geq 2$) взаимно ориентированных приемников в общей системе координат с последующим обнаружением источников и определением их угловых координат, отличающийся тем, что пары синхронно работающих активных и пассивных приемников с антенными решетками располагают на прямой с расстояниями $d_1 > d_2 > \dots > d_n$ симметрично относительно центра прямой, а линии визирования антенн направляют ортогонально к поверхностям полусфер возможного положения источников на

дальностях $r_k = d_k / 2$, $k = 1, 2, \dots, n$ – радиусов полусфер, при этом активные приемники в k -х парах попеременно во времени передают зондирующие сигналы, а соответствующие пассивные приемники принимают по времени отраженные сигналы, после чего принятые в парах приемников сигналы преобразуют в спектры частот, выбирают тот приемник в паре, у которого число обнаруженных доплеровских частот в спектре больше, а ширина спектральных составляющих уже, затем на этих частотах определяют фазы спектральных составляющих и фазовым методом находят угловые координаты обнаруженных источников на дальностях r_1, r_2, \dots, r_n и передают их на сопровождение.

Алгоритм реализации способа

Алгоритмически способ сводится к следующим операциям.

1. Располагаются пары синхронно работающих активных и пассивных приемников с антенными решетками на прямой AB с расстояниями $d_1 > d_2 > \dots > d_n$ симметрично относительно центра AB , а линии визирования антенн направляют ортогонально к поверхностям полусфер возможного положения источников на дальностях $r_k = d_k / 2$, $k = \overline{1, n}$ – радиусов полусфер. Центр охраняемой зоны соответствует центру полусфер.

2. Активные приемники в k -х парах ($k = \overline{1, n}$) попеременно во времени (для исключения взаимных помех) передают зондирующие сигналы, а соответствующие пассивные приемники принимают по времени отраженные сигналы.

3. Принятые в парах приемников периодические сигналы в цифровой форме преобразуются в спектры частот и находятся в спектрах доплеровские частоты, на которых максимумы амплитуд спектральных отсчетов больше заданного порога во всех приемных каналах.

4. Выбирается тот приемник в паре, у которого число обнаруженных доплеровских частот больше, а спектральные составляющие уже. На этих частотах определяются фазы спектральных составляющих и фазовым методом находятся угловые координаты источников.

5. Дальности до источников в приемнике 1 определяются по временной задержке сигналов, а в приемнике 2 – по точкам пересечения сферической поверхности уровня дальности приемника 1 и прямых с направляющими векторами на источники со стороны приемника 2.

6. Угловые координаты и дальности обнаруженных источников переводятся в общую прямоугольную систему координат.

7. Если выходит из строя передатчик в отдельной паре, то остальные продолжают работать. Предусматривается возможность сканирования линий визирования антенн для расширений зоны обзора.

Надежность и вероятность обнаружения

Надежность системы независимой работы n пар приемников при вероятности безотказной работы каждой пары p , определяется вероятностью P_n того, что из n пар приемников будет работать хотя бы одна пара:

$$P_n = 1 - (1 - p)^n, \quad (3.27)$$

что в сравнении с одной парой ($n = 1$) дает преимущество: $p_n > p$ при $n > 1$.

Если принять за p вероятность обнаружения всех источников отдельной парой приемников на заданных дальностях, то вероятность обнаружения всех источников системой из n приемников также определяется формулой (3.27). То есть системная работа пар приемников имеет преимущество по вероятности обнаружения источников по сравнению с одной парой.

Причем пара доплеровских приемников (активного и пассивного) имеет преимущество по сравнению с одним активным доплеровским приемником по вероятности обнаружения всех источников.

Замечание. Данный способ (и алгоритм его реализации) обладает недостатком – он ограничен наличием парных приемников, что снижает возможность повышения разрешения сигналов. Кроме того, при использовании пар приемников невозможно оценить вектор скорости источников. Для оценки вектора скорости необходимо как минимум три приемника.

3.9. Компьютерное моделирование

Моделирование работы алгоритма 4 (Алгоритм обработки радиосигналов в полуактивной многопозиционной радиосистеме)

В условиях моделирования работы алгоритма с одним приемником дополнительно моделировались два вспомогательных приемника и получены результаты, представленные в таблице 3.1 и на рисунке 3.8.

Таблица 3.1 – Результат моделирования алгоритма 4

Отношение сигнал-шум	В однопозиционной системе	В многопозиционной системе
\mathcal{S} (дБ)	Вероятность обнаружения всех сигналов \hat{P}	
14	0,626	0,867
16	0,628	0,870
18	0,628	0,870
20	0,630	0,872

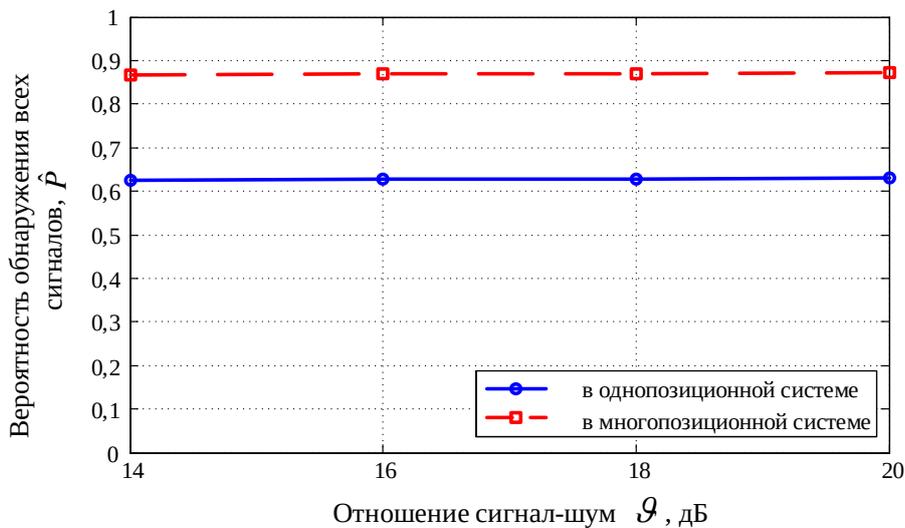


Рисунок 3.8 – Вероятность обнаружения всех сигналов в зависимости от отношения сигнал-шум при частотной обработке (три сигнала)

Таким образом, способ и алгоритм обработки сигналов в частотной области в полуактивной многопозиционной системе позволяют повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,63 до 0,87 (по результатам моделирования трех сигналов) за счет лучшего разрешения в полосе доплеровских частот в сравнении с системой, состоящей из одной приемопередающей станции. **Что доказывает положение 2.**

Моделирование работы алгоритма 5 (Алгоритм частотно-временной обработки сигналов в системе нескольких приемников). Результаты моделирования, полученные в аналогичных условиях с предыдущими алгоритмами, представлены в таблице 3.2 и на рисунке 3.9.

Таблица 3.2 – Результаты моделирования алгоритма 5

Отношение сигнал-шум	Оценка угловой координат объектов (в градусах)		Оценка вектор скорости	Вероятность обнаружения всех сигналов
	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	$\sigma[\hat{v}_{x,y,z}]$	
\mathcal{S} (дБ)	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	$\sigma[\hat{v}_{x,y,z}]$	\hat{P}
14	0,317	0,132	0,211	0,907
16	0,315	0,129	0,202	0,930
18	0,314	0,121	0,197	0,947
20	0,310	0,118	0,195	0,963

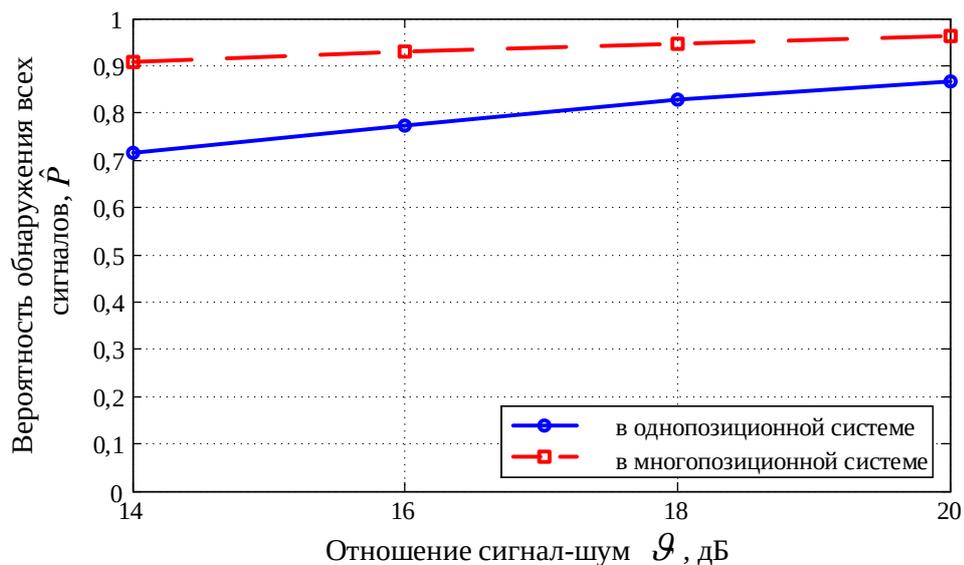


Рисунок 3.9 – Вероятность обнаружения всех сигналов в зависимости от отношения сигнал-шум при частотно-временной обработке (три сигнала)

Таким образом, способ и алгоритм обработки сигналов в частотно-временной области в полуактивной многопозиционной системе позволяют повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,86 до 0,96 (по результатам моделирования трех сигналов) по сравнению с одной приемопередающей станцией. **Что доказывает положение 3.**

Предложенный подход отличается от активных систем позиционирования пониженными в три раза энергетическими затратами за счет использования одной приемопередающей станции и нескольких (двух и более) пассивных приемников.

3.10. Основные результаты

В третьей главе получены следующие основные результаты.

1. Предложен подход к нахождению векторов направлений на источники в системе приемников и правило обнаружения сигналов, на основе которого разработаны способ и алгоритм оценивания параметров источников сигналов.
2. Разработаны способ и алгоритм обработки сигналов в полуактивной системе приемников в частотной области с улучшенными характеристиками обнаружения сигналов с оцениванием их параметров и векторов скорости.
3. Разработаны способ и алгоритм обработки сигналов в частотно-временной области в полуактивной системе приемников с улучшенными характеристиками обнаружения сигналов с оцениванием их параметров и векторов скорости. Проведено моделирование работы всех алгоритмов.
4. Проведено моделирование работы алгоритмов и получены характеристики их эффективности.
5. Доказано положение 2: способ и алгоритм разрешения нескольких сигналов в системе позиционирования приемников отличаются обработкой сигналов в частотной области при определенном расположении приемников и позволяют за счет этого повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,63 до 0,87 с оцениванием их параметров (по результатам моделирования трех сигналов) в сравнении с частотной обработкой в одном приемнике, а также оценить динамику источников сигналов.
6. Доказано положение 3: способ и алгоритм разрешения нескольких сигналов в системе позиционирования приемников отличаются обработкой сигналов во временной и частотной областях при определенном расположении приемников и позволяют за счет этого повысить вероятность обнаружения

всех сигналов с 0,86 до 0,96 с оцениванием их параметров (по результатам моделирования трех сигналов) в сравнении с частотно-временной обработкой в одном приемнике, а также оценить динамику источников сигналов.

4. АСПЕКТЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

4.1. Принцип синхронизации нескольких приемников

При использовании многопозиционной полуактивной радиосистемы задача синхронизации играет важную роль в работе системы, хотя в данной работе ошибки синхронизации не учитываются. Рассмотрим общие принципы синхронизации в следующем обзоре [43].

На рисунке 4.1 показана схема синхронизации приемников. Системный сегмент состоит из N модулей с известными координатами, которые могут быть приемно-передающими (ППрМ) или только приемными (ПрМ) в зависимости от выбранной конфигурации радиосистемы. Дополнительно в состав системного сегмента входит подсистема управления и мониторинга (ПУМ), которая связана с каждым модулем по протоколу Ethernet и обеспечивает контроль и синхронизацию работы всей системы. Системный сегмент может размещаться на поверхности Земли или на палубе корабля и гарантирует покрытие навигационным полем зоны обслуживания системы.

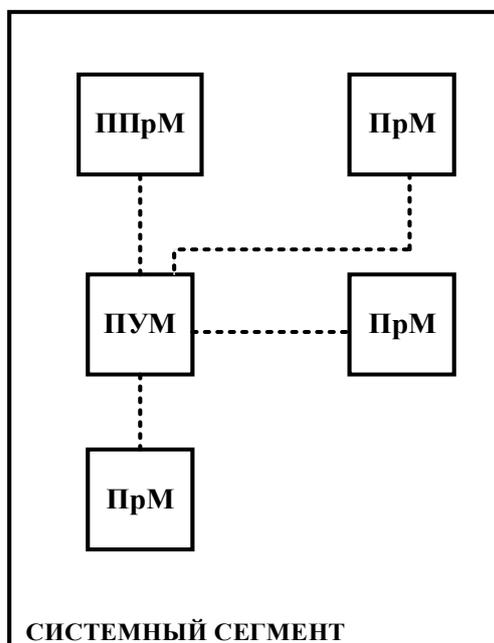


Рисунок 4.1 – Схема синхронизации приемников

Один из вариантов построения приемно-передающего модуля приведен на рисунке 4.1. Каждый модуль включает передатчик, параметры радиосигнала которого (частота, начальная фаза и задержка) могут регулироваться, а также блок управления, отвечающий за контроль и сбор результатов измерений каждого из ПрМ в ПУМ. Рассматриваемый модуль содержит N пятиканальных приемников, каждый из которых включает петли поиска, захвата и слежения за параметрами радиосигналов от каждого из модулей, входящих в систему фазовой автоподстройки частоты (ФАП) и систему слежения за задержкой сигнала (ССЗ).

Коммутатор выполняет переключение модулей с приема на передачу, и наоборот, а каждый модуль производит поиск, захват и слежение за радиосигналами. Чтобы обеспечить синхронизацию пространственно-разнесенных модулей, используется циклический процесс, который состоит из двух этапов. На первом этапе работы спутниковой системы каждый модуль осуществляет формирование измерений дальности и фазы для каждого канала приема.

На втором этапе происходит объединение измерений, полученных от всех модулей в приемно-управляющем модуле (ПУМ), и вычисление коррекций управляющих сигналов.

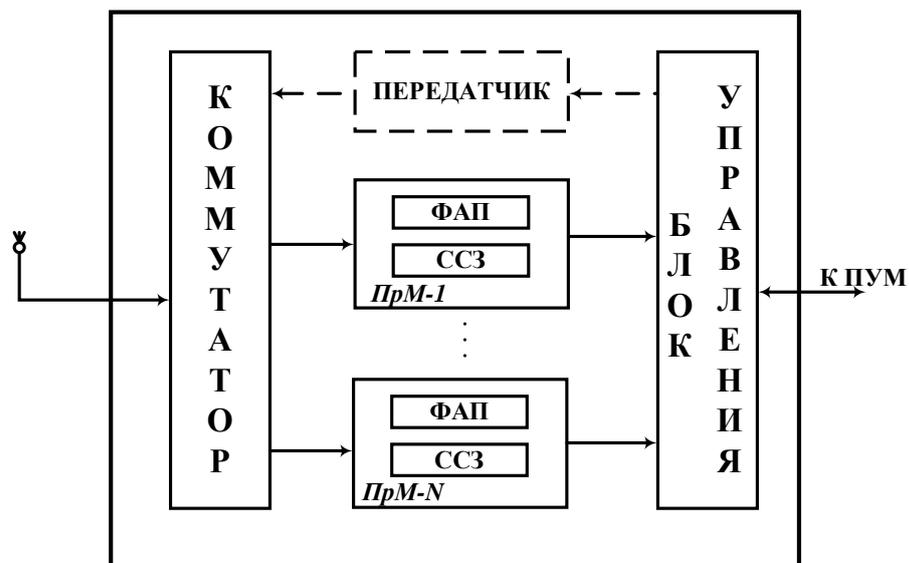


Рисунок 4.2 – Схема синхронизации приемников

4.2. Оценки сложности и быстродействия алгоритмов

При обработке в частотной области применялось БПФ, сложность которого $O(n \log_2 n)$, где n – число отсчетов сигнала. При обработке во временной области применялся экспоненциальный сглаживающий фильтр для оценивания частоты и фильтр Калмана для оценивания фазы. Сложность экспоненциального фильтра второго порядка $O(4n)$, сложность фильтра Калмана с учетом матричных операций $O(138m)$, где m – число отсчетов сигналов для оценки фазы, причем для предварительно сглаженного сигнала достаточно $m = 20$. В работе рассматривалась последовательность отсчетов длительностью $n = 1024$.

За счет параллельной обработки радиосигналов в частотной и временной областях в расчете сложности принимается наибольшая сложность из двух параллельных операций. В таблице 4.1 показано количество N операций умножения, необходимое для оценивания частоты и фазы. Операции умножения в современных процессорах могут быть произведены за несколько тактов. Так, число тактов процессора Intel Core i9-9900K 3,6 ГГц, необходимое при выполнении операции умножения 32 разрядных чисел с плавающей запятой, составляет 2 – 5 тактов. С учетом этого в таблице 4.1 показано время T (мс), необходимое для выполнения операций.

Таблица 4.1 – Количество операций и время обработки

Обработка	N	T (мс)
Частотная	10240	0,0142
Временная	6856	0,0095
Частотно-временная	10240	0,0142

Время обработки может быть снижено при использовании специализированных программно-аппаратных средств (FPGA, ASIC), реализация которых на ПЛИС позволиткратно снизить время вычислений.

4.3. Совместная обработка с радиометром

Результатом решения задачи оценивания параметров нескольких сигналов в полосе доплеровских частот являются оценки параметров источников этих сигналов, позволяющие осуществлять слежение за движением источников. При этом дополнительную информацию об источниках извлекают из характеристик принимаемых сигналов, например амплитуд. Вместе с тем для распознавания типов источников по их энергетическим характеристикам сигнальной информации недостаточно. Энергетическую характеристику в виде температуры могут давать тепловизоры, работающие в оптическом диапазоне длин волн. Однако их работа ограничена условиями оптического наблюдения. Радиометры измеряют радиояркостную температуру источников в радиодиапазоне длин волн и позволяют проводить измерения в любых условиях [37, 58-60, 71, 105]. Однако они обладают большим временем накопления сигнала (от 0,1 до 1 с.), что не позволяет применять их для слежения за движущимися источниками.

Возникает задача использования радиометров в составе приемников для получения дополнительной сигнальной информации в виде радиояркостной температуры источников сигнала. Известны способы сопровождения источников с помощью построения траекторий их движения в последовательности периодов обзора [6, 7, 56, 65, 100].

Прототип

Рассмотрим в качестве прототипа способ обнаружения и траекторного сопровождения источников [57] в последовательности периодов обзора, который алгоритмически может быть реализован следующим образом.

1. В первых двух периодах обзора принимаемые сигналы подвергают первичной обработке, по результатам которой определяют векторы оценок пространственных координат источников. Векторы оценок, найденные в соседних периодах обзора, соединяют в пары векторов, дающих начальную линейную модель траектории.

2. В третьем и последующих периодах обзора каждой полученной в предыдущем периоде траектории ставят в соответствие вновь определенные векторы, по-

павшие в доверительную область, построенную относительно экстраполированных координат траектории. Экстраполяцию осуществляют с учетом модели траектории и длительности периода обзора.

3. Все векторы, попавшие в доверительную область ранее полученной траектории, дают продолжения траектории путем их присоединения к траектории и уточнения оценок параметров ее принятой модели (линейной или более высокого порядка). Вычисляют показатель правдоподобия каждой траектории в виде суммы квадратов "невязок" – отклонений всех присоединенных к траектории векторов относительно модельных значений траектории. Дополнительно в состав показателя можно включать квадраты невязок для амплитуд сигналов.

4. Если в доверительной области не оказывается ни одного вектора, то для ранее полученной траектории фиксируют пропуск. Для такой траектории строят доверительную область на следующий период обзора с учетом ошибки экстраполяции. При заданном числе пропусков подряд траекторию сбрасывают с рассмотрения как ложную или делают заключение о выходе источника за пределы видимости.

5. Векторы, не вошедшие в состав траекторий, рассматривают как начальные векторы для образования новых траекторий. К ним в следующем периоде обзора присоединяют парные векторы и тем самым задают начальные линейные траектории, которые в последующих периодах обзора обрабатывают в соответствии с пп. 2 – 4 для принятой модели траектории.

6. Все сформированные в текущем периоде обзора траектории и не присоединенные векторы (с определенной меткой) получают новую нумерацию. Запоминают присоединенные к траекториям векторы (или их номера в общем списке), параметры траекторий и показатели правдоподобия.

7. При наличии определенного количества присоединенных к траекториям векторов последовательно выбирают группы с наименьшими суммарными квадратами невязок и не имеющие общих векторов (допускается малое количество пересечений). Такие группы считают обнаруженными и передают на сопровождение их траекторий.

8. На этапе сопровождения траекторий распознают принадлежность источника определенному классу по изменению скорости и характеристикам сигнала.

Данный способ обладает следующим недостатком. Он не учитывает при сопровождении траекторий энергетических характеристик источников, что может приводить к ошибкам классификации и неверным последующим решениям.

Предложенный способ [81] направлен на устранение этого недостатка, а именно, на использование совместно с приемником сканирующего радиометра для измерения радиояркой температуры источников, подлежащих сопровождению, с целью увеличения вероятности распознавания их типа.

Способ слежения за движущимися источниками отличается тем, что совмещают с приемником радиометр и на этапе сопровождения источников ранжируют источники по степени важности и в порядке ранжирования последовательно переводят линию визирования антенны радиометра в направлении экстраполированного положения каждого источника с угловой скоростью, равной угловой скорости движения источника по траектории, и измеряют радиояркую температуру за время перемещения источника в экстраполированное положение, после чего классифицируют источник по принадлежности определенному классу с учетом измеренной радиояркой температуры и траекторных параметров.

Алгоритм слежения

Алгоритмически способ осуществляется следующим образом.

1. Выполняются операции пп. 1 – 7 способ-прототипа.
2. Ранжируются подлежащие сопровождению траектории по степени важности в зависимости от дальности и направления вектора скорости.
3. В порядке ранжирования находится упрежденное положение каждого источника в виде вектора экстраполированных координат $M_i^{\partial} = M_i + \tau_i V_i$ на момент времени $t_i + \tau_i$, где τ_i – длительность промежутка времени, необходимого для вывода линии визирования радиометра в упрежденную точку M_i^{∂} , и осуществляется перевод линии визирования антенны радиометра с угловой скоростью

движения источника по траектории (относительно радиометра) в направлении $M_i^{\mathcal{E}}$.

4. Для этого определяется угол между ортами векторов направлений на текущее и экстраполированное положения источника (с помощью скалярного произведения векторов) и делится угол на время движения источника из текущего в экстраполированное положение. Принимается прямолинейное движение источника за время накопления сигнала радиометром, не превышающее долей секунды или секунды.

5. Измеряется с помощью радиометра радиояркая температура источника за время его перемещения в экстраполированное положение и запоминается. Повторяются подобные операции измерения радиояркой температуры для каждого источника в порядке ранжирования.

6. Классифицируются источники по принадлежности определенным классам с учетом измеренной радиояркой температуры и траекторных параметров.

Применение рассмотренного способа позволит повысить вероятность правильной классификации обнаруженных источников при их сопровождении за счет измерения радиояркой температуры за время перемещения источников в экстраполированные положения.

4.4. Применение в медицинских измерениях

Результаты диссертационных исследований в части определения скорости движения источников сигналов в системе приемников можно применить в области медицинской диагностики состояния сосудов путем измерения скорости кровотока в разных частях тела. Известны способы измерения скорости кровотока в сосудах с помощью ультразвуковых датчиков [74, 77]. Так, в способе [74] используются три датчика, закрепленные на браслете с регулируемыми углами поворота секций браслета. Датчики последовательно излучают и принимают зондирующие сигналы, по измеренному сдвигу частоты определяются три радиальные проекции вектора скорости. В способе [77] один датчик излучает и принимает сигнал под двумя измеряемыми углами в направлении двух выбранных контрольных объемов сосуда на его малом участке, также измеряются расстояния до двух кон-

трольных объемов и расстояние от датчика до сосуда. В результате в одной плоскости образуются два прямоугольных треугольника с одним общим измеренным катетом и с помощью двух измеренных углов определяются две радиальные проекции вектора скорости кровотока. Недостатками способа [77] являются наличие ошибок измерения расстояний от датчика до контрольных объемов сосуда и углов направления ультразвуковых лучей на выбранные контрольные объемы.

Наиболее близким к предлагаемому способу является способ [74], который алгоритмически заключается в следующем.

1. Три приемопередающих датчика закрепляют в трех секциях браслета. Секции имеют регулируемые углы взаимного поворота. Браслет помещают на руке.

2. Определяют три угла направления ультразвуковых лучей датчиков на контрольный объем сосуда и два угла взаимной ориентации боковых секций браслета относительно средней секции.

3. Датчики последовательно излучают и принимают сигнал. Измеряют доплеровский сдвиг частоты по трем каналам излучения. На основе трех проекций вектора скорости измеряют абсолютную величину скорости кровотока.

4. Формируют временной сигнал, отражающий величину измеренной абсолютной скорости, и отображают его на экране.

Данный способ обладает следующими недостатками.

1. Браслет невозможно применить для измерения скорости кровотока в сосудах шеи, сердца и других участков тела.

2. Последовательное излучение трех датчиков (отсутствие синхронизации) дает измерения разных фаз импульса кровотока, что приводит к ошибкам измерения истинной скорости кровотока.

3. Измерению скорости предшествует процедура настройки пяти разных углов, что затрудняет работу медицинского персонала по проведению диагностических операций в реальном времени.

Предлагаемое техническое решение направлено на устранение этих недостатков, а именно, на измерение скорости кровотока в сосудах любых участках тела,

синхронную работу всех датчиков и упрощенную процедуру настройки только одного угла поворота (см. рисунок 4.3).

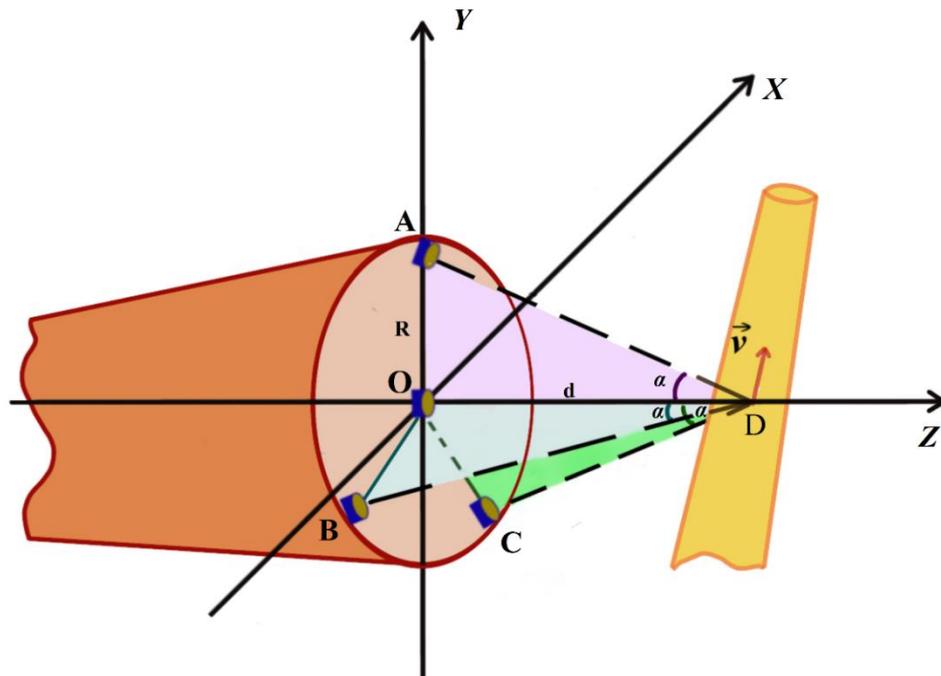


Рисунок 4.3 – Система координат и направление ультразвуковых лучей

Технический результат предлагаемого решения достигается применением способа измерения скорости кровотока системой ультразвуковых датчиков, который заключается в пространственном размещении взаимно ориентированных ультразвуковых датчиков, излучении зондирующего сигнала и приеме отраженных сигналов, измерении доплеровских сдвигов частоты в датчиках и вычислении скорости кровотока, отличающийся тем, что размещают в корпусе прибора в виде усеченного конуса один приемопередающий датчик по центру большего основания конуса, прикладываемого к участку тела, и три принимающих боковых датчика, расположенных по окружности большего основания конуса с взаимным угловым отклонением 120° , излучают сигнал центральным датчиком по осевой линии конуса в направлении исследуемого контрольного объема сосуда и принимают отраженный сигнал боковыми датчиками, наклоненными под одним общим регулируемым углом α к осевой линии конуса, измеряют доплеровский сдвиг частот в трех боковых датчиках и на основе измеренных частот вычисляют вектор \mathbf{V} трех координат скорости движения кровотока по формуле (3.16) $\mathbf{V} = \lambda \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{F}$, где λ –

длина ультразвуковой волны, \mathbf{F} – вектор трех измеренных доплеровских частот, \mathbf{A} – матрица вида

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ (\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ -(\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

где α – общий регулируемый угол наклона трех боковых датчиков относительно оси конуса, далее отображают величину скорости как норму вектора \mathbf{V} в реальном времени на экране индикатора и выбирают угол α по максимальной величине скорости, которую принимают за измеренную максимальную скорость кровотока, причем для измерения скорости кровотока в сосудах на большой глубине увеличивают в два раза число принимающих датчиков с общим регулируемым углом наклона α , размещают датчики по окружности парами с угловым расстоянием между соседними парами 90° так, чтобы противоположные датчики не лежали на одной прямой, включают в состав вектора \mathbf{F} дополнительно три доплеровские частоты, заменяют матрицу \mathbf{A} на матрицу \mathbf{B} :

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ -(1/2)\sin \alpha & -(\sqrt{3}/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ (\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ \sin \alpha & 0 & 1 + \cos \alpha \\ -(\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ -(1/2)\sin \alpha & (\sqrt{3}/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

и вычисляют вектор скорости \mathbf{V} по формуле 3.17: $\mathbf{V} = \lambda(\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{F}$.

Для матрицы \mathbf{A} , заданной выражением (4.1), обратная матрица в формуле расчета средней ошибки измерения скорости (3.21) раскрывается как диагональная матрица вида

$$(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix} = \text{diag}(a, a, b), \quad a = \frac{2}{3\sin^2 \alpha}, \quad b = \frac{1}{3(1 + \cos \alpha)^2} \quad (4.3)$$

и формула (3.21) при подстановке (4.3) принимает вид

$$\Delta v_{cp} = 1,6\lambda\sigma_f\sqrt{(2a+b)/3}. \quad (4.4)$$

Алгоритмически способ измерения скорости кровотока заключается в следующем.

1. Размещают в корпусе прибора в виде усеченного конуса один приемопередающий датчик по центру большего основания конуса, прикладываемого к участку тела, и три принимающих боковых датчика, расположенных по окружности большего основания конуса с взаимным угловым отклонением 120° и имеющих общий регулируемый угол наклона α к оси конуса.

2. Прикладывают корпус прибора большим основанием к участку тела в направлении сосуда.

3. Излучают сигнал центральным датчиком по осевой линии конуса в направлении исследуемого контрольного объема сосуда и принимают отраженный сигнал тремя боковыми датчиками, наклоненными под одним начальным регулируемым углом наклона $\alpha = 60^\circ$ к оси конуса.

4. Измеряют доплеровские сдвиги частот f_1, f_2, f_3 в трех боковых датчиках и на основе измеренных частот вычисляют вектор $\mathbf{V} = (v_x, v_y, v_z)^T$ трех координат скорости движения кровотока по формуле

$$\mathbf{V} = \lambda \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{F} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} = \lambda \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ (\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ -(\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

5. Отображают величину скорости $v(t) = \|\mathbf{V}\| = \sqrt{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2}$ как норму вектора \mathbf{V} в реальном времени t на экране индикатора.

6. Выбирают общий регулируемый угол наклона α боковых датчиков по максимальной величине скорости v_{\max} , которую принимают за измеренную максимальную скорость кровотока.

7. Для измерения скорости кровотока в сосудах на большой глубине d (см. фигуру) увеличивают в два раза число принимающих датчиков с общим регулируе-

мым углом наклона α к оси конуса, размещают датчики по окружности парами с угловым расстоянием между соседними парами 90° так, чтобы противоположные датчики не лежали на одной прямой, включают в состав вектора \mathbf{F} дополнительно три доплеровские частоты: $\mathbf{F} = (f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6)^T$, меняют матрицу \mathbf{A} на матрицу \mathbf{B} формулы (4.2) и вычисляют вектор скорости \mathbf{V} как $\mathbf{V} = \lambda(\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{F}$.

Повышение точности оценок вектора скорости

Для уменьшения средней ошибки (4.4) предусматривается увеличение числа приемных датчиков в два раза и их расположение по окружности основания конуса парами в точках A, A', B, B', C, C' , с координатами

$$A(0, R, 0), A'(R/2, \sqrt{3}R/2, 0), B(-\sqrt{3}R/2, -R/2, 0), B'(-R, 0, 0) \\ C(\sqrt{3}R/2, -R/2, 0), C'(R/2, -\sqrt{3}R/2, 0).$$

При этом матрица \mathbf{A} координат ортов, находящаяся в составе уравнения (3.19), принимает вид матрицы \mathbf{B} по формуле (4.2)

Оценка вектора скорости $\hat{\mathbf{V}}$ находится по формуле (3.19), а средняя ошибка Δv_{cp} – по формуле (4.4) путем замены матрицы \mathbf{A} на матрицу \mathbf{B} . При этом обратная матрица $(\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1}$ раскрывается как диагональная матрица вида

$$(\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix} = \text{diag}(a, a, b),$$

где a и b определены в (4.3). Соответственно средняя ошибка уменьшается в $\sqrt{2}$ раз:

$$\Delta v_{cp} = \frac{1}{\sqrt{2}} 1,6 \lambda \sigma_f \sqrt{(2a + b)/3}. \quad (4.6)$$

Расчет средней ошибки при измерении скорости кровотока

Известно [95], что в практике ультразвуковых измерений используются несущие частоты $f_0 = 2 \div 10$ МГц. Для скорости ультразвука $c = 1540$ м/с длина ультразвуковой волны составляет

$$\lambda = 1540 / f_0 = (154 \div 770) \cdot 10^{-6} \text{ м.}$$

Формула (4.4) расчета ошибки измерения скорости для указанного диапазона значений λ и случая трех приемных датчиков ($n = 3$) принимает вид

$$\Delta v_{cp} = (0,0002 \div 0,0012) \sigma_f \sqrt{(2a + b) / 3}, \quad (4.7)$$

где параметры a и b определены в (4.3) и зависят от угла α .

Примем скорость кровотока равной $v = 0,1$ м/с [98]. Доплеровская частота в каждом k -м приемном датчике для диапазона углов наклона $\alpha = (30^\circ \div 60^\circ)$ составляет

$$f_k = \frac{v_k}{\lambda} = \frac{v \sin \alpha}{\lambda} = \frac{0,1 \cdot (0,5 \div 0,866) \cdot 10^6}{(154 \div 770)} = (65 \div 562) \text{ Гц.}$$

Также примем СКО ошибки измерения f_k равным $\sigma_f = 10$ Гц.

В таблице 4.2 показан расчет диапазонов средней ошибки (4.4) и средней относительной ошибки в процентах $\varepsilon_{cp} = (\Delta v_{cp} / v) \cdot 100\%$ для разных значений угла α , скорости $v = 0,1$ м/с и $\sigma_f = 10$ Гц. Указано расстояние d от центрального излучающего датчика до сосуда в зависимости от угла α : $d = R \cdot \text{ctg} \alpha$. Расчет диапазона средней ошибки для шести приемных датчиков ($n = 6$) в соответствии с формулой (4.6) представлен таблицей 4.2.

Таблица 4.2 – Средняя и относительная ошибки ($N = 3$)

α	d	Δv_{cp} , м/с	ε_{cp} , $v = 0,1$ м/с
30°	$1,7R$	$0,0027 \div 0,016$	$2,7 \% \div 16,1 \%$
40°	$1,2R$	$0,0021 \div 0,013$	$2,1 \% \div 12,7 \%$
50°	$0,8R$	$0,0018 \div 0,011$	$1,8 \% \div 10,7 \%$
60°	$0,6R$	$0,0016 \div 0,010$	$1,6 \% \div 9,6 \%$

Таблица 4.3 – Средняя и относительная ошибки ($N = 6$)

α	d	Δv_{cp} , м/с	ε_{cp} , $v = 0,1$ м/с
30^0	$1,7R$	$0,0019 \div 0,011$	$1,9 \% \div 11,4 \%$
40^0	$1,2R$	$0,0015 \div 0,009$	$1,5 \% \div 8,9 \%$
50^0	$0,8R$	$0,0013 \div 0,008$	$1,3 \% \div 7,6 \%$
60^0	$0,6R$	$0,0011 \div 0,007$	$1,1 \% \div 6,8 \%$

Выводы

1. Из таблиц 4.2 и 4.3 следует, что меньшие значения средней ошибки в диапазонах, указанных в таблицах, соответствуют большим частотам излучения. То есть средняя ошибка измерения уменьшается с увеличением частоты зондирования. С увеличением глубины измерения (расстояния d до сосуда), то есть уменьшения регулируемого угла наклона α , средняя ошибка увеличивается.

2. Увеличение ошибки можно компенсировать увеличением радиуса основания конуса R , но при этом увеличиваются размеры диагностического прибора. Поэтому компенсировать рост ошибки можно увеличением числа приемных датчиков от трех до шести (таблица 4.3 в сравнении с таблицей 4.2).

3. Как следует из (4.4), уменьшение средней ошибки Δv_{cp} также можно достичь уменьшением СКО ошибки измерения доплеровской частоты σ_f .

4. Увеличение числа приемных датчиков не приводит к увеличению энергетической нагрузки прибора, так как излучает один центральный датчик.

4.5. Основные результаты

В четвертой главе получены следующие основные результаты.

1. Изучен способ синхронизации работы нескольких приемников, необходимый для практической реализации алгоритмов обработки сигналов в системе приемников.

2. Проведен анализ сложности алгоритмов и дана оценка их быстродействия. Показано, что вычислительные затраты алгоритма обработки сигналов во временной области в 2 раза меньше по сравнению с обработкой в частотной области.

3. Предложен способ и алгоритм слежения за движущимися источниками приемником совместно с радиометром. Способ позволяет получить дополнительную информацию о радиояркостной температуре в течение времени перемещения источников, что в свою очередь способствует повышению вероятности правильной классификации обнаруженных источников в процессе их сопровождения.

4. Предложен способ и алгоритм измерения скорости движения биологических сред в приборах медицинской диагностики, отличающийся удобством регулировки прибора по одному регулируемому углу и позволяющий измерять скорость независимо от наклона прибора. Способ допускает понижение средней ошибки оценки скорости за счет увеличения количества приемных датчиков.

5. Проведено моделирование работы алгоритмов и получены характеристики их эффективности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационных исследованиях получены следующие результаты.

1. Разработаны способ и алгоритм разрешения нескольких сигналов в одном приемнике отличаются совместной обработкой сигналов во временной и частотной областях и позволяют за счет этого повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,63 до 0,86 с оцениванием их параметров (по результатам моделирования трех сигналов) в сравнении с обработкой в одной частотной области.

2. Разработаны способ и алгоритм разрешения нескольких сигналов в системе позиционирования приемников отличаются обработкой сигналов в частотной области при определенном расположении приемников и позволяют за счет этого повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,63 до 0,87 с оцениванием их параметров (по результатам моделирования трех сигналов) в сравнении с частотной обработкой в одном приемнике, а также оценить динамику источников сигналов.

3. Разработаны способ и алгоритм разрешения нескольких сигналов в системе позиционирования приемников отличаются совместной обработкой сигналов во временной и частотной областях при определенном расположении приемников и позволяют за счет этого повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,86 до 0,96 с оцениванием их параметров (по результатам моделирования трех сигналов) в сравнении с частотно-временной обработкой в одном приемнике, а также оценить динамику источников сигналов.

4. Разработаны способ и алгоритм измерения скорости движения биологических сред в приборах медицинской диагностики, отличающиеся удобством регулировки прибора по одному углу и позволяющие измерять скорость независимо от наклона прибора, а также понизить среднюю ошибку оценки скорости за счет увеличения количества приемных датчиков.

5. Создано программное обеспечение задач диссертационного исследования, реализующее предложенные способы и алгоритмы в вычислительной среде.

Перспектива исследований направлена на изучение технических возможностей для реализации предложенных решений и условий их применимости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аверьянов, В. Я. Разнесенные радиолокационные станции и системы / В. Я. Аверьянов – М.: Наук и техника, 1978. – 184 с.
2. Аврамчук, В. С. Частотно-временной корреляционный анализ цифровых сигналов / В. С. Аврамчук, Чан Вьет Тьяу // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 315. – № 5. – С. 112-115.
3. Алексеев, А. А. Применение методов частотно-временной обработки акустических сигналов для анализа параметров реверберации / А. А. Алексеев, В. А. Аладинский, В. К. Железняк, В. Ф. Комарович, С. В. Дворников // Научное приборостроение. – 2001. – Т. 11. – № 1. – С. 65-76.
4. Аникин, А. П. Частотно-временная обработка сложных сигналов алгоритмами на основе анализа собственных чисел матриц данных / А. П. Аникин, А. В. Шавров // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2010. – № 2. – С. 30-36.
5. Ашихмин, А. В. Технические характеристики и особенности построения автоматических радиопеленгаторов семейства артикул / А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин, А. М. Рембовский, А. Р. Сергиенко // Спецтехника и связь. – 2008. – № 2 – С. 26-35.
6. Бакулев, П. А. Радиолокационные системы: учебник для вузов / П. А. Бакулев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.
7. Бакулев, П. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П. А. Бакулев, В. М. Степин. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
8. Бахолдин, В. С. Алгоритмы обработки сигналов с квадратурным уплотнением и частотным разделением в многопозиционных радиолокационных системах / В. С. Бахолдин, Д. А. Гаврилов, Д. А. Леконцев // Вопросы радиоэлектроники. 2015. – № 9 – С. 116-124.
9. Белов, С. П. О формировании и обработке сложных канальных сигналов на основе частотно-временных матриц / С. П. Белов, В. С. Сердюков, А. С. Белов, Е. В Скобченко // Экономика. Информатика. 2023. –Т. 50. – № 1. – С. 211-218.
10. Бестугин, А. Р. Частотно-временная обработка сигналов, отраженных от малоразмерных летательных объектов / А. Р. Бестугин, С. В. Дворников, С. С.

Дворников, И. А. Киршина // Естественные и технические науки. – 2021. – № 12(163). – С. 277-284.

11. Блейхут, Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Р. Блейхут. – М.: Мир, 1986. – 576 с.

12. Богданович, В. А. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов / В. А. Богданович, А. Г. Вострецов. – М: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 316 с.

13. Боровицкий, Д. С. Фильтрация и сглаживание данных спутникового высотомера при наземной дообработке / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2019. – Т. 22. – № 2. – С. 13-21.

14. Бортовые комплексы радиоэлектронной борьбы самолетов и вертолетов: учебное пособие / А. В. Леньшин. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2021. – 298 с.

15. Булычев, Ю. Г. Применение совокупности инвариантов для решения задачи отождествления пеленгов в угломерных системах / Ю. Г. Булычев, А. А. Коротун // Радиотехника. – 1988. – № 4. – С.38-43.

16. Булычев, Ю. Г. Оптимальное оценивание координат местоположения летательных аппаратов на базе пассивных угломерно-плоскостных систем / Ю. Г. Булычев, С. В. Ливинский, В. Н. Соловьев // Научный вестник МГТУ ГА. – 2010. – № 159. – С. 148-154.

17. Булычев, Ю. Г. Инвариантно-групповой метод отождествления пеленгов в триангуляционных многопозиционных системах пассивной локации / Ю. Г. Булычев, В. Н. Таран // Радиотехника и электроника. – 1987. – Т. 32. – № 4. – С. 755-765.

18. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 1. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции. (Detection, Estimation, and Modulation Theory. P.I.) / Перевод с английского под редакцией В.И. Тихонова. – М.: Советское радио. Редакция литературы по вопросам космической радиоэлектроники, 1972. – 742 с.

19. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 2. Теория нелинейной модуляции. (Detection, Estimation, and Modulation Theory. P.II. Nonlinear Modulation Theory) / Перевод с англ. В. В. Липьяйнена под ред. В. Т. Горяинова. – М.: Сов. радио, 1975. – 344 с.
20. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 3. Обработка сигналов в радио- и гидролокации и прием случайных гауссовых сигналов на фоне помех. (Detection, Estimation, and Modulation Theory. P.III. Radar-Sonar Signal Processing and Gaussian Signals in Noise) / Перевод с английского В.В. Липьяйнена под редакцией В. Т. Горяинова. – М.: Сов. радио. Редакция литературы по вопросам космической радиоэлектроники, 1977. – 662 с.
21. Витязев, В. В. Многоскоростная обработка сигналов / В. В. Витязев – М.: Горячая линия – Телеком, 2017. – 336 с.
22. Воробьева, Е. А. Анализ параметров волнового пакета на основе динамического оценивания фазы спектральных составляющих / Е. А. Воробьева, И. П. Гуров // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2013. – № 2. – С. 45-49.
23. Воскресенский, Д. И. Устройства СВЧ и антенны / Д. И. Воскресенский и др.; под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2016. – 560 с.
24. Гольденберг, Л. М. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
25. Гришенцев, А. Ю. Цифровые системы широкополосной связи. Часть 2. Оконные и вейвлет-функции и преобразования / А. Ю. Гришенцев, А. Г. Коробейников, С. А. Арустамов. – СПб: Университет ИТМО, 2019. – 42 с.
26. Гуров, И. П. Анализ акустических сигналов на основе метода фильтрации Калмана / И. П. Гуров, П. Г. Жиганов, А. М. Озерский // Научно-технический вестник СПбГИТМО (ТУ). – 2002. – Вып. 6. – С. 200-206.
27. Дворников, С. В. Метод обнаружения радиосигналов на основе обработки их частотно-временных распределений плотности энергии / С. В. Дворников, В. Ф. Комарович, В. К. Железняк и др. // Информация и космос. – 2005. – № 4. – С. 13-17.

28. Дворников, С. В. Метод обнаружения радиоизлучений на основе частотно-временного распределения Алексеева / С. В. Дворников, М. В. Медведев, В. К. Железняк и др. // Научное приборостроение. – 2006. – Т. 16. – № 1. – С. 97-105.
29. Дворников, С. В. Модификация частотно-временных описаний нестационарных процессов на основе показательных и степенных функций / С. В. Дворников, А. М. Сауков // Научное приборостроение. – 2004. – Т. 14. – № 2. – С. 57-66.
30. Денисов, В. П. Фазовые радиопеленгаторы / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2002. – 251 с.
31. Денисов, В. П. Исследование работы фазового пеленгатора с квази-оптимальным устранением неоднозначности на наземных трассах / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин, М. В. Крутиков, А. А. Мещеряков // Доклады ТУСУРа. – 2011. – №2 (24). – часть 1. – С. 7-15.
32. Ермолаев, В. Т. Угловое сверхразрешение сигналов в антенной решётке с помощью корневого метода минимального многочлена корреляционной матрицы / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман, А. В. Елохин, О. А. Шмонин // Известия вузов. Радиофизика. – 2018. – Т. 61. – № 3. – С. 261-272.
33. Ермолаев, П. А. Динамическое оценивание параметров интерферометрических сигналов методом расширенной фильтрации Калмана второго порядка / П. А. Ермолаев // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2014. – № 2. – С. 17-22.
34. Захарова, М. В. Исследование алгоритмов технического зрения для систем пространственного слежения в типовых режимах их функционирования / М. В. Захарова, Г. Шмигельский, В. В. Григорьев // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2018. – Т. 18. – № 3. – С. 487-492.
35. Исмаилов, А. В. Применение многомерных фильтров Калмана для комплексной оценки параметров каналов с MIMO-OFDM / А. В. Исмаилов, Д. С. Кукушкин, Л. Н. Казаков // Докл. междунауч. научно-тех. сем. "Системы синхрони-

зации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания" (Синхроинфо 2011). – Одесса, 2011 – С. 93-95.

36. Кагаленко, М. Б. Алгоритмы оценки частотных составляющих полигармонического сигнала для повышения разрешающей способности радиотехнических систем: дис. канд. тех. наук: 05.12.04 / Кагаленко М. Б.; Рязанский гос. радиотехн. ун-т им. В. Ф. Уткина. – Рязань, 2021. – 141 л.

37. Кейпон, Дж. Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением / Дж. Кейпон // ТИИЭР. – 1969. – Т. 51. – № 12. – С. 69-79.

38. Келл, Р. Е. К нахождению двухпозиционного РПС по результатам измерения однопозиционной системы / Р. Е. Келл // ТИИЭР. – 1965. – Т. 53. – № 8. – С. 1126-1132.

39. Кириллов, С. Н. Практические аспекты применения алгоритмов цифровой фильтрации и обработки сигналов в радиотехнических системах. Часть 1 Перспективные методы цифровой фильтрации в радиотехнических системах: монография / под ред. С. Н. Кириллова. – Рязань: РГРТУ, 2009. – 272 с.

40. Кишко, Д. В. Анализ точности определения собственных координат при использовании радионавигационной системы с малыми базами между передатчиками / Д. В. Кишко // Электронный журнал «Труды МАИ» – Москва, 2014. – № 78. – режим доступа: <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=53755>.

41. Кишко, Д. В. Определение координат объекта на основе многомодовой фильтрации неоднозначных фазовых измерений / Д. В. Кишко // Электронный журнал «Труды МАИ» – 2015. – № 82. – режим доступа: <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=58803>.

42. Кишко, Д. В. Синхронизация передающих устройств распределенных радиотехнических систем навигации и посадки летательного аппарата / Д. В. Кишко // Электронный журнал «Труды МАИ» – 2015. – № 82. – режим доступа: https://trudymai.ru/upload/iblock/414/kishko_1_rus.pdf?lang=ru&issue=82.

43. Клочко, В. К. Алгебраический подход к пеленгации объектов в многопозиционной системе приемников / В. К. Клочко // Цифровая обработка сигналов. – 2022. – № 1. – С. 28-33.

44. Клочко, В. К. Обнаружение подвижных источников системой радиоприемников / В. К. Клочко, Б. Х. Ву // Цифровая обработка сигналов. – 2022. – № 4. – С. 50-55.
45. Клочко, В. К. Частотно-временная обработка сигналов в доплеровском радиоприемнике / В. К. Клочко, Б. Х. Ву // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 2. – С. 15-21.
46. Клочко, В. К. Алгоритмы повышения разрешающей способности по доплеровской частоте в системе радиоприемников / В. К. Клочко, Б. Х. Ву // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2022. – № 3. – С. 31-42.
47. Клочко, В. К. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов / В. К. Клочко, В. П. Кузнецов, Б. Х. Ву // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2022. – № 80. – С. 12-23.
48. Клочко, В. К. Частотно-временная обработка радиосигналов от нескольких движущихся объектов / В. К. Клочко, Б. Х. Ву // Цифровая обработка сигналов. – 2024. – № 1. – С. 39-44.
49. Клочко, В. К. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС / В. К. Клочко, В. П. Кузнецов, А. В. Левитин и др. // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2015. – № 3. – С. 3-10.
50. Клочко, В. К. Пеленгация движущихся объектов многопозиционной доплеровской системой / В. К. Клочко // Радиотехника. – 2020. – № 11. – С. 5-12.
51. Клочко, В. К. Измерение скорости кровотока системой ультразвуковых датчиков / В. К. Клочко, И. В. Андреева // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2023. – № 1. – С. 73-81.
52. Кондратьев, В. С. Многопозиционные радиотехнические системы / В. С. Кондратьев, А. Ф. Котов, Л. Н. Марков; под. ред. В. В. Цветнова. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.

53. Кошелев, В. И. Современные методы повышения эффективности обнаружения радиолокационных сигналов / В. И. Кошелев, В. Г. Андреев, В. А. Белокуров. – Рязань: Полиграф, 2014. – 208 с.
54. Косарев, Н. А., Булатов В. Н., Худорожков О. В. Спектрально-временной метод определения частоты доплера на основе целенаправленного изменения масштаба времени / Н. А. Косарев, В. Н. Булатов, О. В. Худорожков // ВЕСТНИК ОГУ. – 2011. – № 1. – С. 192-196.
55. Кривошеев, В. И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ) / В. И. Кривошеев. – Нижний Новгород, 2006. – 117 с.
56. Кузьмин, С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации / С. З. Кузьмин. – М.: Радио и связь, 1986. – 352 с.
57. Кукес, И. С. Основы радиопеленгации / И. С. Кукес, М. Е. Старик. – М.: Сов. радио, 1964. – 640 с.
58. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М.: Советское радио, 1969. – 752 с.
59. Леонов, А. И. Моделирование в радиолокации / под ред. А. И. Леонова. – М.: Сов. радио, 1979. – 264 с.
60. Леонов, А. И. Моноимпульсная радиолокация / А. И. Леонов, К. И. Фомичев – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с.
61. Макс, Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях (Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques): в 2 т. / Ж. Макс; под ред. Н. Г. Волкова. – М.: Мир, 1983 - [Т.] 1: Основные принципы и классические методы / пер. с фр. А. Ф. Горюнова, А. В. Крынева. – 1983. – 311 с. [Т.] 2: Техника обработки сигналов. Применения. Новые методы / пер. с фр. Ю. В. Пяткова, Г. М. Горбаченко, С.Д. Чигиря. – 256 с.
62. Манохин, Г. О. Увеличение разрешающей способности радиолокационной системы за счёт параметрических методов обработки сигналов / Г. О. Ма-

нохин, А. А. Гельцер, Е. В. Рогожников // Вестник СибГУТИ. – 2015. – № 1. – С. 15-23.

63. Марпл-мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл-мл. – М.: Мир, 1990. – 584 с.

64. Математические методы локации объектов в многопозиционных системах наблюдения: учеб. пособие / В. К. Ключко, К. Х. Нгуен. Рязан. гос. радиотехн. ун-т. Рязань, 2021. – 104 с.

65. Математические методы пространственно-временной обработки сигналов в радио- и оптико-электронных системах: монография / В. К. Ключко. – Рязань: ИП Коняхин А. В. (Book Jet), 2020. – 164 с.

66. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов: учебное пособие / В. И. Кошелев. – М.: КУРС, 2021. – 144 с.

67. Модели неопределенности в теории и приложениях: учеб. пособие / В. К. Ключко. – М.: КУРС, 2022. – 204 с.

68. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках / А. К. Журавлев, А. П. Лукошкин, С. С. Поддубный. – Л.: Изд-во Ленинградского университета, 1983. – 239 с.

69. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / А. П. Лукошкин, С. С. Каринский, А. А. Шаталов и др. – М.: Радио и связь, 1983. – 328 с.

70. Оппенгейм, А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – М.: Техносфера, 2009. – 856 с.

71. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов / под ред. Р. П. Быстрова и А. В. Соколова. – М: Радиотехника, 2008. – 320 с

72. Патент RU 2803325. Способ определения координат и векторов скоростей нескольких объектов системой доплеровских приемников / В. К. Ключко. Приоритет 28.10.1022. Оpubл. 12.09.2023. Бюл. № 26.

73. Патент RU 2 726 321. Способ определения пространственного положения и скорости в группе объектов системой доплеровских приемников / В. К. Ключко, К. Х. Нгуен. Приоритет 29.11.2019. Оpubл. 13.07.2020. Бюл. № 20.

74. Патент RU 2246896. Способ измерения скорости кровотока и устройство для его реализации / Г. М. Проскуряков, Д. А. Абросимов. Приоритет 30.10.2001. Оpubл. 27.02.2005. Бюл. № 6.
75. Патент RU 2379704 Способ разрешения групповой цели / Ю. Н. Гуськов, Н. Ю. Жибуртович, В. В. Абраменков, С. А. Климов, Ю. И. Савинов, А. А. Чижов. Приоритет 09.06.2028. Оpubл. 20.01.2010. Бюл. № 2.
76. Патент RU 2572357. Способ формирования трехмерного изображения земной поверхности в бортовой четырехканальной доплеровской РЛС / В. К. Клочко. Приоритет 25.11.2014. Оpubл. 10.01.16. Бюл. № 1.
77. Патент RU 2585416. Способ измерения скорости кровотока / О. В. Иванов. Приоритет 01.06.2015. Оpubл. 27.05.2016. Бюл. № 15.
78. Патент RU 2682376. Способ повышения надежности и точности пассивной системы видения / В. К. Клочко. Приоритет 02.04.2018. Оpubл. 19.03.19. Бюл. № 8.
79. Патент RU 2729511. Способ повышения надежности и точности пассивной системы видения / В. К. Клочко. Приоритет 11.02.2020. Оpubл. 07.08.2020. Бюл. № 22.
80. Патент RU 2743896. Способ определения вектора скорости объекта многопозиционной доплеровской системой / В. К. Клочко Приоритет 25.05.2020. Оpubл. 01.03.2021. Бюл. № 7.
81. Патент RU 2792087. Способ слежения за движущимися объектами радиостанцией с радиометром / В. К. Клочко, Б. Х. Ву. Приоритет 01.07. 2022. Оpubл. 16.03.2023. Бюл. № 8.
82. Патент RU 2792196. Способ измерения угловых координат движущихся объектов доплеровской станцией / В. К. Клочко, В. П. Кузнецов, Б. Х. Ву. Приоритет 27.06.2022. Оpubл. 20.03.2023. Бюл. № 8.
83. Патент RU 2796230 Способ обнаружения движущихся объектов системой доплеровских приемников / В. К. Клочко, Б. Х. Ву. Приоритет 27.06.2022. Оpubл. 18.05.2023. Бюл. № 14.

84. Патент RU 2799480 Способ обработки сигналов во временной и частотной областях / В. К. Клочко, Б. Х. Ву. Приоритет 03.02.2023. Оpubл. 05.07.2023. Бюл. № 19.
85. Патент RU 2809744 Способ частотно-временной обработки сигналов / В. К. Клочко, Б. Х. Ву. Приоритет 31.05.2023. Оpubл. 15.12.2023. Бюл. № 35.
86. Патент RU 2813806 Способ измерения скорости кровотока системой ультразвуковых датчиков / В. К. Клочко, И. В. Андреева, Б. Х. Ву, А. С. Григорьев. Приоритет 13.02.2023. Оpubл. 19.02.2024. Бюл. № 5.
87. Первухин, Д. А. Навигационно-временное обеспечение систем управления высокодинамичными подвижными объектами / Д. А. Первухин, С. В. Колесниченко // Записки Горного института. – 2015. – Т. 213. – С 71-85.
88. Петров В. М., Шапиро С. М., Табацкий В. А. Оптимальный прием случайных сигналов в многопозиционных системах / В. М. Петров, С. М. Шапиро, В. А. Табацкий // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. – 1987. – Т. 30. – № 4. – С. 32-37.
89. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех: учеб. пособие / Ю. Н. Паршин. – М.: КУРС, 2021. – 200 с.
90. Радиолокация сложных целей. Разрешение и распознавание: монография / А. П. Лукошкин, В. С. Давыдов, А. А. Шаталов, А. Б. Ястребков. – СПб.: Янис, 1993. – 284 с.
91. Савельев, С. А. Алгоритм комплексирования угломерной НАП ГНСС и инерциальных датчиков угловых скоростей для оценки ориентации подвижного объекта / С. А. Савельев, И. В. Соловьев // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2019. – С 258-270.
92. Советов, В. М. Алгоритм оптимальной обработки широкополосных сигналов в пространстве состояний / В. М. Советов, В. А. Коекин // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2009. – Т. 5. – № 4. – С. 57-62.
93. Сосулин, Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации / Ю. Г. Сосулин. – М.: Радио и Связь, 1992. – 304 с.

94. Способы и алгоритмы обработки сигналов от подвижных источников: учеб. пособие / В. К. Клочко, Б. Х. Ву. – Москва: КУРС, 2023. – 84 с.
95. Столбов, М. Б. Цифровая обработка речевых сигналов: Учебно-методическое пособие по лабораторному практикуму / М. Б. Столбов, А.-Р. М. Кассу – СПб: НИУ ИТМО, 2016. – 71 с.
96. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов / В. И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
97. Трифонов, А. П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех / А. П. Трифонов, Ю. С. Шинаков. – М.: Радио и связь. 1986. – 264 с.
98. Ультразвуковая диагностика сосудистых заболеваний / под ред. В. П. Куликова. – М.: СТРОМ, 2007. – 512 с.
99. Устройства выделения локационных сигналов из помех / ред. А. П. Лукошкин. – Л.: Изд-во Ленинградского университета, 1982. – 230 с.
100. Фарина, А. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей: пер. с англ. / А. Фарина, Ф. Студер; под ред. А. Н. Юрьева, А. М. Бочкарева. – М.: Радио и связь, 1993. – 319 с.
101. Финкельштейн, М. И. Основы радиолокации / М. И. Финкельштейн. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
102. Харкевич, А. А. Основы радиотехники: учебное пособие / А. А. Харкевич. – М.: Физматлит, 2007. – 512 с.
103. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
104. Черняк, В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
105. Шарков, Е. А. Радиотепловое дистанционное зондирование Земли: физические основы: в 2 т. / Е. А. Шарков. – Т. 1. – М.: ИКИ РАН, 2014. – 544 с.
106. Ширман Я. Д., Голиков В. Н. Основы обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков. – М.: Советское радио, 1963. – 278 с.

107. Chen, C. I. Extended real model of Kalman filter for time varying harmonics estimation / C. I. Chen, G. W. Chang, R. C. Hong, H. M. Li // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2010. – № 25(1). – P. 17-26. – DOI: 10.1109/TPWRD. 2009. 2035217
108. Chen, C. I. A two stage ADALINE for harmonic and inter harmonic measurement / C. I. Chen, G. W. Chang // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2009. – № 56(6). – P. 2220-2228. – DOI:10.1109/TIE.2009.2017093
109. Choi, H. I. Improved time-frequency representation of multi-component signals using exponential kernels / H. I. Choi, W. J. Williams // IEEE Trans. on ASSP. – 1989. – № 6. – P. 862-871. – DOI: 10.1109/ASSP.1989.28057
110. Rife, D. C. Use of the discrete Fourier transform in the measurement of levels and tones / D. C. Rife, G. A. Vincent // Bell System echnical Journal. – 1970. – № 49. – P. 197-228. – DOI: 10.1002/j.1538-7305.1970.tb01766.x
111. Dawood, M. Superresolution doppler estimation using UWB random noise signals and MUSIC / M. Dawood, N. Quraishi, A.V. Alejos // IEEE trans. on aerospace and electronic systems. – 2013. – Vol. 49. – № 1. – P. 325-340. DOI:10.1117/12.884132
112. Zhang, H. Improved multi-position calibration for inertial measurement units / H. Zhang, et al. // Measurement Science and Technology. – 2010. – Vol. 21. – № 1. – 11 p. – DOI: 10.1088/0957-0233/21/1/015107
113. Hlawatsch, F. Time-frequency formulation, design, and implementation of time-varying optimal filters for signal estimation / F. Hlawatsch, G. Matz, H. Kirchauer, W. Kozek // IEEE Trans. Signal Process. – 2000. – Vol. 48. – Issue 5. – P. 1417-1432. – DOI:10.1109/78.839987
114. Imran Shafi Techniques to Obtain Good Resolution and Concentrated Time-Frequency Distributions: A Review / Imran Shafi, Jamil Ahmad, Syed Ismail Shah, F. M. Kashif // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. – 2009. – Vol. 43. – 43 p. – DOI:10.1155/2009/673539

115. Ignacio Santamarida A comparative study of high-accuracy frequency estimation methods / Ignacio Santamarida, Carlos Pantaleodn, Jesus Ibanez // *Mechanical Systems and Signal Processing*. 2000. Vol. 14. № 5. P. 819-834.
116. Julier, S. J. A New Extension of the Kalman Filter to Nonlinear Systems / S. J. Julier, J. K. Uhlmann // *The 11th International Symposium of Aerospace/Defense Sensing, Simulation and Controls, Multi Sensor Fusion, Tracking and Resource Management II*, Orlando, 1997. – pp. 182-193.
117. Gharthey, K. On the Use of Matching Pursuit Time-Frequency Techniques for Multiple-Channel Detection / K. Gharthey, A. Papandreou-Suppappola, D. Cochran // *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. – 2001. – P. 3201-3204. – DOI: 10.1109/ICASSP.2001.940339
118. Kalman, R. E. A new approach to linear filtering and prediction problems / R. E. Kalman // *Journal of Basic Engineering*. – 1960. – № 82 (1). – P. 35–45.
119. Klochko, V. K. Signals Processing in Doppler Medical Measurement System / V. K. Klochko, I. V. Andreeva // *2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA)*. IEEE. – 2023. – P. 1-3.
120. Lin, H. C. Enhanced FFT-based parameter algorithm for simultaneous multiple harmonics analysis / H. C. Lin, C. S. Lee // *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers: Generation, Transmission and Distribution Proceedings*. – 2001. – № 148(3). – P. 209-214.
121. Marple, Jr. S. L. *Digital spectral analysis* / Jr. S. L. Marple. – Mineola, New York: Dover Publications, Inc., 2019. – 403 p.
122. Steinbauer, M. The Double-Directional Radio Channel / M. Steinbauer, A. F. Molisch, E. Bonek // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2001. – Vol. 45. – № 4. – P. 51-63.
123. Nanda, S. A fast hybrid adaptive filter for parameter estimation of non-stationary sinusoid under noise / S. Nanda, S. Hasan, S. S. Pujari, P. K. Dash // *IEEE Conference PCTIC*. – 2015. – P. 125-129.
124. Nenashev, V. A. Formation of Radar Image the Earth's Surface in the Front Zone Review Two-Position Systems Airborne Radar / V. A. Nenashev, A. A. Sentsov,

A. P. Shepeta // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – 2020. – 5 p. – DOI:10.1109/WECONF.2019.8840641

125. Nenashev, V. A. Fusion radar and optical information in multi-position on-board location systems / V. A. Nenashev, A. P. Shepeta, A. F. Kryachko // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems. – 2020. – 5 p. – doi:10.1109/weconf48837.2020.9131451

126. Grant, P.M. Doppler estimation for fast acquisition in spread spectrum communication systems / P. M. Grant, S. M. Spangenberg, I. Scott, S. McLaughlin, G. J. R. Povey, D.G. M. Cruickshank // IEEE trans. on aerospace and electronic systems. – 1998. – Vol. 5. – № 1. – P. 106-110.

127. Pai, P. F. On-line tracking of instantaneous frequency and amplitude of dynamical system response / P. F. Pai // Mechanical Systems and Signal Processing. – 2010 – № 24(4). – P. 1007-1024.

128. Papandreou-Suppappola Applications in time-frequency signal processing / Papandreou-Suppappola, Antonia // Electrical engineering and applied signal processing series. New York, 2002. – 397 p.

129. Pradhan, K. Power system frequency estimation using least mean square technique / K. Pradhan, A. Routray, A. Basak // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2005. – № 20(3) – P. 1812-1816.

130. Qian Ren A multi-position self-calibration method for dual-axis rotational inertial navigation system / Qian Ren, Bo Wang, Zhihong Deng, Mengyin Fu // Sensors and Actuators A: Physical, 2014 – Vol. 219. – P. 24-31.

131. Zetik, R. Ultra-Wideband Real-Time Channel Sounder and Directional Channel Parameter Estimation / R. Zetik, J. Sachs, R. Thomä // URSI Intl. Symposium on Electromagnetic Theory, Pisa, IT. – 2004. – P. 709-711.

132. Ren, J. An improved fourier method for power system frequency estimation / J. Ren, M. Kezunovic // North American Power Symposium (NAPS). 2011. – pp. 1-6.

133. Sadinezhad, I. Slow sampling online optimization approach to estimate power system frequency / I. Sadinezhad, V. G. Agelidis // IEEE Transactions on Smart Grid. – 2011. – Vol. 2 – P. 265-277.
134. Soh, Wei Ting. High doppler resolution imaging by multistatic continuous wave radars using constructive techniques. – 2007. – 96 p. – <http://hdl.handle.net/10945/3148>
135. Spectral analysis of signals / P. Stoica, R. L. Moses, [et al.]. Prentice Hall Upper Saddle River, NJ, 2005. – 427 p.
136. Nieminen, T. An enhanced multi-position calibration method for consumer-grade inertial measurement units applied and tested / T. Nieminen, et al. // Measurement Science and Technology. – 2010. – Vol. 21 – № 10 – 11 p. – DOI:10.1088/0957-0233/21/10/105204
137. Trautwein, U. Radio Channel Measurement for Realistic Simulation of Adaptive Antenna Arrays / U. Trautwein, K. Blau, D. Brückner, A. Richter, G. Sommerkorn, R. Thomä // 2nd European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC'97). – 1997. – P. 491-498.
138. Jain, V. K. High-accuracy analog measurements via Interpolated FFT / V. K. Jain, W. L. Collins, D. C. Davis // IEEE transactions on Instrumentation and Measurement. – 1979 – P. 113-122.
139. Wan E.A., van der Merwe R. The Square-Root Unscented Kalman Filter for state and parameter-estimation / E.A. Wan, R. Van der Merwe // IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings. – 2001. – P. 3461-3464.
140. Wei Chen Kalman filter channel estimator for ofdm systems in time and frequency-selective fading environment / Wei Chen, Zhang Ruifeng // International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 2004). IEEE, 2004. – Vol. 4. – P. 377-380.

СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$s(t)$	– сигнал от отдельного источника
$y(t)$	– суммарный сигнал
n	– объем выборки
M	– вектор координат положения центра источника
a	– орт вектора направления на источник
e	– вектор ошибок сопряжения векторов направлений на источник
\vec{v}	– вектор скорости источника
H	– матрица поворота вокруг осей OX, OY, OZ
b	– базовый вектор, соединяющий центры систем координат Наблюдателей
r, R	– дальность до источника
θ	– угол места
φ	– азимут
λ	– длина волны
T	– символ транспонирования
ψ	– фазы сигналов, принятых в элементах антенной решетки
δ	– отклонение фронта волны, достигшей бокового элемента антенной решетки, относительно центра антенны
J	– показатель правильности сопряжения векторов направлений
η	– случайный фазовый шум
Q	– число приемных каналов
τ	– момент времени задержки
ε	– ошибка измерения фазы
d_m	– точная база антенной решетки
d_ε	– грубая база антенной решетки

СЛОВАРЬ ТЕРМИНОВ

УВЧ	– усилитель высокой частоты
СМ	– смеситель
Г	– гетеродин
УПЧ	– усилитель промежуточной частоты
ФД	– фазовое детектирование
УНЧ	– усилитель низкой частоты
АЦП	– аналого-цифровое преобразование
ОЗУ	– оперативное запоминающее устройство
БПФ	– быстрое преобразование Фурье
АР	– антенная решетка
ДН	– диаграмма направленности
ДПФ	– дискретное преобразование Фурье

ПРИЛОЖЕНИЯ

П1. Акты внедрения

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по учебной работе
Рязанского государственного
радиотехнического университета
имени В.Ф. Уткина



А.В. Корячко

16/10 2023 г.

АКТ

Об использовании результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Ву Ба Хунга в учебный процесс ФГБОУ ВО "Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина" (РГРТУ).

Настоящим актом подтверждаем, что материалы кандидатской диссертации Ву Ба Хунга использованы в учебном процессе подготовки магистрантов по направлению 27.04.04 "Управление в технических системах" кафедры "Автоматика и информационные системы в управлении" (АИТУ).

Полученные в диссертационной работе результаты использованы при подготовке лекционных материалов по дисциплине "Математические методы формирования изображений" и включены в учебное пособие "Способы и алгоритмы обработки сигналов от подвижных источников: учебное пособие" / В.К. Ключко, Б.Х. Ву. Москва: КУРС, 2023. 84 с.

В состав учебного материала вошли следующие результаты диссертации:

- 1) способ и алгоритм измерения угловых координат движущихся источников сигналов доплеровской станцией;
- 2) способ и алгоритм частотно-временной обработки сигналов;
- 3) способ и алгоритм обнаружения движущихся источников системой доплеровских приемников;
- 4) способ и алгоритм слежения за движущимися источниками радиостанцией с радиометром;
- 5) способ и алгоритм измерения скорости кровотока системой ультразвуковых датчиков.

Результаты диссертации, изложенные в указанном учебном пособии, также могут быть использованы для преподавания дисциплины "Современные методы цифровой обработки сигналов" по кафедре АИТУ направления 27.04.04.

Декан факультета АИТУ,
к.т.н., доцент

М.В. Ленков

Заведующий кафедрой АИТУ,
к.т.н., доцент

П.В. Бабаян

**CÔNG TY TNHH CÔNG NGHỆ VÀ
THƯƠNG MẠI MEGALINE**

Hà Nội: Số 6 ngách 50/15 Phố Kim Hoa,
Phường Phương Liên, Quận Đống Đa, Hà Nội

Tel: +84 90 210 3929

Email: quandh@megaline.vn

Website: <http://megaline.com.vn>

Xác nhận của giám đốc

công ty TNHH Công nghệ và thương mại
MEGALINE



NGUYỄN ĐỨC ĐẠT

Hà Nội, ngày 22 tháng 6 năm 2023

GIÁM ĐỐC

Nguyễn Đức Đạt

CHỨNG NHẬN

(Việc ứng dụng kết quả luận văn Nghiên cứu sinh tiến sỹ
Vũ Bá Hùng trường “Đại học Tổng hợp Kỹ thuật Vô tuyến Điện tử Ryazan
mang tên V.F Utkin” – LB Nga)

Hội đồng thẩm định gồm có:

1. Trưởng phòng kỹ thuật: kỹ sư Nguyễn Mạnh Hùng;
2. Kỹ thuật viên: kỹ sư Nguyễn Danh Sơn;
3. Kỹ thuật viên: kỹ sư Chu Thế Hiệu;

Giấy chứng nhận này chứng thực: các kết quả nghiên cứu luận văn tiến sỹ của Vũ Bá Hùng được sử dụng trong nghiên cứu và phát triển của công ty TNHH Công nghệ và thương mại MEGALINE khi sản xuất các hệ thống giám sát an ninh trong các khu công nghiệp và vùng chiến lược quan trọng:

1. Phương pháp theo dõi các đối tượng bay tầm thấp bằng radar kết hợp máy đo bức xạ.
2. Phương pháp phát hiện vật thể bay tầm thấp bằng hệ thống máy thu Doppler.
3. Phương pháp đo tọa độ của vật thể bay tầm thấp bằng trạm radar Doppler.

Các kết quả nghiên cứu cho phép hiệu chỉnh hệ thống giám sát, tăng độ chính xác và xác suất khi xác định vị trí của vật thể trong quá trình giám sát.

Thành viên hội đồng:

Trưởng phòng kỹ thuật *Hùng* kỹ sư Nguyễn Mạnh Hùng

Kỹ thuật viên *Son* kỹ sư Nguyễn Danh Sơn

Kỹ thuật viên *Hieu* kỹ sư Chu Thế Hiệu

Перевод с вьетнамского языка на русский язык

**ООО «ТЕХНОЛОГИЯ И ТОРГОВЛЯ
МЕГАЛАЙН»**

*Ханой: 6, переулок 50/15, ул. Кимхоа,
микрорайон Фьонглиен, район Донгда,*

Ханой

Тел: +84 90 210 3929

Э. почта: quandh@megaline.vn

Сайт: <http://megaline.com.vn>.

**Утверждение директора
ООО «Технология и торговля
МЕГАЛАЙН»**

**/Печать: ООО «Технология и торговля
МЕГАЛАЙН»/**

НГУЕН ДЫК ДАТ

(подписано)

Ханой, 22 июня 2023 года

АКТ

(О внедрении результатов кандидатской диссертации

**Ву Ба Хунг, «Рязанский университет радиоэлектронной техники имени В.Ф. Уткина» -
Российская Федерация)**

В состав аттестационной комиссии входят:

1. Начальник технического отдела: инженер Нгуен Мань Хунг;
2. Техник: инженер Нгуен Зань Сон;
3. Техник: инженер Чу Тхе Хьеу;

Данный акт удостоверяет: результаты исследований кандидатской диссертации Ву Ба Хунг используются в исследованиях и разработках ООО «Технология и торговля МЕГАЛАЙН» при производстве систем наблюдения в промышленных зонах и важных стратегических зонах, а именно:

1. Способ слежения за низколетящими объектами радиолокатором, совмещенным с радиометром.
2. Способ обнаружения низколетящих объектов системой доплеровских приемников.
3. Методика измерения координат низколетящих объектов доплеровской радиолокационной станцией.

Результаты исследования позволяют калибровать систему наблюдения, повышая точность и вероятность определения положения объекта в процессе наблюдения.

Члены комиссии:

Начальник технического отдела: инженер Нгуен Мань Хунг *(подписано)*

Техник: инженер Нгуен Зань Сон *(подписано)*

Техник: инженер Чу Тхе Хьеу *(подписано)*

Перевод данного текста выполнен переводчиком Васькиной Мариной Сергеевной



Российская Федерация
Город Москва
Восемнадцатого сентября две тысячи двадцать третьего года

Я, Акимов Глеб Борисович, нотариус города Москвы, свидетельствую подлинность
подписи переводчика Васькиной Марины Сергеевны.
Подпись сделана в моём присутствии.
Личность подписавшего документ установлена.



Зарегистрировано в реестре: № 77/09-н/77-2023-63-633
Уплачено за совершение нотариального действия: 400 руб. 00 коп.

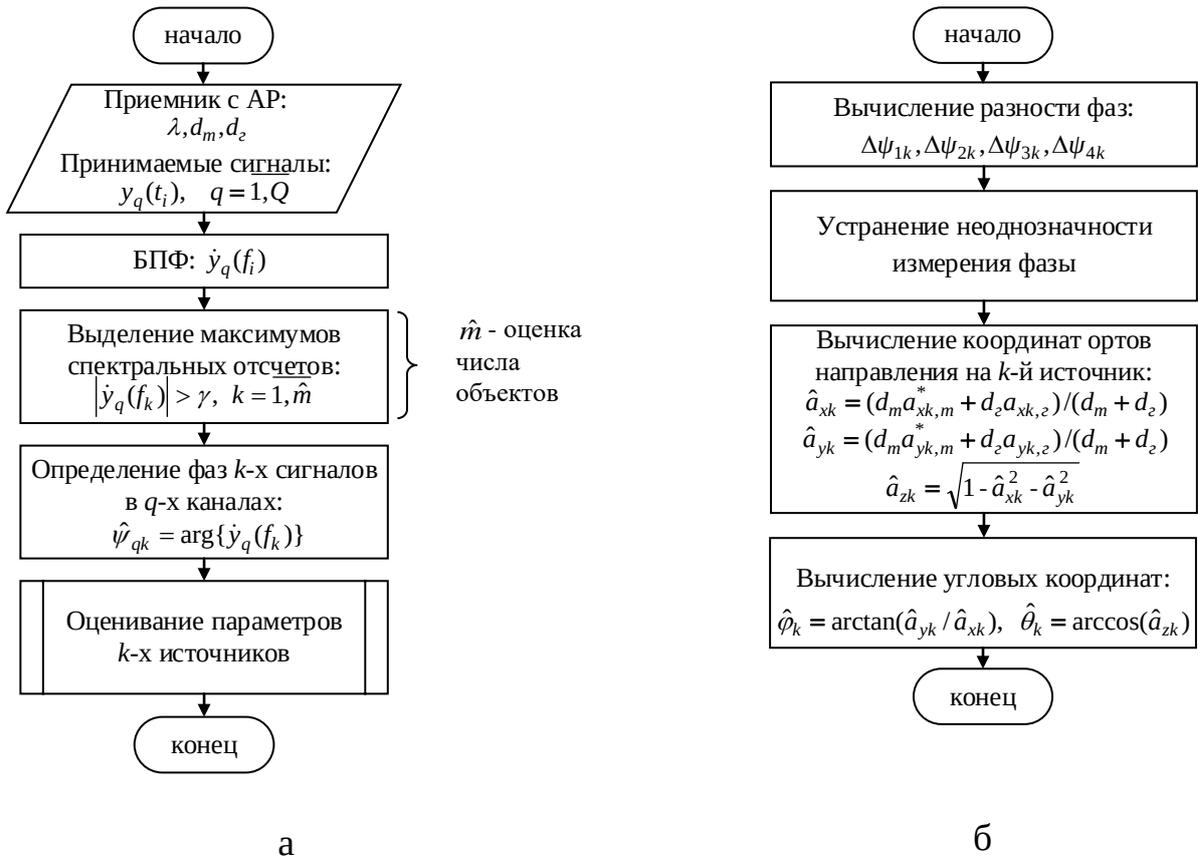



Г.Б. АКИМОВ

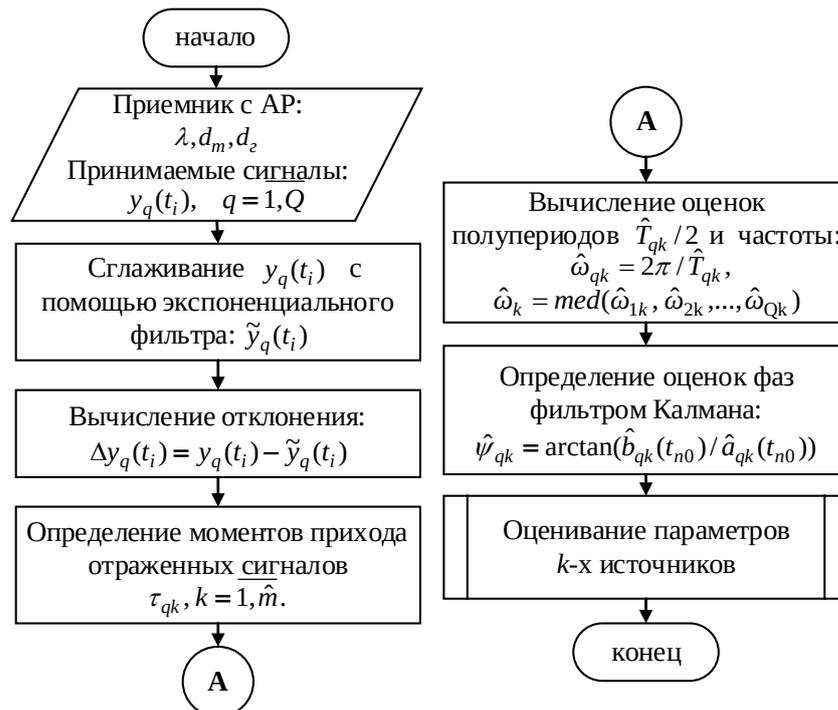
Всего прошнуровано, пронумеровано
и скреплено печатью 2 листа (ов)
Нотариус:



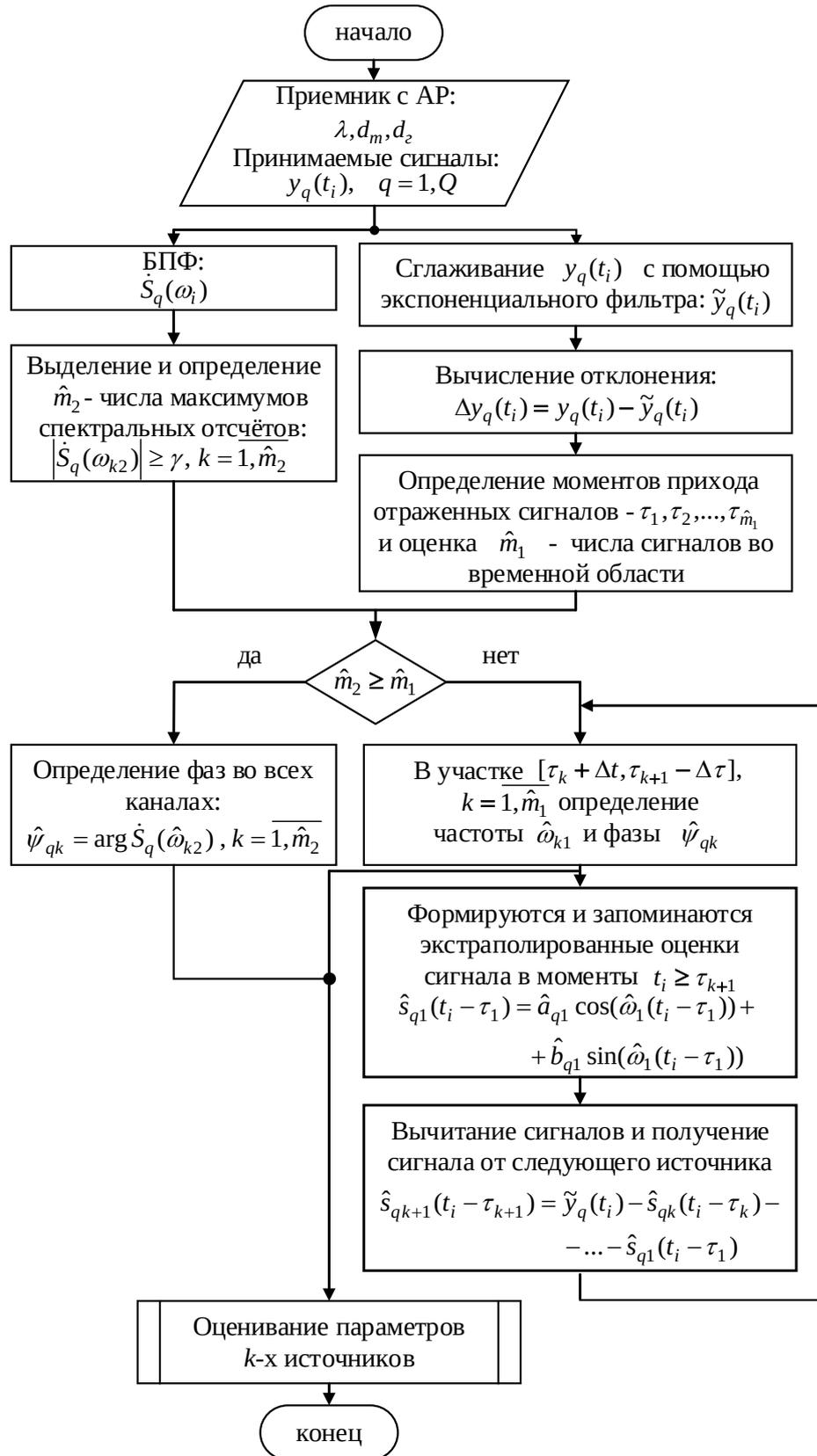
П2. Блок-схемы алгоритмов



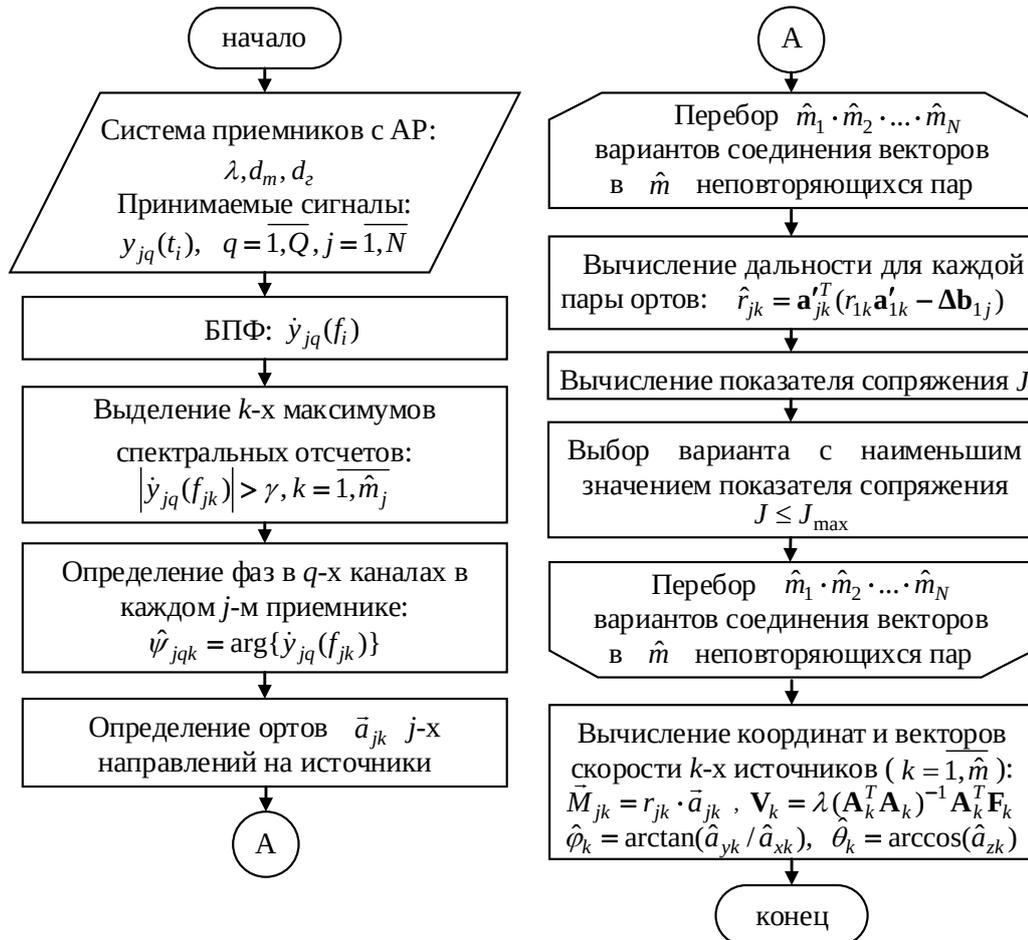
Алгоритм 1: Алгоритм обработки в частотной области (а) и оценивания параметров k -го источника (б)



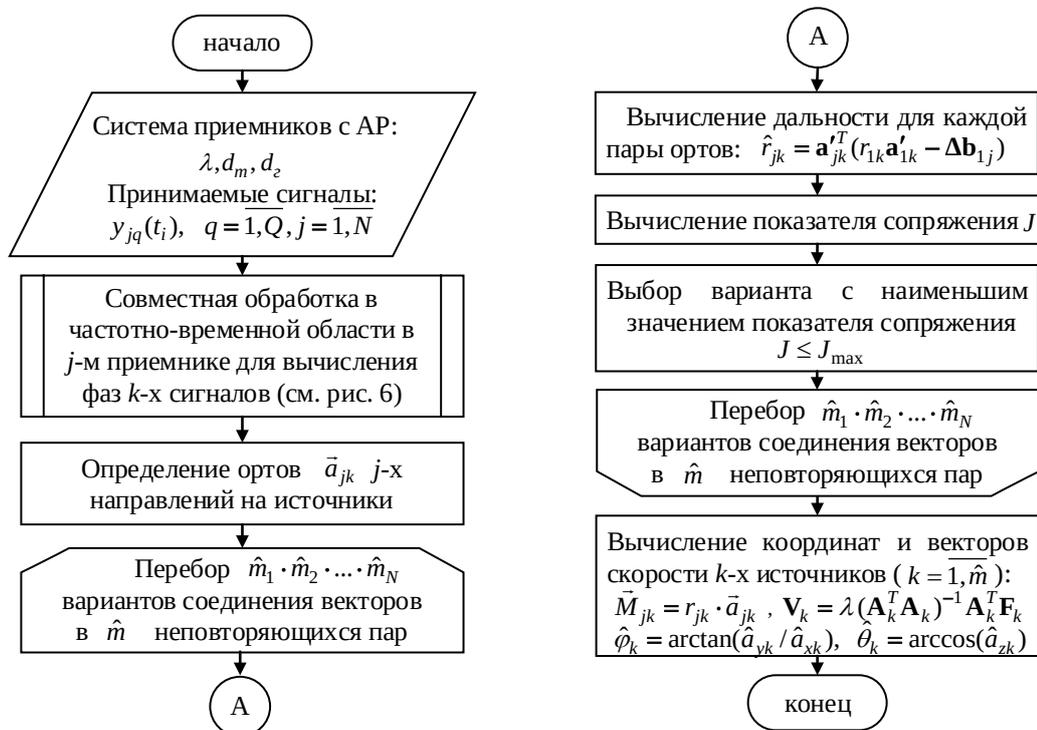
Алгоритм 2: Алгоритм обработки сигналов во временной области



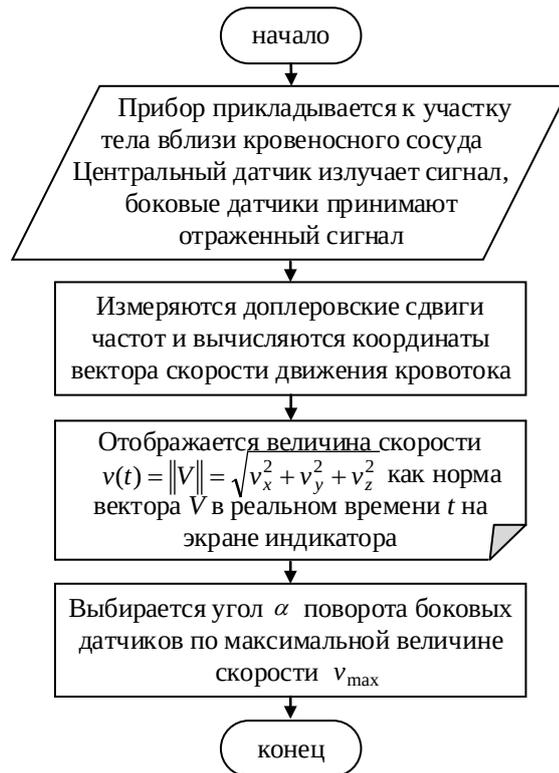
Алгоритм 3: Алгоритм совместной обработки сигналов в частотно-временной области



Алгоритм 4: Алгоритм обработки сигналов в полуактивной многопозиционной радиосистеме



Алгоритм 5: Алгоритм частотно-временной обработки сигналов в системе нескольких приемников



Алгоритм 6: Алгоритм измерения скорости движения кровотока

ПЗ. Патенты на способы



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2792087**СПОСОБ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ДВИЖУЩИМИСЯ
ОБЪЕКТАМИ РАДИОСТАНЦИЕЙ С РАДИОМЕТРОМ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина" (RU)*

Авторы: *Клочко Владимир Константинович (RU), Ву Ба Хунг (RU)*

Заявка № 2022118143

Приоритет изобретения **01 июля 2022 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **16 марта 2023 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **01 июля 2042 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b920277c4e4101094edbd04145cbcf
Владимир **Зубов** Юрий Сергеевич
Действителен с 26.05.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2796230

**СПОСОБ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ
ОБЪЕКТОВ СИСТЕМОЙ ДОПЛЕРОВСКИХ
ПРИЕМНИКОВ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина" (RU)*

Авторы: *Клочко Владимир Константинович (RU), Ву Ба Хунг (RU)*

Заявка № 2022117565

Приоритет изобретения **27 июня 2022 г.**

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации **18 мая 2023 г.**

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **27 июня 2042 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

РОССИЙСКОЕ ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
Документ подготовлен в автоматическом режиме
Сертификат 606600795-4-2023/ИЗ/ДОС-41/РФ/СЗ
Подпись: **Ю.С. Зубов** Сергей Сергеевич
Действителен с 20.05.2023 по 25.05.2025

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2799480

СПОСОБ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ВО ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТЯХ

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина" (RU)*

Авторы: *Клочко Владимир Константинович (RU), Ву Ба Хунг (RU)*

Заявка № 2023102547

Приоритет изобретения **03 февраля 2023 г.**

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации **05 июля 2023 г.**

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает **03 февраля 2043 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Документ подписан электронной подписью
Сертификат: 42266a0342583264bf95f83e73e4aa7
Владислав Зубов Юри Сергеевич
Действителен с 19.07.2025 по 02.03.2024

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2809744**СПОСОБ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина" (RU)*

Авторы: *Клочко Владимир Константинович (RU), Ву Ба Хунг (RU)*

Заявка № 2023114553

Приоритет изобретения 31 мая 2023 г.

Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 15 декабря 2023 г.

Срок действия исключительного права на изобретение истекает 31 мая 2043 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью
Сертификат 42966a03c3583364b479e0b5a73a4aa7
Владимир Зубов Юри Сергеевич
Действителен с 18.08.2025 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2813806**СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ КРОВОТОКА
СИСТЕМОЙ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ДАТЧИКОВ**

Патентообладатели: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина" (RU), Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Рязанский государственный медицинский университет имени академика И.П. Павлова" Министерства здравоохранения Российской Федерации (RU)*

Авторы: *Клочко Владимир Константинович (RU), Андреева Ирина Владимировна (RU), Ву Ба Хунг (RU), Григорьев Алексей Сергеевич (RU)*

Заявка № **2023103250**Приоритет изобретения **13 февраля 2023 г.**Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **19 февраля 2024 г.**Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **13 февраля 2043 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью
Сертификат: 4296682fe78c3364ba96483b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 2013 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024610207

«Программа для оценивания параметров радиосигналов от подвижных объектов в частотно-временной области в многопозиционных полупассивных радиосистемах»

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Автор(ы): *Ву Ба Хунг (VN)*

Заявка № **2023688040**

Дата поступления **12 декабря 2023 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **09 января 2024 г.**



Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Документ подписан электронной подписью
Сертификат 42906401e10631640a194f83b73b4aa7
Владислав **Зубов** Юрьевич Сергеевич
Действителен с 10.01.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

П4. Компьютерная программа моделирования

```

% Программа для оценивания параметров радиосигналов
% от подвижных источников в частотно-временной области
% в многопозиционной полуактивной радиосистеме
script
clc
clearvars           % Очистка экрана
L=0.03;            % Длина волны(м)
k=2*pi/L;         % Волновое число
c=3e8;            % Скорость света
f1=10e3; w1=2*pi*f1; % Частота дискретизации АЦП
dt=1/(2*f1);      % Время дискретизации АЦП
u0=1;             % Амплитуда полезного сигнала
ssh=20;           % Отношение сигнал-шум
sig=10^(-ssh/20); % СКО аддитивного шума
nr1=0;nr2=0;      % Для оценки вероятности
СКО1=0; MD1=0;    % Нач. зн. пок-лей качества для оценок положения
MDV=0; СКОВ=0;    % Нач. зн. пок-лей качества для векторов скорости
a=3*L; b=0.5*L;   % Параметр AP
zzb=3000;         % Расстояния между приемниками
N=2;              % число источников
npri=1;          % число приемников
%% 1.Моделирование антенной решетки
%приемник А
xxA(1)=0; yyA(1)=0; zzA(1)=0; % Координаты центра
xxA(2)=a; yyA(2)=0; zzA(2)=0; % Координаты 1-го элемента AP
xxA(3)=0; yyA(3)=a; zzA(3)=0; % Координаты 2-го элемента AP
xxA(4)=-b; yyA(4)=0; zzA(4)=0; % Координаты 3-го элемента AP
xxA(5)=0; yyA(5)=-b; zzA(5)=0; % Координаты 4-го элемента AP
%приемник В
xxB(1)=0; yyB(1)=0; zzB(1)=zzb; % Координаты центра
xxB(2)=a; yyB(2)=0; zzB(2)=zzb; % Координаты 1-го элемента AP
xxB(3)=0; yyB(3)=a; zzB(3)=zzb; % Координаты 2-го элемента AP
xxB(4)=-b; yyB(4)=0; zzB(4)=zzb; % Координаты 3-го элемента AP
xxB(5)=0; yyB(5)=-b; zzB(5)=zzb; % Координаты 4-го элемента AP
OB=[xxB(1); yyB(1); zzB(1)];
%приемник С
xxC(1)=500*sqrt(3); yyC(1)=0; zzC(1)=500; % Координаты центра
xxC(2)=500*sqrt(3)+a; yyC(2)=0; zzC(2)=500; % Координаты 1-го элемента AP
xxC(3)=500*sqrt(3); yyC(3)=a; zzC(3)=500; % Координаты 2-го элемента AP
xxC(4)=500*sqrt(3)-b; yyC(4)=0; zzC(4)=500; % Координаты 3-го элемента AP
xxC(5)=500*sqrt(3); yyC(5)=-b; zzC(5)=500; % Координаты 4-го элемента AP
OC=[xxC(1); yyC(1); zzC(1)];
%% 2.Моделирование движущихся источников
rA00=1000; % Начальная дальность
nrel=5000; % Число реализаций
tau=51.2*10^-3; % Длина времени наблюдения
N_nab=floor(tau/dt); % Длина отчётов
t=0:dt:N_nab*dt-dt; % Дискретизации по времени
t_ob(N)=1;
%% 3. Цикл по числу реализаций

```

```

for nre=1:nrel
W(nre)=1;           % Разность скоростей
tau1=300;          % Задержка 2-го источника
tau2=0;
if N==3 tau2=600;end % Задержка 3-го источника
for J=1:N % Цикл по числу источников
% Начальные угловые координаты источника в пределах ширины ДНА:
fi0(J)=pi/6-rand*pi/90; te0(J)=pi/6-rand*pi/90;
% Начальные прямоугольные координаты источника:
rA0(J)=rA00+0.1*(1-J)*rand;
x0(J)=rA0(J)*cos(te0(J))*sin(fi0(J));
y0(J)=rA0(J)*sin(te0(J)); z0(J)=(rA0(J)*cos(te0(J))*cos(fi0(J)));
xOB(J)=x0(J)-xxB(1); yOB(J)=y0(J)-yyB(1); zOB(J)=(z0(J)-zzB(1));
xOC(J)=x0(J)-xxC(1); yOC(J)=y0(J)-yyC(1); zOC(J)=(z0(J)-zzC(1));
%Начальная дальность до источника
rB0(J)=sqrt(xOB(J)^2+yOB(J)^2+zOB(J)^2);
rC0(J)=sqrt(xOC(J)^2+yOC(J)^2+zOC(J)^2);
%Орт на источник от каждого приемника
a0x(J)=x0(J)/rA0(J);a0y(J)=y0(J)/rA0(J);a0z(J)=(z0(J)/rA0(J));
a1x(J)=xOB(J)/rB0(J);a1y(J)=yOB(J)/rB0(J);a1z(J)=zOB(J)/rB0(J);
a2x(J)=xOC(J)/rC0(J);a2y(J)=yOC(J)/rC0(J);a2z(J)=zOC(J)/rC0(J);
AA(:,J)=[a0x(J);a0y(J);a0z(J)];
BB(:,J)=[a1x(J);a1y(J);a1z(J)];
CC(:,J)=[a2x(J);a2y(J);a2z(J)];
Obek(:,J)=AA(:,J);
% Моделирование скорости источников
v0(J,:)=AA(1,J)+0.05*rand AA(2,J)+0.05*rand AA(3,J)+0.05*rand];
v00(J,:)=v0(J,:)/norm(v0(J,:));
V0(J,:)=(10+W(nre)*(J-1))*v00(J,:);

AAA1=[2*a0x(1) 2*a0y(1) 2*a0z(1);
a0x(1)+a1x(1) a0y(1)+a1y(1) a0z(1)+a1z(1);
a0x(1)+a2x(1) a0y(1)+a2y(1) a0z(1)+a2z(1)];
AAA1=AAA1/norm(AAA1);
if J==2
AAA2=[2*a0x(2) 2*a0y(2) 2*a0z(2);
a0x(2)+a1x(2) a0y(2)+a1y(2) a0z(2)+a1z(2);
a0x(2)+a2x(2) a0y(2)+a2y(2) a0z(2)+a2z(2)];
AAA2=AAA2/norm(AAA2);
end
% Базовый вектор
bBA=[xxB(1);yyB(1);zzB(1)];
bCA=[xxC(1);yyC(1);zzC(1)];
% Координаты вектора радиальной скорости
vrA(J)=abs(V0(J,:)*AA(:,J));
vrB(J)=abs(V0(J,:)*BB(:,J));
vrC(J)=abs(V0(J,:)*CC(:,J));
end
%Цикл по приемникам
for pri=1:npri
Sum_sig=zeros(5,N_nab);
for J=1:N

```

```

if pri==1 v0(J)=vrA(J);r0(J)=rA0(J);
ax(J)=a0x(J);ay(J)=a0y(J);az(J)=a0z(J);
Rt(J)=rA0(J);
rA(J)=r0(J);
for q=1:5
    xx(q)=xxA(q);yy(q)=yyA(q);zz(q)=zzA(q);
end
end
if pri==2 v0(J)=vrB(J);r0(J)=rB0(J);
ax(J)=a1x(J);ay(J)=a1y(J);az(J)=a1z(J);
Rt(J)=rB0(J);
for q=1:5
    xx(q)=xxB(q);yy(q)=yyB(q);zz(q)=zzB(q);
end
end
if pri==3 v0(J)=vrC(J);r0(J)=rC0(J);
ax(J)=a2x(J);ay(J)=a2y(J);az(J)=a2z(J);
Rt(J)=rC0(J);
for q=1:5
    xx(q)=xxC(q);yy(q)=yyC(q);zz(q)=zzC(q);
end
end
fd(J)=((vrA(J))+v0(J))/L;    wd(J)=2*pi*fd(J);
FO(pri,J)=fd(J);

for q=1:5
    % Моделирования отраженных сигналов
    tt2=0:dt:(N_nab-tau1)*dt-dt;
    tt3=0:dt:(N_nab-tau2)*dt-dt;
    del(q)=(xx(q)-xx(1))*ax(J)+(yy(q)-yy(1))*ay(J); % Запаздывание по фазе
    if J==1
        pha=randn*1/sqrt(10^(ssh/10));
        ss1(q,:)=u0*cos(-k*(rA0(J)+r0(J))+(wd(J))*t... % Полезный сигнал
            -k*del(q)+pha);
    end
    if J==2
        pha=randn*1/sqrt(10^(ssh/10));
        ss2(q,tau1+1:N_nab)=u0*cos(-k*(rA0(J)+r0(J)).. % Полезный сигнал
            +(wd(J))*tt2-k*del(q)+pha);
        ss2(q,tau1-5:tau1+24)=ss2(q,tau1-5:tau1+24).*(1+randn(1,30));
    end
    if J==3
        pha=randn*1/sqrt(10^(ssh/10));
        ss3(q,tau2+1:N_nab)=u0*cos(-k*(rA0(J)+r0(J))... % Полезный сигнал
            +(wd(J))*tt3-k*del(q)+pha);
        ss3(q,tau2-5:tau2+24)=ss3(q,tau2-5:tau2+24).*(1+randn(1,30));
    end
end
end
if J==2
    Sum_sig=ss1+ss2;
    Sum_sig=awgn(Sum_sig,ssh);
end

```

```

if J==3
    Sum_sig=ss1+ss2+ss3;
    Sum_sig=awgn(Sum_sig,ssh);
end
end
%% Обработка принимаемых сигналов:
%% Во временной области
for q=1:5
    vxog(q,:)=Sum_sig(q,1:length(Sum_sig));
    Q1(q,1)=vxog(q,1);Q2(q,1)=vxog(q,1);Q3(q,1)=vxog(q,1);vui(q,1)=vxog(q,1);
    iz0=1;t_ob0=[];t_k2=0;t_ob=ones(1,N);
    % Сглаживающий фильтр
    for n=1:length(vxog)-1
        Q1(q,n+1)=Q1(q,n)+0.15*(vxog(q,n+1)-Q1(q,n));
        Q2(q,n+1)=Q2(q,n)+0.15*(Q1(q,n+1)-Q2(q,n));
        Q3(q,n+1)=Q3(q,n)+0.15*(Q2(q,n+1)-Q3(q,n));
        vui(q,n+1)=3*Q1(q,n+1)-3*Q2(q,n+1)+Q3(q,n+1);
        dd(q,n+1)=vui(q,n+1)-vxog(q,n+1);
        if abs(dd(1,n))>=7
            iz0=iz0+1;
            t_ob0(iz0)=n;
        end
    end
end
mt=1;
% Оценка числа источников
if iz0>1
    for i=1:length(t_ob0)-1
        ob=N-2;
        if t_ob0(i+1)-t_ob0(i)>50
            ob=ob+1;
            t_ob(ob)=t_ob0(i);
            t_ob(ob+1)=t_ob0(i+1);
        end
    end
end
tob=t_ob(t_ob>1);
mt=length(tob)+1;
% Оценки частоты и прогнозирование сигналов
if length(tob)==N-1
    for j=1:N
        i1=0; BBB=[];tract_sig=[];
        if j==1
            tract_sig(q,:)=vui(q,1:t_ob(2)-30);
        end
        if j==2
            tract_sig(q,:)=SSig2(q,t_ob(2)+50:t_ob(2)+650);
        end
        if j==3
            tract_sig(q,:)=SSig3(q,t_ob(3)+50:N_nab);
        end
        for i=2:length(tract_sig)
            if tract_sig(q,i)*tract_sig(q,i-1)<0

```

```

        i1=i1+1;
        BBB(q,i1)=i;
    end
end
TT=0;i2=0;ib=1;BBbb=[];
for i=2:length(BBB(q,:))
    if (BBB(q,i)-BBB(q,i-1))>20
        DD=(BBB(q,i)-BBB(q,i-1));
        TT=TT+DD;
        i2=i2+1;
        ib=ib+1;
        BBbb(q,ib)=BBB(q,i);
        if i2==6 TTT=TT; i3=i2; end
    end
end
end
if j==1
    ww1(q)=i3*pi/(TTT);
    ww11=mean(ww1);
    ww=ww11;
    FV(pri,1)=ww11*2*pi*2000;
    tochka2=max(BBbb(q,:));
    tochka1=BBbb(q,length(BBbb(q,:))-6);
    Sig1=Sum_sig(q,tochka1:tochka2-1);
    SIG1=Sum_sig(q,1:tochka2-1);
    ssig=horzcat(Sig1,Sig1,Sig1,Sig1,Sig1,Sig1);
    sig1=horzcat(SIG1,ssig,ssig,ssig,ssig,ssig);
    SSig1(q,1:N_nab)=sig1(1:N_nab);
    SSig2(q,t_ob(2)+50:N_nab)=Sum_sig(q,t_ob(2)+50:N_nab)...
        -SSig1(q,t_ob(2)+50:N_nab);
end
if j==2 & N>=2
    ww2(q)=i3*pi/(TTT);
    ww22=mean(ww2);
    ww=ww22;
    FV(pri,2)=ww22*2*pi*2000;
    tochka22=max(BBbb(q,:))-1+t_ob(2)+50;
    tochka11=BBbb(q,length(BBbb(q,:))-6)-1+t_ob(2)+50;
    Sig2=SSig2(q,tochka11:tochka22-1);
    SIG2=SSig2(q,1:tochka22-1);
    ssig2=horzcat(Sig2,Sig2,Sig2,Sig2,Sig2,Sig2);
    sig2=horzcat(SIG2,ssig2,ssig2,ssig2,ssig2,ssig2);
    SSig22(q,1:N_nab)=sig2(1:N_nab);
end
if N==3
    SSig3(q,t_ob(3)+50:N_nab)=SSig2(q,t_ob(3)+50:N_nab)...
        -SSig22(q,t_ob(3)+50:N_nab);
end
end
if j==3
    ww3(q)=i3*pi/(TTT);
    ww33=mean(ww3);
    ww=ww33;
    FV(pri,3)=ww33*2*pi*2000;

```

```

end
% Оценки фаз радиосигналов фильтром Калмана
Xf=zeros(2,1);
Rf=eye(2,2);
Af=eye(2,2);
nf=1;
Pf=sig*rand/100;
for nn=1:20
    cs=cos(ww*(nn-nf)); sc=sin(ww*(nn-nf));
    Hf=[cs sc];
    RRf=Af*Rf*Af';
    Kf=RRf*Hf'*(Hf*RRf*Hf'+Pf)^(-1);
    Xf=Af*Xf+Kf*(tract_sig(q,nn)-Hf*Af*Xf);
    Rf=RRf-Kf*Hf*RRf';
    c1(q,nn)=Xf(1);
    c2(q,nn)=Xf(2);
    if nn==20
        C1=Xf(1);C2=Xf(2);
        if C1>=0 f=atan(C2/C1);
        else f=pi+atan(C2/C1);end
        fg(q,j)=f;
        delta(q,j)=fg(q,j)-fg(1,j);
    end
end
end % N
end % length(tob)
end % q

%% В частотной области
K=(length(Sum_sig)-t_ob(N))/(N*length(Sum_sig));
for q=1:5
    sf(q,:)=(fft(Sum_sig(q,:)));
    SF(q,:)=abs(sf(q,1:length(sf)/2));
end
SFF=(SF(1,:)+SF(2,:)+SF(3,:)+SF(4,:)+SF(5,:))/5;
iz=0;f_ob1=[];mz=1;
for i=2:length(SFF)-1
    if (SFF(i))>(SFF(i-1)) & (SFF(i))>(SFF(i+1)) & (SFF(i))>=(max(SFF)*K)
        iz=iz+1;
        f_ob1(iz)=i;
        mz=iz;
        dF=(SFF(i+1)-SFF(i-1))/(SFF(i-1)+SFF(i+1));
        F_ob(pri,iz)=(f_ob1(iz)-1+dF)/(length(sf)*dt);
    end
end
f_ob=f_ob1(1:iz);
izz=1;

%% Совместная обработка в выборе оценки фазы
if mt==N & mz<3
    izz=mt;
    for JT=1:mt

```

```

delta1(JT)=delta(2,JT);delta2(JT)=delta(3,JT);
delta3(JT)=delta(4,JT);delta4(JT)=delta(5,JT);
FF(pri,JT)=FV(pri,JT);
end
end
if mz==N
    izz=mz;
    for JZ=1:mz
        fa1=angle(sf(1,f_ob(JZ)));fa2=angle(sf(2,f_ob(JZ)));
        fa3=angle(sf(3,f_ob(JZ)));fa4=angle(sf(4,f_ob(JZ)));fa5=angle(sf(5,f_ob(JZ)));
        delta1(JZ)=fa1-fa2;delta2(JZ)=fa1-fa3;
        delta3(JZ)=fa1-fa4;delta4(JZ)=fa1-fa5;
        FF(pri,JZ)=F_ob(pri,JZ);
    end
end
nABC(pri)=izz;
if izz<N
    for J=1:N
        delta1(J)=pi/2;delta2(J)=pi/2;
        delta3(J)=pi/2;delta4(J)=pi/2;
    end
    izz=N;
end

```

%% Алгоритм оценивания координат и вероятности

```

for J=1:izz
    %%Корректирование величины разности фаз в измерителе фазы
    if delta1(J)>pi delta1(J)=delta1(J)-2*pi;
    elseif delta1(J)<-pi delta1(J)=delta1(J)+2*pi;end
    if delta2(J)>pi delta2(J)=delta2(J)-2*pi;
    elseif delta2(J)<-pi delta2(J)=delta2(J)+2*pi;end
    if delta3(J)>pi delta3(J)=delta3(J)-2*pi;
    elseif delta3(J)<-pi delta3(J)=delta3(J)+2*pi;end
    if delta4(J)>pi delta4(J)=delta4(J)-2*pi;
    elseif delta4(J)<-pi delta4(J)=delta4(J)+2*pi;end

    delta11(J)=(k*sqrt(a^2+Rt(J)^2-2*Rt(J)*delta1(J)/k)-k*Rt(J)+delta1(J));
    delta22(J)=(k*sqrt(a^2+Rt(J)^2-2*Rt(J)*delta2(J)/k)-k*Rt(J)+delta2(J));
    delta33(J)=(k*sqrt(b^2+Rt(J)^2-2*Rt(J)*delta3(J)/k)-k*Rt(J)+delta3(J));
    delta44(J)=(k*sqrt(b^2+Rt(J)^2-2*Rt(J)*delta4(J)/k)-k*Rt(J)+delta4(J));

    deltax1(J)=delta11(J)/(k*a); %%Поправки по x1
    deltay1(J)=delta22(J)/(k*a); %%Поправки по y1
    deltax2(J)=-delta33(J)/(k*b); %%Поправки по x2
    deltay2(J)=-delta44(J)/(k*b); %%Поправки по y2

    %% Устранение неоднозначности
    ax2(J)=-delta3(J)/(k*b);
    ay2(J)=-delta4(J)/(k*b);
    for i=1:2*floor(a/L)+1
        ax1(J,i)=delta1(J)/(k*a)+(i-floor(a/L)-1)*L/a;
        ay1(J,i)=delta2(J)/(k*a)+(i-floor(a/L)-1)*L/a;
    end
end

```

```

M(J,i)=abs(ax1(J,i)-ax2(J));
MM(J,i)=abs(ay1(J,i)-ay2(J));
end
    M(J,:);
    [hh,cc]=min(M(J,:));
    [min0,cot]=min(hh);
    hang=cc(cot);
ax_t(J)=(a*ax1(J,hang)+b*ax2(J))/(a+b);
% Поправки на искомую координату x
if ax1(J,hang)<0
ax_t1(J)=(a*(ax1(J,hang)-deltax1(J))+b*(ax2(J)-deltax2(J)))/(a+b);
else ax_t1(J)=(a*(ax1(J,hang)+deltax1(J))+b*(ax2(J)+deltax2(J)))/(a+b);
end
    MM(J,:);
    [hh1,cc1]=min(MM(J,:));
    [min1,cot1]=min(hh1);
    hang1=cc1(cot1);
ay_t(J)=(a*ay1(J,hang1)+b*ay2(J))/(a+b);
% Поправки на ископаемую координату y
if ay1(J,hang1)<0
ay_t1(J)=(a*(ay1(J,hang1)-deltay1(J))+b*(ay2(J)-deltay2(J)))/(a+b);
else ay_t1(J)=(a*(ay1(J,hang1)+deltay1(J))+b*(ay2(J)+deltay2(J)))/(a+b);
end
if pri==1
    At(1,J)=ax_t1(J);At(2,J)=ay_t1(J);
    At(3,J)=(sqrt(1-(At(1,J))^2-(At(2,J))^2));
    nA=nABC(1);
    nnA(nre)=nA;
    At=At(:,1:J);
    if (nA==N) obek(:,J)=At(:,J); end
end
if pri==2
    Bt(1,J)=ax_t1(J);Bt(2,J)=ay_t1(J);
    Bt(3,J)=-(sqrt(1-(Bt(1,J))^2-(Bt(2,J))^2));
    nB=nABC(2);
    if nB==N & nA<N
        obek(:,J)=Bt(:,J);
        Obek(:,J)=BB(:,J);
    end
end

end
if pri==3
    Ct(1,J)=ax_t1(J);Ct(2,J)=ay_t1(J);
    Ct(3,J)=(sqrt(1-(Ct(1,J))^2-(Ct(2,J))^2));
    nC=nABC(3);
    if nC==N & nA<N
        obek(:,J)=Ct(:,J);
        Obek(:,J)=CC(:,J);
    end
end
end %J
end %J

```

```

end %pri
%% Оценивание векторов скорости
if (nB==N)&(nC==N)&(nA==N)
AA1=[2*At(1,1) 2*At(2,1) 2*At(3,1);At(1,1)+Bt(1,1) At(2,1)+Bt(2,1) At(3,1)+Bt(3,1);
At(1,1)+Ct(1,1) At(2,1)+Ct(2,1) At(3,1)+Ct(3,1)] ;
AA2=[2*At(1,2) 2*At(2,2) 2*At(3,2);At(1,2)+Bt(1,2) At(2,2)+Bt(2,2) At(3,2)+Bt(3,2);
At(1,2)+Ct(1,2) At(2,2)+Ct(2,2) At(3,2)+Ct(3,2)] ;
AA1=AA1/norm(AA1);
AA2=AA2/norm(AA2);
FV1=[FF(1,1);FF(2,1);FF(3,1)];
FV2=[FF(1,2);FF(2,2);FF(3,2)];
VV1=L*AA1^(-1)*FV1;
VVo1=L*AA1^(-1)*FO(:,1);
VVo2=L*AA2^(-1)*FO(:,2);
VV2=L*AA2^(-1)*FV2;
DV=norm(VV1+VV2-VVo1-VVo2)/2;
if DV<1
nr2=nr2+1;
DVV=norm(VV1+VV2-VVo1-VVo2)/2;
MDV=MDV+DVV;
CKOV=CKOV+DVV^2;
end
end
if npri==1 nB=1;nC=1; end
if nA<N & nB<N & nC<N obek=111*ones(3,N); end
detaa=(norm(obek-Obek))/N;
%% Оценка вероятности
if detaa<pi/180 nr1=nr1+1;
D1=(norm(obek-Obek))/N;
DD1=D1^2;
MD1=MD1+D1; CKO1=CKO1+DD1;
end
end % nre
%% Отображение результатов
ver1=nr1/(nrel);
MDD1=MD1/nr1;
CKOO1=sqrt((CKO1+nr1*MDD1^2-2*MDD1*MD1)/(nr1));
MDD1=MDD1*180/pi*60;
CKOO1=CKOO1*180/pi*60;
MDDV=MDV/nr2;
CKOOV=sqrt((CKOV+nr2*MDDV^2-2*MDDV*MDV)/(nr2));
disp(['Оценки вероятности:',num2str(ver1)]);
disp(['Оценки ошибки измерения орт-направления:',num2str(MDD1)]);
disp(['Оценки СКО ошибки измерения орт-направления:',num2str(CKOO1)]);
disp(['Оценки ошибки измерения векторов скорости:',num2str(MDDV)]);
disp(['Оценки СКО ошибки измерения векторов скорости:',num2str(CKOOV)]);

```