Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского»

На правах рукописи

June

Гринь Илья Владимирович

АЛГОРИТМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПОДВИЖНЫХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ

1.3.4 – радиофизика

ДИССЕРТАЦИЯ на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук

Научный руководитель – доктор физико-математических наук, профессор Олег Александрович Морозов

Нижний Новгород, 2023 г.

Содержание

Введение
Глава 1. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ15
1.1 Классификация методов18
1.2 Вариационный подход к определению местоположения источника радиоизлучения
1.3 Проблема выбора начального приближения
1.4 Исследование характеристик работы алгоритмов определения местоположения источников радиоизлучения на основе компьютерного моделирования
1.5 Выводы
Глава 2. МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ВЗАИМНЫХ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ
2.1 Оценка параметров узкополосных сигналов
2.2 Оценка параметров широкополосных сигналов74
2.3 Схемы усреднения результирующего распределения76
2.4 Алгоритм вычисления взаимной функции неопределенности широкополосных сигналов
2.5 Моделирование методов оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов
2.6 Выводы
Глава 3. ОЦЕНКА НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ НЕСКОЛЬКИХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ
3.1 Особенности оценивания навигационных параметров нескольких источников радиоизлучения
3.2 Алгоритмы устранения неоднозначности оценки взаимных временных задержек
3.3 Моделирование алгоритмов устранения неоднозначности оценки взаимных временных задержек112
3.4 Выводы
Заключение116
Список литературы118
Приложение 1. Алгоритмы численного расчета баллистико-навигационной информации

Введение

Актуальность темы исследования

Одной из основных тенденций развития современной радиолокации и переход к многопозиционным радионавигации является системам И использованию в качестве таких систем искусственных спутников Земли (ИСЗ) [1, 2]. Многопозиционные системы обладают рядом преимуществ, такими как высокоточное определение пространственного положения объектов, повышенная разрешающая способность и многими другими, связанными с большим количеством единовременно фиксируемой информации об объекте. К достоинствам спутниковых многопозиционных систем можно причислить глобальность рабочей зоны и непрерывность производимых измерений [3].

наиболее Одним распространенных ИЗ методов определения местоположения источников излучения в многопозиционных системах является разностно-дальномерный метод, требующей оценки взаимных временных задержек распространения сигнала И предполагающий синхронизированный во времени прием в нескольких разнесенных в пространстве точках излученного объектом сигнала [3, 4, 5]. В общем случае оценка временных задержек производится на основе корреляционного анализа принятых реализаций сигналов, а при наличии космического сегмента требуется применение методов компенсации частотных сдвигов, связанных с влиянием эффекта Доплера, таких как функция неопределенности [6, 7] или адаптивная цифровая фильтрация [8-11].

Методы, использующие информацию об изменении частотных характеристик сигналов из-за эффекта Доплера, традиционно применяются излучающих определения скоростей объектов [3], ДЛЯ однако, В многопозиционных спутниковых системах информация о доплеровском смещении спектров сигналов может использоваться для определения местоположения излучающего объекта [12].

Применение доплеровских методов потенциально может улучшить точность местоопределения излучающих объектов пассивными многопозиционными спутниковыми системами [13]. Кроме того, на основе совместного использования разностно-дальномерного И разностнодоплеровского методов может быть построен алгоритм оценки координат источника радиоизлучения, эффективно использующий информацию о параметрах сигналов И, соответственно, навигационных значительно сокращающий затраты на развертывание многопозиционной спутниковой пассивной радиолокационной системы [14].

В общем случае задача пассивного определения координат источника радиоизлучения разностно-дальномерным ИЛИ разностно-доплеровским методом является многоэкстремальной и для однозначного решения требует привлечения априорной информации или методов поиска глобального оптимума [15-17]. В качестве привлекаемой априорной информации можно использовать оценку местоположения источника радиоизлучения амплитудным дальномерным методом в качестве начального приближения к решению задачи пассивного определения координат источника радиоизлучения разностно-дальномерным или разностно-доплеровским методом [18].

Примером самостоятельной задачи для амплитудного дальномерного метода может служить обнаружение и оценка местоположения источника городской застройки группировкой беспилотных сигнала вне зоны летательных аппаратов (БЛА). Текущие координаты БЛА определяется на основе информации глобальных навигационных систем GPS/ГЛОНАСС [19, 20] с высокой (~10 м) точностью. Ограничения по массе полезной нагрузки, априорная неопределенность ориентации БЛА приводят к необходимости применения простых ненаправленных (в горизонтальной плоскости) антенн, а с учетом высокой загрузки канала передачи сигналов видеоданных и телеметрии ограничивается возможность организации Целесообразность ретрансляции дополнительных каналов сигналов.

дальномерного применения амплитудного метода В качестве вспомогательного для грубой оценки местоположения, определяется также требований жесткой отсутствием синхронизации временных шкал приемников, слабой чувствительностью к точности определения временных задержек распространения сигнала и минимизацией объема передаваемой навигационной информации [21].

Степень разработанности темы исследования

Задача определения местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом требует оценки навигационных (взаимных временных задержек). При параметров использовании спутникового сегмента в качестве ретрансляторов сигнала данная задача эффекта особенно осложняется влиянием Доплера, существенно сказывающееся для широкополосных сигналов [22-25]. Следует отметить, что космических при использовании аппаратов, выведенных на высокоэллиптические орбиты, существенно расширяется априорная неопределенность относительно диапазона возможных временных задержек и доплеровского смещения несущей частоты регистрируемых сигналов [26].

Широкополосные сигналы характеризуются большими значениями базы (B = FT, F -ширина спектра сигнала, T -длительность символа) порядка $10^2 - 10^3$ [27, 28]. В таких условиях влиянием эффекта Доплера, связанным с масштабированием спектра нельзя пренебречь, в отличие от узкополосных сигналов, где алгоритмы обработки компенсируют только доплеровское смещение несущей частоты.

Взаимная функция неопределенности традиционно используется для совместной оценки взаимных временных задержек и смещения частоты при обработке узкополосных сигналов [29, 30], однако для широкополосных сигналов эффект масштабирования спектра критически понижает эффективность классических алгоритмов вычисления функции неопределенности и требует разработки новых эффективных схем вычисления

взаимной функции неопределенности, в том числе с использованием технологий параллельных вычислений [31-34].

При одновременном позиционировании нескольких источников радиоизлучения возникает проблема однозначного соотнесения набора навигационных параметров для каждого из источников [35]. В связи с данной проблемой представляется актуальным создание и реализация алгоритмов устранения неоднозначности определения набора навигационных параметров для каждого из источников и, соответственно, разработка алгоритмов оценки навигационных параметров нескольких источников радиоизлучения.

Существенный вклад в решение задач оценки координат источников радиоизлучения и эффективной оценки навигационных параметров радиосигналов в условиях априорной неопределённости параметров, низкого отношения сигнал/шум в исследуемых каналах и значительного влияния эффекта Доплера внесли М.Е. Вагранов, Л.Е. Варакин, Ф.М. Вудворд, В.А. Котельников, Ю.С. Лезин, А. Оппенгейм, М. Сколник, Ю.Г. Сосулин, В.И. Тихонов, В.С. Черняк, В.С. Шебшаевич, и др.

Цели и задачи работы

Целью диссертационной работы является разработка алгоритмов оценивания и эффективного использования навигационных параметров сигналов, в том числе нескольких источников радиоизлучения, при решении задачи оценки координат источников радиоизлучения в условиях низкого отношения сигнал/шум, наличия широкого диапазона неопределённости временных задержек, сдвига и масштабирования спектра сигналов вследствие влияния эффекта Доплера.

Основными задачами в соответствии с целью работы являются:

 разработка и реализация эффективного алгоритма оценки координат источника радиоизлучения на основе совместного применения разностно-дальномерного и разностно-доплеровского методов;

- разработка и реализация алгоритмов оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов в условиях сдвига и масштабирования спектров;
- разработка и реализация алгоритмов устранения неоднозначности определения наборов взаимных временных задержек при оценке координат нескольких источников радиоизлучения.

Методы исследований

В диссертационной работе при разработке и исследовании алгоритмов использовались методы обработки цифровой сигналов, статистической радиофизики, математической статистики теории вероятностей. И Исследования проводились с использованием имитационного компьютерного моделирования с применением алгоритмов И средств параллельных вычислений.

Научная новизна

В диссертации предложены и исследованы оригинальные алгоритмы оценки координат источников радиоизлучения, основанные на получении предварительной оценки координат источников радиоизлучения при решении линеаризованной системы разностно-дальномерного метода И линеаризованной системы совместного разностно-дальномерного разностнодоплеровского метода. Данный подход существенно улучшает производительность базового алгоритма и устойчивость его работы. Предложен алгоритм оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов, основанный на вычислении взаимной функции неопределённости набору ПО предварительно выделенных узкополосных каналов с последующим этапом уточнения информации о доплеровских искажениях спектра сигнала. Повышение эффективности работы алгоритма достигается за счет рационализации схемы накопления результирующего распределения. Также предложен алгоритм устранения неоднозначности определения набора взаимных временных задержек нескольких источников радиоизлучения,

основанный на применении критерия согласованности временных задержек. Предложенный алгоритм позволяет значительно уменьшить время обработки и анализа принятых сигналов, за счет вычислительной эффективности алгоритма расчета критерия согласованности временных задержек и учесть влияние эффекта Доплера, за счет применения метода построения и анализа взаимной функции неопределенности для оценки взаимных временных задержек распространения сигналов.

Предложенные методы и алгоритмы обладают высокой вычислительной эффективностью и дают достоверные оценки координат источника радиоизлучения и параметров сигналов при низком отношении сигнал/шум.

Научная и практическая значимость результатов

В диссертационной работе предложены алгоритмы, отличающиеся высокой устойчивостью к влиянию мешающих факторов, таких как: высокий уровень шума в исследуемых каналах и искажение частотных характеристик сигнала вследствие влияния эффекта Доплера. Предложенные алгоритмы позволяют эффективно использовать вычислительные ресурсы современных систем обработки данных, позволяя выполнять обработку сигналов в реальном масштабе времени. Результаты, полученные в диссертации, могут быть использованы при разработке широкополосных спутниковых систем связи и для решения задач позиционирования излучающих объектов.

Результаты работы могут представлять интерес для ряда научноисследовательских учреждений, таких как Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева (СибГУ М.Ф. Решетнева, г. Красноярск), AO «ИНФОРМАЦИОННЫЕ ИМ. СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ» имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО ИСС М.Ф. Решетнева, г. Железногорск), им. Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королёва (г. Самара) ФГБОУ ВО Томский государственный университет систем управления и (ФГБОУ «ТУСУР», радиоэлектроники BO г. Томск), Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ, г. Москва).

Обоснованность и достоверность

Достоверность результатов, представленных в диссертации, основана на обоснованных использовании математически современных методов обработки статистической радиофизики, теории цифровой сигналов. Эффективность алгоритмов предложенных в диссертации методов и подтверждается результатами компьютерного имитационного моделирования и сравнением с ранее опубликованными результатами. Обоснованность сформулированных В диссертации, выводов, подтверждается ИХ непротиворечивостью известным положениям, приводимым в научной литературе. Основные результаты, полученные в диссертации, неоднократно обсуждались на всероссийских и международных конференциях.

Основные положения, выносимые на защиту

- Эффективный алгоритм оценки координат источника радиоизлучения, совмещающий разностно-дальномерный и разностно-доплеровский методы, основанный на предварительном вычислении начального приближения путем линеаризации исходной системы уравнений;
- Алгоритм оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов, основанный на предварительном выделении узкополосных каналов, вычислении взаимной функции неопределённости в каждом канале и рациональной схемы накопления результирующего распределения;
- Алгоритм устранения неоднозначности определения наборов взаимных временных задержек при оценке координат нескольких источников радиоизлучения, основанный на применении критерия согласованности задержек.
- Результаты исследования характеристик предложенных в работе алгоритмов определения местоположения источников

радиоизлучения и алгоритмов оценки навигационных параметров широкополосных сигналов спутниковых систем связи.

Апробация результатов

Основные результаты диссертационной работы отражены в 21 публикации, среди которых 5 статей в рецензируемых журналах, включенных в перечень ВАК.

Результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих научных конференциях:

- Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение», Москва, РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2016, 2017 и 2018 гг.;
- Международной научно-технической конференции «Перспективные информационные технологии», Самара, СГАУ им. С.П. Королева, 2015, 2017, 2018 и 2019 гг.;
- Международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии», Нижний Новгород, НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2014, 2015, 2016, 2017, 2018 и 2022 гг.
- Всероссийской научной конференции студентов-физиков «ВНКСФ-20», г. Ижевск, 2014 г.;
- Всероссийской научно-технической конференции «Новые информационные технологии в научных исследованиях НИТ», г. Рязань, Рязанский государственный радиотехнический университет, 2016 и 2017 гг.;
- Научной конференции по радиофизике, Нижний Новгород, ННГУ им.
 Н.И. Лобачевского, 2014, 2015, 2016, 2020, 2021 и 2022 гг.

Личный вклад автора

Автор принимал непосредственное участие в формулировании целей диссертационной работы, постановке задач разработки и реализации алгоритмов. Выбор направления исследования, постановка задач и

обсуждение полученных результатов проводилось вместе с научным руководителем – профессором кафедры ИТФИ физического факультета ННГУ д.ф.-м.н., О.А. Морозовым и заведующим кафедрой ИТФИ д.т.н., профессором В.Р. Фидельманом. Разработка и реализация предложенных в диссертации алгоритмов, а также имитационное моделирование данных алгоритмов выполнены лично автором.

Структура и объём диссертации

Диссертация состоит из введения, трёх глав, заключения, приложения и списка цитируемой литературы. Общий объём диссертации составляет 133 страницы. Диссертация включает 44 рисунка и список литературы из 110 наименований.

Краткое содержание диссертации

Во **введении** обосновывается актуальность работы, формулируются цели диссертации, обосновывается научная новизна, обсуждается научная и практическая значимость работы, обоснованность и достоверность полученных результатов, кратко излагается содержание диссертации, приводятся основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассмотрены существующие методы оценки координат источников радиоизлучения, приведена их классификация. Выделены методы, применение которых оптимально при реализации многопозиционных систем пассивной радиолокации и радионавигации космического базирования, а именно разностно-дальномерный И разностно-доплеровский методы. Рассмотрена возможность реализации метода относительных амплитуд на базе групп беспилотных летательных аппаратов. Выделены проблемы существующих методов. Предложены методы, основанные на использовании начального приближения, получаемого решением линеаризованной системы разностно-дальномерного метода и системы, получаемой при совместном применении разностно-дальномерного и разностно-доплеровского метода. Проведены результаты исследования точностных характеристик

предложенных методов с учетом их модификаций. Приведены результаты исследования вычислительной эффективности предложенных методов.

В <u>разделе 1.1</u> приведена классификация методов оценки координат источников радиоизлучения по типу информационного сигнала и по виду измеряемого навигационного параметра. Выделены методы, наиболее подходящие для применения совместно с многопозиционными спутниковыми системами пассивной радиолокации.

В разделе 1.2 рассмотрены методы оценки координат источника радиоизлучения с точки зрения вариационного подхода: описаны процедуры оптимизации, используемые при оценке координат, приведен способ построения функционалов. Рассмотрены достоинства вариационного подхода, в частности, удобство учета дополнительной информации и формирования совместных методов на основе единовременно измеряемых навигационных параметров. Также рассмотрены недостатки вариационного подхода, такие как возможное отсутствие одноэкстремальности функционалов и, как следствие, трудности при выборе начального приближения для процедуры оптимизации.

В <u>разделе 1.3</u> приведены способы формирования начального приближения на основе решения линеаризованных систем уравнений разностно-дальномерного метода, метода относительных амплитуд и совместного разностно-дальномерного и разностно-доплеровского методов.

В <u>разделе 1.4</u> приведены результаты компьютерного моделирования методов оценки координат источников радиоизлучения. Исследованы точностные характеристики методов. Приведены результаты исследования вычислительной эффективности рассмотренных методов.

В разделе 1.5 приведены краткие выводы по результатам главы 1.

Во **<u>второй главе</u>** представлены методы оценки частотно-временных параметров сигналов, необходимых для оценки координат источников радиоизлучения методами, приведенными в первой главе.

В <u>разделе 2.1</u> рассмотрены алгоритмы оценки параметров узкополосных сигналов. Выделены корреляционный метод и метод построения и анализа взаимной функции неопределенности. Рассмотрен алгоритм оценки взаимной временной задержки на основе нелинейной цифровой фильтрации узкополосных сигналов.

В <u>разделе 2.2</u> рассмотрены особенности широкополосных сигналов, затрудняющих применение классических методов оценки навигационных параметров. Рассмотрен алгоритм оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов, основанный на предварительном выделении узкополосных частотных каналов и последующем вычислении взаимных функции неопределённости сигналов в выделенных каналах с последующим формированием результирующего распределения.

В <u>разделе 2.3</u> предлагаются возможные схемы формирования результирующего распределения для алгоритма, рассмотренного в разделе 2.2.

В разделе 2.4 предложен метод оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов. Предложенный метод основан на оригинальной модификации алгоритма предварительной фильтрации широкополосного сигнала с целью выделения нескольких узкополосных каналов. Модификация заключается сечений функции В изменении схемы построения неопределенности И введении дополнительного этапа уточнения распределения фазы для каждого сечения. Этап уточнения распределения фазы базируется на выполнении дискретного преобразования Фурье при фиксированном значении временного сдвига, доставляющем максимум неопределенности, и определении величины функции доплеровского смещения спектра с точностью, превышающей частотное разрешение алгоритма быстрого преобразования Фурье. Уточнение распределения фазы позволяет повысить выраженность главного максимума при использовании когерентного суммирования. Применение алгоритма схемы быстрого преобразования Фурье дает возможность сохранить вычислительную эффективность метода в целом.

В <u>разделе 2.5</u> приведены результаты компьютерного моделирования рассмотренных алгоритмов оценки взаимных временных задержек узкополосных и широкополосных сигналов, приведены результаты компьютерного моделирования предложенного алгоритма оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов.

В разделе 2.6 приведены краткие выводы по результатам главы 2.

В **третьей главе** рассматриваются особенности оценки навигационных параметров сигналов нескольких источников радиоизлучения. Рассмотрен алгоритм устранения неоднозначности соотнесения корреляционных максимумов конкретным источникам излучения, на основе последовательного подавления компонент, излучаемых конкретными источниками.

Предложен оригинальный алгоритм устранения неоднозначности соотнесения взаимных временных задержек распространения сигналов, основанный на критерии согласованности временных задержек.

Показана возможность применения предложенного алгоритма в задаче определения Проведено местоположения источников излучения. компьютерное моделирование предложенного алгоритма, исследована его устойчивость К уровню шума в исследуемых каналах. Отмечается принципиальная возможность применения предложенного алгоритма при вычислении взаимных временных задержек распространения сигналов на основе построения и анализа взаимной функции неопределенности сигналов.

В <u>заключении</u> сформулированы основные результаты диссертации и следующие из них выводы.

Глава 1. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

Радиолокацией называют область науки и техники, объединяющую методы и средства обнаружения, измерения координат и параметров движения, а также определения свойств и характеристик различных объектов (радиолокационных целей), основанных на использовании радиоволн, излучаемых, ретранслируемых либо отражаемых (рассеиваемых) этими объектами. Радионавигацией называют область науки и техники, охватывающую радиотехнические методы и средства вождения кораблей, летательных и космических аппаратов, а также других движущихся объектов [36].

Радиолокация и радионавигация тесно связаны общностью решаемой ими задачи — определения координат и параметров движения объекта. Во многих случаях радиолокационные станции применяют для решения чисто В радионавигационных задач. радионавигации при нахождении местоположения объекта вводят понятия радионавигационного параметра, поверхностей И линий положения. Радионавигационным параметром называют физическую величину, непосредственно измеряемую станцией (расстояние, разность или сумма расстояний, угол) [36-37].

Поверхностью положения называют геометрическое место точек в пространстве, имеющих одно и то же значение радионавигационного параметра. Линия положения есть линия пересечения двух поверхностей положения. Местоположение объекта задается пересечением трех поверхностей положения или поверхности и линии положения [36-37].

В зависимости от расположения приемника и передатчика в пространстве радиолокационные системы подразделяют на однопозиционные (совмещенные), когда приемник и передатчик размещены в одном пункте, разнесенные, когда приемник и передатчик расположены в двух пунктах, достаточно удаленных друг от друга, и многопозиционные. Расстояние между

передающей и приемной позициями разнесенной радиолокационной станции может быть постоянным и переменным [37].

Многопозиционная радиолокационная система состоит из нескольких разнесенных в пространстве передающих, приемных или приемопередающих позиций, в которых осуществляется совместная обработка радиолокационной информации. Примером многопозиционной системы, может служить система искусственных спутников Земли [19, 20].

Проблема определения местоположения объекта, или, другими словами, проблема местоопределения, сводится к определению (измерению) некоторых навигационных параметров, однозначно характеризующих место объекта в пространстве. К НИМ относятся, прежде всего, длина траектории распространения радиоволн или дальность и направление на излучатель радиоволн. Определение этих величин, называемое радиодальнометрией и радиопеленгацией соответственно, осуществляется с помощью радиоустройств – радиодальномеров и радиопеленгаторов. Пеленгом называется угол между неким, выбранным за начальное, направлением и искомым [37].

В данной работе рассматриваются преимущественно методы, применимые к многопозиционным системам и учитываются особенности построения спутниковых многопозиционных систем (большие расстояния разнесения станций друг относительно друга, удаленность источника излучения, высокая степень помех).

Получение радиолокационной информации основывается на физических свойствах электромагнитных волн, используемых в качестве носителей радиолокационного сигнала. Как известно, электромагнитные волны распространяются, в однородной среде, прямолинейно с постоянной скоростью – скоростью света $c = 2,99792458 \cdot 10^8$ м/с, там, где это не вызывает существенных погрешностей, обычно берут приближенное значение скорости $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с) [38].

Объект радиолокации вносит неоднородность в свободнее пространство, постоянство чем нарушают вектора скорости. В результате объект преобразует радиоизлучение: часть энергии переотражается, часть поглощается объектом, переходя в тепло, часть – преломляется, изменяя Мощность направление распространения радиоволн. вторичного (отраженного) излучения существенным образом зависит от интенсивности первичного (зондирующего) излучения вблизи объекта, и от параметров самого объекта (габаритов, формы, электрических свойств). Возможна ситуация, когда радиоизлучение ретранслируется передатчиком объекта, тогда мощность ответного излучения зависит только OT мощности передатчика, установленного на объекте [38].

Благодаря постоянству вектора скорости (модуля и направления) радиоволны в однородном пространстве, расстояние до объекта и время распространения волны прямо пропорционально связаны друг с другом, что позволяет по измеренным временным задержкам прохождения сигнала от станции до объекта и обратно получить расстояние между источником радиосигнала и объектом [38]. Следует также заметить, что частота принимаемого переотраженного (ретранслированного) сигнала может отличаться от частоты излучаемых колебаний при взаимном перемещении источника и объекта (эффект Доплера), что позволяет измерять радиальную скорость движения цели относительно источника радиосигнала [3, 12, 13].

Кроме того, в целях радиолокации может быть использовано излучение электромагнитных волн наблюдаемыми объектами, это может быть тепловое излучение, свойственное всем объектам, активное излучение, создаваемое техническими средствами объекта, или побочное излучение, создаваемое любыми объектами с работающими электрическими устройствами.

1.1 Классификация методов

1.1.1 Классификация методов определения местоположения источников радиоизлучения по типу информационного сигнала

В зависимости от природы возникновения электромагнитных волн, достигающих антенны радиолокационной станции и доставляющих информацию об объекте радиолокационного наблюдения, можно выделить несколько видов радиолокации:

- активная радиолокация с пассивным ответом;
- активная радиолокация с активным ответом;
- полуактивная радиолокация;
- пассивная радиолокация.

Активная радиолокация с пассивным ответом

При активной радиолокации с пассивным ответом рассматриваются два сигнала:

- прямой (зондирующий) – излучается антенной радиолокационной станции и облучает объект;

 отраженный (пассивный ответ) — сигнал отраженный или рассеянный объектом электромагнитных колебаний и принятый приемной антенной радиолокационной станции (рисунок 1) [39].

Рисунок 1. Схема активной радиолокации с пассивным ответом

Таким образом, радиолокационная станция, применяемая при активной радиолокации должна содержать и источник излучения, и приемник, анализируется в данном случае отраженный (рассеянный) сигнал.

Активная радиолокация с активным ответом

При активной радиолокации с активным ответом рассматриваются два сигнала:

- прямой (зондирующий) – излучается антенной радиолокационной станции и принимается объектом;

- активный ответ – сигнал, сгенерированный при принятии прямого сигнала и излученный специальным устройством (ответчиком), установленном на объекте. Активный ответ принимается приемной антенной радиолокационной станции (рисунок 2)39.

Рисунок 2. Схема активной радиолокации с активным ответом

Активный ответ, как правило, имеет большую мощность, чем пассивный, чем значительно повышает дальность действия и помехозащищенность системы. Кроме того, ответный сигнал может содержать дополнительную информацию и может быть использован для решения задачи опознавания объекта. Однако, при ретрансляции сигнала, объект должен сначала получить и обработать сигнал радиолокационной станции, что вносит дополнительные временные задержки в работу системы и, следовательно, дополнительные погрешности определения параметров объекта [39].

Очевидно, что область применения принципа активного ответа невелика, так как он используется сугубо для объектов, имеющих специальным образом настроенный радиопередатчик.

Полуактивная радиолокация

Аналогично схеме активной радиолокации с пассивным ответом при полуактивной радиолокации рассматриваются два сигнала: прямой (зондирующий) и отраженный. Для оценки местоположения объекта

анализируется отраженный сигнал. Принципиальным отличием полуактивной радиолокации является тот факт, что источник прямого излучения не входит в состав радиолокационной станции и функционирует независимо. Передающее устройство, облучающее объект, может быть расположено, например, на земле, а приемное, использующее отраженный сигнал – на самолете, или на искусственном спутнике Земли (рисунок 3)).



Рисунок 3. Схема полуактивной радиолокации

Достоинством методов активной радиолокации с пассивным ответом и полуактивной радиолокации является возможность обнаружения объектов, не являющихся источниками радиоизлучения, однако дальность действия таких методов невелика, из-за возникающих трудностей при регистрации отраженных (рассеянных) сигналов, имеющих мощность значительно меньшую, чем зондирующий сигнал [39].

Пассивная радиолокация

При пассивной радиолокации сигналом, используемым радиолокационной станцией для определения местоположения объекта, может являться любой сигнал, по какой-либо причине излучаемый объектом, например, тепловое излучение или естественное излучение объектов в радиодиапазоне (рисунок 4)).

Рисунок 4. Схема пассивной радиолокации

Природа возникновения анализируемого радиосигнала при пассивной радиолокации может быть любой. Отличительной особенностью является - отсутствие зондирующего сигнала. Одна радиолокационная станция (антенна) может определить лишь направление (пеленг) на объект, т. е. осуществить радиопеленгование последнего [37, 39].

1.1.2 Классификация методов определения местоположения источников радиоизлучения по виду измеряемых навигационных параметров

При рассмотрении возможных радиолокационных устройств можно составить список навигационных параметров, позволяющих сформировать оценку координат источника радиоизлучения:

- пеленг α_M искомой точки *M* из фиксированной точки *A*;
- расстояние R от искомой точки M до фиксированной точки A;
- скорость изменения расстояния *R* от искомой точки *M* до фиксированной точки *A*.

В зависимости используемых навигационных параметров для определения местоположения объекта различают следующие методы [39]:

- пеленгационные (угломерные);
- дальномерные;
- методы измерения скоростей.

Так же возможны различные комбинации и модификации этих методов, для понимания сути работы и основных принципов построения методов местоопределения достаточно рассмотреть базовые методы.

Угломерный метод

В данном методе используются направленные свойства антенны при передаче или приеме радиосигнала. Существует два варианта построения В угломерных радиопеленгаторный И радиомаячный. систем: радиопеленгаторной системе, направленной является антенна приемника (радиопеленгатора), а передатчик (радиомаяк) имеет ненаправленную антенну. При расположении радиопеленгатора и радиомаяка в одной плоскости, например на поверхности Земли, направление на маяк характеризуется пеленгом α_M (рисунок 5 а)). Если пеленг отсчитывают от географического меридиана (направление север-юг), то его называют истинным пеленгом или азимутом. Часто азимутом считают угол в горизонтальной плоскости, отсчитанный от любого направления, принятого за начальное [36].

Определение направления производят в месте расположения приемника, который может быть, как на Земле, так и на объекте. В радиопеленгаторной системе определение направления на объект осуществляют с Земли и при необходимости измеренное значение пеленга передают на объект по каналу связи. При расположении радиопеленгатора на объекте, пеленг на радиомаяк измеряют непосредственно на объекте.

В радиомаячной системе используют радиомаяк с направленной антенной и ненаправленный приемник. В этом случае в месте расположения приемника измеряют обратный пеленг α_A (рисунок 5 б)) относительно начального направления, проходящего через точку, в которой расположен радиомаяк. Обычно применяют маяк с вращающейся диаграммой направленности [36].



Рисунок 5. Схемы определения прямого а), обратного б) пеленга на объект, а так же определения местоположения объекта в) при использовании угломерного метода

При решении задачи оценки координат источника радиоизлучения, расположенного на поверхности Земли, рассматривается линия положения, формируемая как пересечение поверхности положения угломерного метода (плоскость положения) с простейшим (сферическим) приближением поверхности Земли. Формируемая линия положения имеет форму ортодромии – дуги большого круга, проходящего через пункты расположения приемника и источника радиоизлучения. Тогда истинный пеленг формируется как угол между меридианом и ортодромией.

При расстояниях, малых по сравнению с радиусом Земли, ортодромия аппроксимируется отрезком прямой линии. По двум пеленгам α_{M1} и α_{M2} (рисунок 5 в)) можно найти местоположение объекта как точку пересечения двух линий положения (двух ортодромий на земной поверхности). Если система расположена в пространстве, то для определения местоположения объекта необходимо обеспечить три точки приема сигнала и, соответственно, три пеленга (α_{M1} , α_{M2} , α_{M3}) на объект. Каждая точка приема сигнала позволяет найти лишь поверхность положения, которая будет в данном случае плоскостью, проходящей через пункты расположения станции и объекта и параллельной оси вращения антенны станции:

$$\alpha = \alpha_M = const \tag{1}$$

или, в декартовых координатах:

$$A_{M}x + B_{M}y + C_{M}z + D_{M} = 0, (2)$$

где параметры A_M , B_M , C_M , D_M – определяются по измеренному α_M пеленгу на объект, при этом предполагается, что координаты станций известны.

Местоположение источника излучения находится из решения системы уравнений:

$$\begin{array}{l}
 (A_{M1}x + B_{M1}y + C_{M1}z + D_{M1} = 0; \\
 (A_{M2}x + B_{M2}y + C_{M2}z + D_{M2} = 0; \\
 (A_{M3}x + B_{M3}y + C_{M3}z + D_{M3} = 0. \end{array}$$
(3)

Если известно, что источник радиоизлучения расположен на поверхности Земли, третье уравнение системы (3) может быть заменено на уравнение поверхности Земли.

Погрешность определения координат источника на поверхности Земли определяется погрешностью определения линий положения (по крайней мере, двух) пересекающихся в местоположении объекта. Ошибку определения линии (поверхности) положения можно определить по формуле [39]:

$$\sigma_n = \frac{\sigma_U}{|grad(U)|'} \tag{4}$$

$$|grad(U)| = \sqrt{\left(\frac{\partial U}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial U}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial U}{\partial z}\right)^2},\tag{5}$$

где σ_U – среднеквадратичная погрешность измерения радионавигационного параметра *U*.

Для угломерного метода ошибка определения местоположения объекта на поверхности земли [39]:

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{(D_A^2 + D_B^2) \cdot {\sigma_\alpha}^2}}{\sin(\theta)},\tag{6}$$

где σ_{α} – погрешность измерения углов пеленга, выраженная в радианах, D_A и D_B – расстояния между источником и приемниками, θ – угол пересечения линий положения.

Дальномерные методы

Группа дальномерных методов основана на измерении расстояния R или некоторой функциональной зависимости пары расстояний $f(R_1, R_2)$ между точками излучения и приема сигнала.

В группе дальномерных методов можно выделить:

- дальномерный метод;
- разностно-дальномерный метод;
- суммарно-дальномерный метод;
- метод относительных расстояний.

Рассмотрим подробнее основные принципы и условия применения каждого из них.

Дальномерный метод

Навигационным параметров дальномерного метода является расстояние от точки излучения до точки приема сигнала. Измеряемая дальность *R* определяется следующим выражением:

$$R = \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2},$$
(7)

где (x_1, y_1, z_1) – координаты приемника, (x_M, y_M, z_M) – координаты объекта.

Поверхностью положения дальномерной системы является сфера радиусом *R*:

$$x^2 + y^2 + z^2 = R_0^2 = const.$$
 (8)

Линиями положения на фиксированной плоскости либо сфере (например, на поверхности Земли, в простейшем приближении) будут окружности (рисунок 6, а), поэтому иногда дальномерные системы называют круговыми. При этом местоположение объекта определяется как точка пересечения двух линий положения (рисунок 6 б).



Рисунок 6. Линия положения а) и пересечение двух линий положения б) дальномерного метода на фиксированной плоскости

Местоположение источника излучения находится из решения системы уравнений:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2} = R_1; \\ \sqrt{(x_2 - x_M)^2 + (y_2 - y_M)^2 + (z_2 - z_M)^2} = R_2; \\ \sqrt{(x_3 - x_M)^2 + (y_3 - y_M)^2 + (z_3 - z_M)^2} = R_3. \end{cases}$$
(9)

Для определения местоположения объекта на поверхности Земли необходимо две поверхности положения и, соответственно, две точки приема сигнала, третье уравнение системы заменяется уравнением поверхности Земли, а для определения местоположения объекта в пространстве – три поверхности и три приемника. При этом, известно, что окружности пересекаются в двух точках, по причине чего, возникает двузначность отсчета, для исключения которой применяют дополнительные средства ориентирования, точность которых может быть невысокой, но достаточной для достоверного выбора одной из двух точек пересечения [39].

Для дальномерного метода ошибка определения местоположения объекта на поверхности Земли [39]:

$$\sigma_r = \frac{c\sigma_\tau}{2},\tag{10}$$

где σ_{τ} – погрешность измерения времени распространения радиосигнала.

Расстояние от точки излучения до точки приема, используемое в дальномерном методе в качестве навигационного параметра может быть

измерено с помощью двух разных радионавигационных параметров, то есть двух разных непосредственно измеряемых и анализируемых величин: амплитуды (или энергии) принятого сигнала и времени распространения сигнала.

Зависимость амплитуды принимаемого сигнала от дальности определяется моделью точечного источника [40]:

$$A(D_i) = \frac{A_s}{r_i} \exp(-jkr_i), \qquad (11)$$

где $D_i = |r_i| = \sqrt{(x_i - x_s)^2 + (y_i - y_s)^2 + (z_i - z_s)^2}, \quad k = 2\pi/\lambda$ — модуль волнового вектора. Данная модель позволяет проводить оценку дальности *D* на основе измерений уровня мощности сигнала в приемнике (RSSI – Received Signal Strength Indicator) при известных коэффициентах усиления приемной *G*_r и передающей *G*_s антенн и мощности *P*_s излучаемого источником сигнала [41]

$$P_r(D) = \frac{P_s G_r G_s \lambda^2}{(4\pi D)^2}.$$
(12)

Этот подход часто используется, наряду с моделями распространения радиоволн Окамура-Хата, для решения задач позиционирования абонента в сетях мобильной связи [42].

Согласно (11-12), система уравнений дальномерного метода (9) примет вид:

$$\begin{cases} A_{1} = \frac{A_{s}}{\sqrt{(x_{1} - x_{M})^{2} + (y_{1} - y_{M})^{2} + (z_{1} - z_{M})^{2}}}; \\ A_{2} = \frac{A_{s}}{\sqrt{(x_{2} - x_{M})^{2} + (y_{2} - y_{M})^{2} + (z_{2} - z_{M})^{2}}}; \\ A_{3} = \frac{A_{s}}{\sqrt{(x_{3} - x_{M})^{2} + (y_{3} - y_{M})^{2} + (z_{3} - z_{M})^{2}}}. \end{cases}$$
(13)

Согласно другому подходу, использующему свойство постоянства скорости света в однородной среде, расстояние от точки излучения до точки

приема связано линейной зависимостью со временем распространения сигнала [38]:

$$R = c\tau. \tag{14}$$

Система уравнений дальномерного метода (9) примет вид:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2} = c\tau_1; \\ \sqrt{(x_2 - x_M)^2 + (y_2 - y_M)^2 + (z_2 - z_M)^2} = c\tau_2; \\ \sqrt{(x_3 - x_M)^2 + (y_3 - y_M)^2 + (z_3 - z_M)^2} = c\tau_3. \end{cases}$$
(15)

Разностно-дальномерный метод

Одной из наиболее распространенных модификаций дальномерного метода является разностно-дальномерный метод, использующий измеренные разности расстояний $\Delta R = R_1 - R_2$ между точкой излучения (*M*) и несколькими точками приема сигнала (*A*, *B*) (рисунок 7 а)). Разность расстояний ΔR , как правило, измеряют на основе оценки времени взаимного запаздывания радиосигналов при распространении от источника до двух точек приема сигнала: *A* и *B*. Линия, соединяющую станции *A* и *B* называется базой.



Рисунок 7. Линия положения а) и пересечение двух линий положения б) разностно-дальномерного метода на фиксированной плоскости

Согласно (7) измеряемая разность дальностей:

$$\begin{cases} \Delta R = R_{AM} - R_{BM}; \\ R_{AM} = \sqrt{(x_A - x_M)^2 + (y_A - y_M)^2 + (z_A - z_M)^2}; \\ R_{BM} = \sqrt{(x_B - x_M)^2 + (y_B - y_M)^2 + (z_B - z_M)^2}. \end{cases}$$
(16)

Измерение разности расстояний, до станций *A* и *B*, позволяет найти поверхность положения, соответствующую этой разности и имеющую форму гиперболоида с началом отсчета в центре базы, ось *x* направлена вдоль базы:

$$\frac{x^2}{a_M^2} - \frac{y^2}{b_M^2} - \frac{z^2}{c_M^2} = 1,$$
(17)

параметры a_M , b_M , c_M определяются измеренной разностью расстояний ΔR .

Местоположение источника излучения находится из решения системы уравнений:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2} - \\ \sqrt{(x_2 - x_M)^2 + (y_2 - y_M)^2 + (z_2 - z_M)^2} = \Delta R_{12}; \\ \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2} - \\ \sqrt{(x_3 - x_M)^2 + (y_3 - y_M)^2 + (z_3 - z_M)^2} = \Delta R_{13}; \\ \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2} - \\ \sqrt{(x_4 - x_M)^2 + (y_4 - y_M)^2 + (z_4 - z_M)^2} = \Delta R_{14}. \end{cases}$$
(18)

Или, согласно (14):

$$\begin{cases} \sqrt{(x_{1} - x_{M})^{2} + (y_{1} - y_{M})^{2} + (z_{1} - z_{M})^{2}} - \\ \sqrt{(x_{2} - x_{M})^{2} + (y_{2} - y_{M})^{2} + (z_{2} - z_{M})^{2}} = c\Delta\tau_{12}; \\ \sqrt{(x_{1} - x_{M})^{2} + (y_{1} - y_{M})^{2} + (z_{1} - z_{M})^{2}} - \\ \sqrt{(x_{3} - x_{M})^{2} + (y_{3} - y_{M})^{2} + (z_{3} - z_{M})^{2}} = c\Delta\tau_{13}; \\ \sqrt{(x_{1} - x_{M})^{2} + (y_{1} - y_{M})^{2} + (z_{1} - z_{M})^{2}} - \\ \sqrt{(x_{4} - x_{M})^{2} + (y_{4} - y_{M})^{2} + (z_{4} - z_{M})^{2}} = c\Delta\tau_{14}. \end{cases}$$
(19)

Координаты источника радиоизлучения, расположенного на поверхности Земли могут быть определены из системы уравнений, составленной для трех точек приема сигнала –для этого одно из уравнений системы (19) следует заменить на уравнение земной поверхности. Каждое уравнение системы (19) задает поверхность положения в виде двуполостного гиперболоида вращения, сечения которой с простейшим приближением земной поверхности имеют вид гипербол (рисунок 7, а). Оценка координат источника радиоизлучения, расположенного в пространстве, требует наличия четырех точек приема сигнала. Важно заметить, что все базы системы должны быть расположены под углом друг к другу, для обеспечения однозначности определения точки пересечения поверхностей положения.

Для разностно-дальномерного метода ошибка определения местоположения объекта на поверхности Земли [39]:

$$\sigma_r = \frac{\sigma_\tau \sqrt{\sin^2\left(\frac{\varphi_1}{2}\right) + \sin^2\left(\frac{\varphi_2}{2}\right)}}{2\sin\left(\frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right)\sin\left(\frac{\varphi_1}{2}\right)\sin\left(\frac{\varphi_2}{2}\right)},\tag{20}$$

где φ_1 , φ_2 – углы, под которыми видны базы спутниковой системы из местоположения объекта.

Суммарно-дальномерный метод

Данный метод основан на измерении суммы расстояний $R_{\Sigma} = R_1 + R_2$, от каждой пары точек приема до источника излучения. Для определения R_{Σ} определяют сумму времен распространения сигнала от объекта (*M*) до двух приемников сигнала (*A*, *B*) (рисунок 8 а).



Рисунок 8. Линия положения а) и пересечение двух линий положения б) суммарно-дальномерного метода на фиксированной поверхности

Согласно (7) измеряемая сумма дальностей:

$$\begin{cases} R_{\Sigma} = R_{AM} + R_{BM} = c(\tau_{AM} + \tau_{BM}) = c\tau_{\Sigma}; \\ R_{AM} = \sqrt{(x_A - x_M)^2 + (y_A - y_M)^2 + (z_A - z_M)^2}; \\ R_{BM} = \sqrt{(x_B - x_M)^2 + (y_B - y_M)^2 + (z_B - z_M)^2}. \end{cases}$$
(21)

Одна пара радиолокационных станций задает поверхность положения, имеющую форму эллипсоида с фокусами в местах расположения радиолокационных станций и началом отсчета в центре базы, ось *х* направлена вдоль базы:

$$\frac{x^2}{a_M^2} + \frac{y^2}{b_M^2} + \frac{z^2}{c_M^2} = 1,$$
(22)

параметры a_M , b_M , c_M определяются измеренной суммой расстояний R_{Σ} .

Местоположение источника излучения находится из решения системы уравнений:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2} + \\ \sqrt{(x_2 - x_M)^2 + (y_2 - y_M)^2 + (z_2 - z_M)^2} = c\tau_{12}; \\ \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2} + \\ \sqrt{(x_3 - x_M)^2 + (y_3 - y_M)^2 + (z_3 - z_M)^2} = c\tau_{13}; \\ \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2} + \\ \sqrt{(x_4 - x_M)^2 + (y_4 - y_M)^2 + (z_4 - z_M)^2} = c\tau_{14}. \end{cases}$$
(23)

Координаты источника радиоизлучения, расположенного на поверхности Земли могут быть определены из системы уравнений, составленной для трех точек приема сигнала –для этого одно из уравнений системы (23) следует заменить на уравнение земной поверхности. Каждое уравнение системы (23) задает поверхность положения в виде эллипсоида, сечения которой с простейшим приближением земной поверхности имеют вид эллипсов (рисунок 8, а). Оценка координат источника радиоизлучения, расположенного в пространстве, требует наличия четырех точек приема сигнала.

Для суммарно-дальномерного метода ошибка определения местоположения объекта на поверхности Земли [39]:

$$\sigma_r = \frac{\sigma_\tau \sqrt{\cos^2\left(\frac{\varphi_1}{2}\right) + \cos^2\left(\frac{\varphi_2}{2}\right)}}{2\cos\left(\frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right)\cos\left(\frac{\varphi_1}{2}\right)\cos\left(\frac{\varphi_2}{2}\right)},\tag{24}$$

где φ_1 , φ_2 – углы, под которыми видны базы спутниковой системы из местоположения объекта.

Методы измерения скоростей изменения дальностей

Информацию о местоположении источника радиоизлучения можно получить, используя информацию о скорости изменения расстояния от точек приема до источника излучения при использовании подвижной многопозиционной системы приемников и предположении об относительной неподвижности источника излучения. Определение скорости изменения расстояния до источника излучения проводится на основе анализа доплеровского смещения спектра принятого сигнала [13].

Доплеровский метод

В случае если частотные характеристики сигнала, излучаемого объектом известны и стабильны, в качестве навигационного параметра можно использовать непосредственно доплеровское смещение спектра принятого сигнала, относительно излученного [12].

Определение местоположения источника радиоизлучения доплеровским методом основано на формировании системы нелинейных уравнений, связывающих координаты источника излучения с относительными радиальными скоростями приемников многопозиционной системы и доплеровскими сдвигами спектров принятых сигналов:

$$\begin{cases}
\Delta \omega_{i} = c \omega_{0} \frac{\left(\vec{v}_{i}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{i})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{i}|}; \\
\left(\vec{v}_{i}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{i})\right) = v_{xi}(x_{M} - x_{i}) + v_{yi}(y_{M} - y_{i}) + v_{zi}(z_{M} - z_{i}); \\
|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{i}| = \sqrt{(x_{M} - x_{i})^{2} + (y_{M} - y_{i})^{2} + (z_{M} - z_{i})^{2}},
\end{cases}$$
(25)

где $\Delta \omega_i$ – доплеровское смещение спектра сигнала, принятого *i*-м приемником, $(\vec{v}_i, (\vec{r}_M - \vec{r}_i))$ – радиальная скорость движения приемника к точке излучения $(x_M, y_M, z_M), \omega_0$ – частота излучения источника, *c* – скорость света.

Для оценки местоположения источника излучения в пространстве (без учета уравнения земной поверхности) требуется система, состоящая минимум из трех приемников излучения. При этом важна стабильность частотных характеристик сигнала во времени и синхронность работы системы. Координаты источника излучения находятся из решения системы нелинейных уравнений как точка пересечения как минимум трех поверхностей положения:

$$\begin{cases} \frac{v_{x1}(x_M - x_1) + v_{y1}(y_M - y_1) + v_{z1}(z_M - z_1)}{\sqrt{(x_M - x_1)^2 + (y_M - y_1)^2 + (z_M - z_1)^2}} = c \frac{\Delta \omega_1}{\omega_0}; \\ \frac{v_{x2}(x_M - x_2) + v_{y2}(y_M - y_2) + v_{z2}(z_M - z_2)}{\sqrt{(x_M - x_2)^2 + (y_M - y_2)^2 + (z_M - z_2)^2}} = c \frac{\Delta \omega_2}{\omega_0}; \\ \frac{v_{x3}(x_M - x_3) + v_{y3}(y_M - y_3) + v_{z3}(z_M - z_3)}{\sqrt{(x_M - x_3)^2 + (y_M - y_3)^2 + (z_M - z_3)^2}} = c \frac{\Delta \omega_3}{\omega_0}, \end{cases}$$
(26)

Точность определения местоположения источника радиоизлучения доплеровским методом зависит от таких параметров как погрешность измерения частотных характеристик принятых сигналов (доплеровского смещения), погрешность определения частотных характеристик излученного сигнала, погрешность определения местоположения приемников, погрешность определения скорости движения приемников и геометрических параметров системы [13].

В настоящее время активно развиваются спутниковые навигационные системы, использующие доплеровский метод для определения местоположения специальных радиомаяков с известными частотными характеристиками [43].

Разностно-доплеровский метод

Разностно-доплеровский метод, является модификацией доплеровского метода, которую можно применять в случае, когда частотные характеристики сигнала, излучаемого объектом неизвестны. В качестве навигационного параметра используется взаимное смещение спектров пары принятых сигналов.

Определение местоположения источника радиоизлучения разностнодоплеровским методом основано на формировании системы нелинейных уравнений, связывающих координаты источника излучения с относительными радиальными скоростями приемников многопозиционной системы и разностью доплеровских сдвигов спектров пары принятых сигналов:

$$\begin{cases}
\Delta \omega_{ij} = \omega_{i} \frac{v_{ri} - v_{rj}}{c + v_{ri}}; \\
v_{ri} = \frac{v_{xi}(x_{M} - x_{i}) + v_{yi}(y_{M} - y_{i}) + v_{zi}(z_{M} - z_{i})}{\sqrt{(x_{M} - x_{i})^{2} + (y_{M} - y_{i})^{2} + (z_{M} - z_{i})^{2}}}; \\
v_{rj} = \frac{v_{xj}(x_{M} - x_{j}) + v_{yj}(y_{M} - y_{j}) + v_{zj}(z_{M} - z_{j})}{\sqrt{(x_{M} - x_{j})^{2} + (y_{M} - y_{j})^{2} + (z_{M} - z_{j})^{2}}},
\end{cases}$$
(27)

где $\Delta \omega_{ij}$ – разность доплеровских смещений спектров двух принятых сигналов, v_{ri} – радиальная скорость движения приемника к точке излучения (x_M , y_M , z_M), ω_i – частота сигнала, принятого *i*-м приемником, *c* – скорость света.

Для оценки местоположения источника излучения в пространстве (без использования уравнения земной поверхности) требуется система, состоящая минимум из четырех приемников излучения, при этом важна стабильность частотных характеристик сигнала во времени или синхронность работы системы. Координаты источника излучения находятся из решения системы нелинейных уравнений как точка пересечения минимум трех поверхностей положения:

$$\begin{cases}
\frac{\left(\vec{v}_{1}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1}|} - \frac{\left(\vec{v}_{2}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{2})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{2}|} = \frac{\Delta\omega_{12}}{\omega_{1}}; \\
\frac{\left(\vec{v}_{1}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1}|} - \frac{\left(\vec{v}_{3}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{3})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{3}|} = \frac{\Delta\omega_{13}}{\omega_{1}}; \\
\frac{\left(\vec{v}_{1}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1}|} - \frac{\left(\vec{v}_{4}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{3})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1}|} = \frac{\Delta\omega_{13}}{\omega_{1}}; \\
\frac{\left(\vec{v}_{1}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1}|} - \frac{\left(\vec{v}_{4}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{4})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{4}|} = \frac{\Delta\omega_{14}}{\omega_{1}}; \\
\frac{\left(\vec{v}_{1}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{1}|} - \frac{\left(\vec{v}_{4}, (\vec{r}_{M} - \vec{r}_{4})\right)}{|\vec{r}_{M} - \vec{r}_{4}|} = \frac{\Delta\omega_{14}}{\omega_{1}}; \\
\end{cases}$$

Так же, как и для доплеровского метода, точность определения местоположения источника радиоизлучения разностно-доплеровским методом зависит от таких параметров как погрешность измерения частотных характеристик принятых сигналов, погрешность определения местоположения приемников, погрешность определения скорости движения приемников и геометрических параметров системы (величина и углы пересечения баз системы) [13,39].

Метод относительных расстояний

Метод относительных расстояний или относительных амплитуд [18] применяется при использовании амплитуды (энергии) сигнала в качестве радионавигационного параметра, как модификация дальномерного метода.

Данные об амплитуде (энергии) сигнала источника излучения далеко не всегда доступны. Поскольку амплитуда излученного сигнала A_s неизвестна, для реализации амплитудного дальномерного метода необходимо исключить амплитуду излученного сигнала A_s из системы уравнений (13) метода, для этого удобно рассматривать отношение измеренных амплитуд (энергий).

В общем случае для многопозиционной пассивной системы, состоящей из *N* приемников сигнала, система уравнений для определения координат источника излучения может быть сформирована как отношения A_{ij} амплитуд сигналов, принимаемых каждым из N-1 приемников, к амплитуде радиосигнала в выбранном (опорном) приемнике, в качестве которого целесообразно взять приемник, регистрирующий максимальную амплитуду сигнала. Считая, без потери общности, что первый приемник регистрирует максимальную амплитуду A_1 , систему уравнений можно представить следующим образом

$$\begin{cases} A_{12} = \frac{\sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{\sqrt{(x_2 - x_M)^2 + (y_2 - y_M)^2 + (z_2 - z_M)^2}}; \\ A_{13} = \frac{\sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{\sqrt{(x_3 - x_M)^2 + (y_3 - y_M)^2 + (z_3 - z_M)^2}}; \\ A_{14} = \frac{\sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{\sqrt{(x_4 - x_M)^2 + (y_4 - y_M)^2 + (z_4 - z_M)^2}}. \end{cases}$$
(29)

Для определения местоположения источника, расположенного на поверхности Земли, достаточно трех точек приема сигнала, третье уравнение системы (29) можно заменить уравнением Земной поверхности. Для определения местоположения источника в пространстве необходимо обеспечить четыре точки приема сигнала.

Точность определения местоположения источника радиоизлучения методом относительных амплитуд зависит от таких параметров как погрешность измерения амплитуд принятых сигналов, погрешность определения местоположения приемников и геометрических параметров системы (величина и углы пересечения баз системы).

1.2 Вариационный подход к определению местоположения источника радиоизлучения

Применение метода определения местоположения источника радиоизлучения подразумевает построение алгоритма, входными данными для которого являются непосредственно измеренные навигационные
параметры (амплитуды (энергии) принятых сигналов, временные задержки распространения сигналов, доплеровские смещения спектров сигналов) и информация о приемниках (координаты, скорость). Выходом такого алгоритма является оценка координат источника излучения.

Для нахождения координат источников радиоизлучения с помощью методов местоопределения, изложенных ранее, необходимо составлять и решать системы нелинейных уравнений. Для решения систем нелинейных уравнений наиболее часто применяют итерационные методы наименьших квадратов [44] или методы многомерной оптимизации [15-17], сводящие задачу решения системы нелинейных уравнений к оптимизации функционала суммы квадратичных ошибок.

В данном разделе рассмотрено построение алгоритмов оценки местоположения источника радиоизлучения для приведенных ранее методов. Построение алгоритмов местоопределения базируется на оптимизации функционалов сумм квадратичных ошибок. Рассматриваются проблемы оптимизации построенных функционалов, проблемы построения функционала суммы квадратичных ошибок для совместного применения методов и способы решения этих проблем.

Разностно-дальномерный метод

Для формирования одного уравнения из системы (19) (одной поверхности положения), определяющей своим решением координаты источника необходимо определять взаимные временные задержки сигналов, принятых парой приемников [45-48] и координаты этих приемников, соответственно.

Для определения точки пересечения нескольких поверхностей положения и, соответственно, решения системы нелинейных уравнений системы (19) целесообразно составить функционал суммы квадратов ошибок каждого уравнения из системы (19). Минимум составленного функционала будет

соответствовать регуляризованному решению исходной системы нелинейных уравнений:

$$F_{\rm PДM}(x, y, z) = \sum_{i=2}^{N} (R_1(x, y, z) - R_i(x, y, z) - c\Delta\tau_{1i})^2,$$
(30)

где $R_i(x, y, z) = \sqrt{(x_i - x_M)^2 + (y_i - y_M)^2 + (z_i - z_M)^2}$ – расстояние от *i*-го приемника до источника излучения.

Определение аргументов, минимизирующих функционал (30), позволит получить удовлетворительную оценку координат источника радиоизлучения. Таким образом, задача определения координат источника излучения разностно-дальномерным методом сводится к задаче нахождения аргументов, минимизирующих функционал (30).

Разностно-доплеровский метод

Для формирования одного уравнения из системы (28) (одной поверхности положения), определяющей своим решением координаты источника излучения, необходимо определять взаимное доплеровское смещение спектров сигналов, принятых парой движущихся приемников, а также координаты и скорости приемников на момент приема сигналов.

Для определения точки пересечения нескольких поверхностей положения и, соответственно, решения системы нелинейных уравнений системы (28) целесообразно составить функционал суммы квадратов ошибок каждого уравнения из системы (28). Минимум составленного функционала будет соответствовать регуляризованному решению исходной системы нелинейных уравнений:

$$F_{\text{PДопM}}(x, y, z) = \sum_{i=2}^{N} \left(\frac{\left(\overrightarrow{v_{1}}, (\overrightarrow{r_{M}} - \overrightarrow{r_{1}})\right)}{|\overrightarrow{r_{M}} - \overrightarrow{r_{1}}|} - \frac{\left(\overrightarrow{v_{i}}, (\overrightarrow{r_{M}} - \overrightarrow{r_{i}})\right)}{|\overrightarrow{r_{M}} - \overrightarrow{r_{1}}|} - \frac{\Delta\omega_{1i}}{\omega_{i}} \right)^{2}.$$
 (31)

Определение аргументов, минимизирующих функционал (31) позволит получить удовлетворительную оценку координат источника радиоизлучения. Таким образом, задача определения координат источника излучения разностно-доплеровским методом сводится к задаче нахождения аргументов, минимизирующих функционал (31).

Метод относительных амплитуд

Для формирования одного уравнения из системы (29) (одной поверхности положения), определяющей своим решением координаты источника излучения необходимо определять отношение амплитуд пары принятых сигналов и координаты приемников на момент приема сигналов.

Для определения точки пересечения нескольких поверхностей положения и, соответственно, решения системы нелинейных уравнений системы (29) целесообразно составить функционал суммы квадратов ошибок каждого уравнения из системы (29). Минимум составленного функционала будет соответствовать регуляризованному решению исходной системы нелинейных уравнений:

$$F_{RAM}(x, y, z) = \sum_{i=2}^{N} \left(\frac{\sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{\sqrt{(x_i - x_M)^2 + (y_i - y_M)^2 + (z_i - z_M)^2}} - A_{1i} \right)^2.$$
 (32)

Определение аргументов, минимизирующих функционал (32), позволит получить удовлетворительную оценку координат источника радиоизлучения. Таким образом, задача определения координат источника излучения методом относительных амплитуд методом сводится к задаче нахождения аргументов, минимизирующих функционал (32).

Учет диаграмм направленности

Алгоритм оценки координат источника радиоизлучения амплитудным дальномерным методом, справедлив, строго говоря, только для источников и приемников, оснащенных изотропными приемными и передающими антеннами. Учет реальных диаграмм направленности приемной и передающей антенн существенно ухудшает качество оценок местоположения источника радиоизлучения и нивелирует практическую ценность амплитудных методов [18, 40].

Согласно (12) мощность сигнала, принимаемого приемником прямо пропорциональна коэффициенту усиления приемной антенны G_r , который определяется диаграммой направленности $f(\theta, \varphi)$ и зависит от направления на источник излучения. Используя предположение о том, что функции $f(\theta, \varphi)$ диаграмм направленностей антенн приемников известны, а также известны координаты, скорости и все остальные параметры приемников, можно модифицировать систему уравнений метода относительных амплитуд (29) и, соответственно, функционал метода относительных амплитуд (32) с целью учета диаграмм направленностей антенн приемников следующим образом:

$$\begin{cases} A_{12} = \frac{f_1 \cdot \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{f_2 \cdot \sqrt{(x_2 - x_M)^2 + (y_2 - y_M)^2 + (z_2 - z_M)^2}}; \\ A_{13} = \frac{f_1 \cdot \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{f_3 \cdot \sqrt{(x_3 - x_M)^2 + (y_3 - y_M)^2 + (z_3 - z_M)^2}}; \\ A_{14} = \frac{f_1 \cdot \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{f_4 \cdot \sqrt{(x_4 - x_M)^2 + (y_4 - y_M)^2 + (z_4 - z_M)^2}}, \end{cases}$$
(33)

$$F_{RAM}(x, y, z) = \sum_{i=2}^{N} \left(\frac{f_1 \cdot \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{f_i \cdot \sqrt{(x_i - x_M)^2 + (y_i - y_M)^2 + (z_i - z_M)^2}} - A_{1i} \right)^2, \quad (34)$$

где $f_i = f_i(\vec{r}_M, \vec{r}_i, \theta_i, \psi_i, \gamma_i)$ – диаграмма направленности приемной антенны *i*го приемника, для удобства использования в составе системы уравнений и функционала амплитудного дальномерного метода параметры θ и φ исходного уравнения $f(\theta, \varphi)$ пересчитываются с учетом взаимного расположения источника \vec{r}_M и приемника \vec{r}_i , а так же ориентации приемника, задаваемой с помощью углов Эйлера θ_i , ψ_i , γ_i (крен, тангаж и рыскание). Следует заметить, что точность оценки местоположения источника излучения амплитудным дальномерным методом с учетом диаграммы направленности принимающей антенны по методу, описание которого приведено в данном пункте будет зависеть не только от точности определения местоположения приемников ΔR и точности измерения мощностей принятых сигналов, но еще и от точности определения ориентации приемника.

Учет диаграмм направленностей антенн приемников является большим шагом к улучшению оценки местоположения источника радиоизлучения амплитудным дальномерным методом [18]. Несмотря на это, оценка, полученная с помощью метода, учитывающего диаграммы направленности принимающих антенн, остается неудовлетворительной при использовании ее для определения местоположения источника излучения, оснащенного анизотропной передающей антенной.

Учет диаграммы направленности передающей антенны можно проводить по методу, аналогичному методу учета диаграммы приемной антенны, однако, это влечет за собой необходимость знать функцию $f(\theta, \varphi)$ диаграммы направленности передающей антенны источника излучения, а так же его ориентацию:

$$\begin{cases} A_{12} = \frac{f_1 \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{f_2 \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_2 - x_M)^2 + (y_2 - y_M)^2 + (z_2 - z_M)^2}}; \\ A_{13} = \frac{f_1 \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{f_3 \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_3 - x_M)^2 + (y_3 - y_M)^2 + (z_3 - z_M)^2}}; \\ A_{14} = \frac{f_1 \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{f_4 \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_4 - x_M)^2 + (y_4 - y_M)^2 + (z_4 - z_M)^2}}, \end{cases} (35)$$

$$F_{RAM}(x, y, z) = \sum_{i=2}^{N} \left(\frac{f_1 \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{f_i \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_i - x_M)^2 + (y_i - y_M)^2 + (z_i - z_M)^2}} - A_{1i} \right)^2, \quad (36)$$

где $f_M = f_M(\vec{r}_M, \vec{r}_l, \theta_M, \psi_M, \gamma_M)$ – функция диаграммы направленности, с учетом ориентации передающей антенны источника излучения $\theta_M, \psi_M, \gamma_M$ и координат *i*-го приемника \vec{r}_l и источника излучения \vec{r}_M .

Совместное применение методов

Наиболее очевидным способом учета всей информации об источнике радиоизлучения, является построение функционала, являющегося суммой функционалов для разностно-дальномерного, разностно-доплеровского и метода относительных амплитуд [14]:

$$F(x, y, z) = F_{RAM}(x, y, z) + F_{PMM}(x, y, z) + F_{PMOTM}(x, y, z).$$
(37)

Легко заметить, что данный подход обладает существенным недостатком – функционалы ошибок для каждого метода входят в общий функционал как есть: вклады функционалов могут существенно различаться при различных параметрах. Может возникнуть ситуация, в которой основной вклад в общий функционал дает один из методов, а остальные – лишь незначительные поправки.

Для решения данной проблемы предлагается преобразовывать функционалы, входящие в общий функционал (37) таким образом, чтобы их вклады определялись некоторыми коэффициентами.

Для разностно-дальномерного метода преобразованный функционал примет вид:

$$F_{\rm PДM}(x, y, z) = k_{\rm PДM} \sum_{i=2}^{N} \left(1 - \frac{R_1(x, y, z) - R_i}{c \Delta \tau_{1i}} \right)^2,$$
(38)

где $k_{PДM}$ – коэффициент, определяющий степень влияния, разностнодальномерного метода, относительно других методов, при использовании совместно с другими методами местоопределения.

Очевидно, что преобразование (30) → (38) не повлияло на расположение характерных экстремумов функционала, однако, дало возможность эффективно использовать его в качестве составной части более общего функционала, и варьировать значимость его вклада. В дальнейшем будем называть такое преобразование унифицирующим или унификацией.

Функционал разностно-доплеровского метода (31) после унификации задается выражением:

$$F_{P,\text{ДопM}}(x, y, z) = k_{P,\text{ДопM}} \sum_{i=2}^{N} \left(1 - \frac{\omega_i}{\Delta \omega_{1i}} \frac{\left(\vec{v_1}, (\vec{r_M} - \vec{r_1})\right)}{|\vec{r_M} - \vec{r_1}|} - \frac{\left(\vec{v_l}, (\vec{r_M} - \vec{r_l})\right)}{|\vec{r_M} - \vec{r_l}|} \right)^2, \quad (39)$$

где $k_{P,GonM}$ — коэффициент, определяющий степень влияния, разностнодоплеровского метода, относительно других методов, при использовании совместно с другими методами местоопределения.

Функционал метода относительных амплитуд (36) после унификации задается выражением:

$$F_{RAM}(x, y, z) = k_{RAM} \sum_{i=2}^{N} \left(1 - \frac{1}{A_{1i}} \frac{f_1 \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}}{f_i \cdot f_M \cdot \sqrt{(x_i - x_M)^2 + (y_i - y_M)^2 + (z_i - z_M)^2}} \right)^2, \quad (40)$$

где k_{RAM} — коэффициент, определяющий степень влияния метода относительных амплитуд, относительно других методов, при использовании совместно с другими методами местоопределения.

Использование унифицированных функционалов позволит привести значения функционалов к одному диапазону значений, тем самым позволяя максимально эффективно использовать каждое измерение при использовании совместного метода и минимизировать погрешность вычислений.

1.3 Проблема выбора начального приближения

Все рассмотренные в рамках вариационного похода к определению координат источников радиоизлучения функционалы (38), (39), (40) не являются унимодальными. Как известно, задача оптимизации таких функционалов не является тривиальной. Одним из наиболее эффективных методов оптимизации не унимодальных функционалов является выбор начального приближения, близкого к глобальному оптимуму. В рамках

данной работы предлагается следующие варианты выбора начального приближения:

- эвристическое начальное приближение [49];
- начальное приближение, полученное из решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода [50, 51];
- начальное приближение, полученное из решения линеаризованной системы уравнений метода относительных амплитуд;
- начальное приближение, полученное из решения линеаризованной системы уравнений совместного разностно-дальномерного разностно-доплеровского метода [14].

Эвристическое начальное приближение

Выбор приближения, начального для процедуры оптимизации функционалов, формируемых тем или ИНЫМ методом определения местоположения источника радиоизлучения, может быть основан на предположении, что излучающий объект находится в области видимости всех приемников, зафиксировавших его сигнал. В этом случае, начальное приближение выбирается на поверхности Земли, в любой точке пересечения областей видимости приемников. Можно показать, что, согласно данному предположению, точка внутри пересечения областей видимости спутников с радиус-вектором \vec{R} может задаваться следующим выражением:

$$\begin{cases} \vec{R} = \frac{\vec{r_c}}{|\vec{r_c}|} R_3; \\ \vec{r_c} = \operatorname*{argmin}_{\vec{r}} \left(\sum_{i=1}^N \left(\frac{\vec{r_i}}{|\vec{r_i}|} R_3 - \vec{r} \right)^2 \right), \end{cases}$$
(41)

где $\vec{r_l}$ – радиус-векторы положения спутников, зафиксировавших сигнал, R_3 – радиус Земли.

Как показывает практика, данное начальное приближение в большинстве случаев оказывается достаточно близко к глобальному оптимуму

исследуемых функционалов, что позволяет верно определять координаты излучающего объекта.

Начальное приближение на основе аналитического решения системы уравнений разностно-дальномерного метода

Предлагается рассмотреть варианты аналитического решения системы уравнений разностно-дальномерного метода для трех, четырех и пяти точек приема. В случае, когда сигнал, испускаемый источником, принимается в трех точках приема можно получить два независимых измерения навигационного параметра разностно-дальномерного метода, и, соответственно, два уравнения поверхности положения.

Для формирования системы уравнений, однозначно определяющей местоположение источника излучения необходимо использовать в качестве третьего уравнения – уравнение поверхности Земли:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2} = c\Delta\tau_{12}; \\ \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2} = c\Delta\tau_{13}; (42) \\ R_3 = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}. \end{cases}$$

Система уравнений (42) позволяет построить аналитическое решение. После введения дополнительной неизвестной *s* (расстояние от источника до одного из спутников) и несложных преобразований получим:

$$\begin{cases} 2x(x_{2} - x_{1}) + 2y(y_{2} - y_{1}) + 2z(z_{2} - z_{1}) = |\overrightarrow{r_{2}}|^{2} - |\overrightarrow{r_{1}}|^{2} - c\Delta\tau_{12}(c\Delta\tau_{12} + 2s); \\ 2x(x_{3} - x_{1}) + 2y(y_{3} - y_{1}) + 2z(z_{3} - z_{1}) = |\overrightarrow{r_{3}}|^{2} - |\overrightarrow{r_{1}}|^{2} - c\Delta\tau_{13}(c\Delta\tau_{13} + 2s); \\ 2x_{1}x + 2y_{1}y + 2z_{1}z = R_{3}^{2} - s^{2} + |\overrightarrow{r_{1}}|^{2}; \\ s^{2} = (x_{1} - x)^{2} + (y_{1} - y)^{2} + (z_{1} - z)^{2}, \end{cases}$$
(43)

где $|\vec{r_1}|^2$, $|\vec{r_2}|^2$ и $|\vec{r_3}|^2$ – квадраты модулей радиус-векторов первого, второго и третьего спутников соответственно.

Первые три уравнения системы (43) являются линейными относительно координат источника (x, y, z) и могут быть решены аналитически. При этом найденные координаты будут выражаться как квадратичные полиномы относительно неизвестного *s*. Подстановка этих выражений в четвёртое уравнение, позволяет получить алгебраическое уравнение четвёртого порядка относительно *s*:

$$As^4 + Bs^3 + Cs^2 + Ds + E = 0. (44)$$

Полученные значения *s* подставляются в решение первых трех уравнений системы (43) и находится решение системы, при этом выбирается решение, приводящее к минимальному значению функционала (37-40).

В случае, когда сигнал, испускаемый источником, принимается в четырех точках приема можно получить три независимых измерения навигационного параметра разностно-дальномерного метода, и, соответственно, три уравнения поверхности положения:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2} = c\Delta\tau_{12}; \\ \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2} = c\Delta\tau_{13}; \\ \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_4 - x)^2 + (y_4 - y)^2 + (z_4 - z)^2} = c\Delta\tau_{14}. \end{cases}$$
(45)

После введения дополнительной неизвестной *s* (расстояние от источника до одного из спутников) и преобразований, аналогичных случаю с тремя спутниками, система (45) принимает вид:

$$\begin{cases} 2x(x_{2} - x_{1}) + 2y(y_{2} - y_{1}) + 2z(z_{2} - z_{1}) = |\overrightarrow{r_{2}}|^{2} - |\overrightarrow{r_{1}}|^{2} - c\Delta\tau_{12}(c\Delta\tau_{12} + 2s); \\ 2x(x_{3} - x_{1}) + 2y(y_{3} - y_{1}) + 2z(z_{3} - z_{1}) = |\overrightarrow{r_{3}}|^{2} - |\overrightarrow{r_{1}}|^{2} - c\Delta\tau_{13}(c\Delta\tau_{13} + 2s); \\ 2x(x_{4} - x_{1}) + 2y(y_{4} - y_{1}) + 2z(z_{4} - z_{1}) = |\overrightarrow{r_{4}}|^{2} - |\overrightarrow{r_{1}}|^{2} - c\Delta\tau_{14}(c\Delta\tau_{14} + 2s); \\ s^{2} = (x_{1} - x)^{2} + (y_{1} - y)^{2} + (z_{1} - z)^{2}. \end{cases}$$
(46)

Первые три уравнения системы (46) являются линейными относительно координат источника (*x*, *y*, *z*) и могут быть решены аналитически. При этом, найденные координаты будут выражаться как квадратичные полиномы

относительно неизвестного *s*. Подстановка этих выражений в четвёртое уравнение, позволяет получить квадратное уравнение относительно *s*:

$$As^2 + Bs + C = 0. (47)$$

Полученные значения *s* подставляются в решение первых трех уравнений системы (46) и находится решение системы, при этом выбирается решение, приводящее к минимальному значению функционала (37-40).

В случае, когда сигнал, испускаемый источником, принимается в пяти точках приема, можно получить четыре независимых измерения навигационного параметра разностно-дальномерного метода, и, соответственно, четыре уравнения поверхности положения:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_{1}-x)^{2}+(y_{1}-y)^{2}+(z_{1}-z)^{2}} - \sqrt{(x_{2}-x)^{2}+(y_{2}-y)^{2}+(z_{2}-z)^{2}} = c\Delta\tau_{12}; \\ \sqrt{(x_{1}-x)^{2}+(y_{1}-y)^{2}+(z_{1}-z)^{2}} - \sqrt{(x_{3}-x)^{2}+(y_{3}-y)^{2}+(z_{3}-z)^{2}} = c\Delta\tau_{13}; \\ \sqrt{(x_{1}-x)^{2}+(y_{1}-y)^{2}+(z_{1}-z)^{2}} - \sqrt{(x_{4}-x)^{2}+(y_{4}-y)^{2}+(z_{4}-z)^{2}} = c\Delta\tau_{14}; \\ \sqrt{(x_{1}-x)^{2}+(y_{1}-y)^{2}+(z_{1}-z)^{2}} - \sqrt{(x_{5}-x)^{2}+(y_{5}-y)^{2}+(z_{5}-z)^{2}} = c\Delta\tau_{15}. \end{cases}$$
(48)

Однако, в отличие от предыдущих случаев, после введения дополнительной неизвестной *s* и преобразований, система (48) принимает вид, который приводит к однозначному решению системы линейных уравнений [50]:

$$\begin{cases} 2x(x_{2} - x_{1}) + 2y(y_{2} - y_{1}) + 2z(z_{2} - z_{1}) + 2c\Delta\tau_{12}s = |\vec{r_{2}}|^{2} - |\vec{r_{1}}|^{2} - (c\Delta\tau_{12})^{2}; \\ 2x(x_{3} - x_{1}) + 2y(y_{3} - y_{1}) + 2z(z_{3} - z_{1}) + 2c\Delta\tau_{13}s = |\vec{r_{3}}|^{2} - |\vec{r_{1}}|^{2} - (c\Delta\tau_{13})^{2}; \\ 2x(x_{4} - x_{1}) + 2y(y_{4} - y_{1}) + 2z(z_{4} - z_{1}) + 2c\Delta\tau_{14}s = |\vec{r_{4}}|^{2} - |\vec{r_{1}}|^{2} - (c\Delta\tau_{14})^{2}; \\ 2x(x_{5} - x_{1}) + 2y(y_{5} - y_{1}) + 2z(z_{5} - z_{1}) + 2c\Delta\tau_{15}s = |\vec{r_{5}}|^{2} - |\vec{r_{1}}|^{2} - (c\Delta\tau_{15})^{2}. \end{cases}$$

$$(49)$$

Начальное приближение на основе аналитического решения системы уравнений метода относительных амплитуд

Предлагается рассмотреть следующий способ получения начального приближения, основанный на аналитическом решении системы уравнений метода относительных амплитуд. Для простоты рассматривается система с минимально необходимым числом приемников. Выбирается пара приемников 1 и 2, один из которых регистрирует энергию сигнала A^2 , другой – в α раз меньшую, чем на первом. Тогда отношение энергий сигналов этих приемников будет обратно пропорционально отношению квадратов расстояний:

$$\frac{(x_1 - x_\alpha)^2 + (y_1 - y_\alpha)^2 + (z_1 - z_\alpha)^2}{(x_2 - x_\alpha)^2 + (y_2 - y_\alpha)^2 + (z_2 - z_\alpha)^2} = \alpha.$$
(50)

Это выражение может быть преобразовано в уравнение сферы. Радиус этой сферы и радиус-вектор ее центра имеют вид:

$$R_{\alpha} = \sqrt{\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}} \overrightarrow{r_2}^2, \qquad \overrightarrow{r_{\alpha}} = -\frac{\alpha}{1-\alpha} \overrightarrow{r_2}, \qquad (51)$$

где $\overrightarrow{r_2}$ – радиус-вектор второй точки приема.

Соотношение (50) можно интерпретировать следующим образом: источники, для которых отношение энергий сигналов, пришедших на приемники 1 и 2 (или отношение квадратов расстояний до этих приемников) равно *а*, расположены на некоторой сфере, центр которой лежит на прямой, соединяющей приемники.

Аналогично, уравнения для других пар приемников 1–3 и 1–4:

$$R_{\beta} = \sqrt{\frac{\beta}{(1-\beta)^2} \vec{r_3}^2}, \qquad \vec{r_{\beta}} = -\frac{\beta}{1-\beta} \vec{r_3}, \qquad (52)$$

$$R_{\gamma} = \sqrt{\frac{\gamma}{(1-\gamma)^2}} \overrightarrow{r_4}^2, \qquad \overrightarrow{r_{\gamma}} = -\frac{\gamma}{1-\gamma} \overrightarrow{r_4}.$$
(53)

Каждая пара сфер пересекается по окружности, лежащей в некоторой плоскости (рисунок 9). Эту плоскость можно найти, зная радиусы сфер и расположение их центров (51-53). Введем обозначения для координат и длин векторов, соединяющих центры соответствующих сфер:

$$\overrightarrow{\mathbf{r}_{\alpha\beta}} = \overrightarrow{\mathbf{r}_{\beta}} - \overrightarrow{\mathbf{r}_{\alpha}}, \qquad \mathbf{d}_{\alpha\beta} = \sqrt{\overrightarrow{\mathbf{r}_{\alpha\beta}}^2}, \qquad (54)$$



Рисунок 9. Геометрическая интерпретация метода определения начального приближения

Положение точек пересечения отрезков, соединяющих центры сфер, и плоскостей, содержащих соответствующие окружности, определяются следующими соотношениями:

$$t_{\alpha\beta} = \frac{R_{\alpha}^2 - R_{\beta}^2 + d_{\alpha\beta}^2}{2d_{\alpha\beta}}; \qquad t_{\alpha\gamma} = \frac{R_{\alpha}^2 - R_{\gamma}^2 + d_{\alpha\gamma}^2}{2d_{\alpha\gamma}}; \qquad t_{\beta\gamma} = \frac{R_{\beta}^2 - R_{\gamma}^2 + d_{\beta\gamma}^2}{2d_{\beta\gamma}}.$$
 (57)

Далее, на основе соотношений (57), определяются радиус-векторы центров окружностей:

$$\overline{p_{\alpha\beta}} = \frac{\overline{r_{\alpha}} + t_{\alpha\beta}\overline{r_{\alpha\beta}}}{d_{\alpha\beta}}; \qquad \overline{p_{\alpha\gamma}} = \frac{\overline{r_{\alpha}} + t_{\alpha\gamma}\overline{r_{\alpha\gamma}}}{d_{\alpha\gamma}}; \qquad \overline{p_{\beta\gamma}} = \frac{\overline{r_{\alpha}} + t_{\beta\gamma}\overline{r_{\beta\gamma}}}{d_{\beta\gamma}}.$$
 (58)

Уравнения плоскостей получаются из условия перпендикулярности векторов, соединяющих центры соответствующих сфер (54-56), с векторами,

проведенными из центров окружностей (58) в точку расположения источника излучения:

$$\begin{cases} \left(\overrightarrow{r_{s}}-\overrightarrow{p_{\alpha\beta}}\right)\overrightarrow{r_{\alpha\beta}}=0;\\ \left(\overrightarrow{r_{s}}-\overrightarrow{p_{\alpha\gamma}}\right)\overrightarrow{r_{\alpha\gamma}}=0;\\ \left(\overrightarrow{r_{s}}-\overrightarrow{p_{\beta\gamma}}\right)\overrightarrow{r_{\beta\gamma}}=0. \end{cases}$$
(59)

Решение полученной системы (59) линейных уравнений определяет искомые координаты (x_s , y_s , z_s), которые могут быть использованы как начальное приближение для решения задачи местоопределения источника излучения. В общем случае (N приемников сигнала) данным способом может быть получена переопределенная система линейных уравнений, решаемая одним из известных способов [52, 53].

Следует отметить, что система уравнений (59) при произвольной конфигурации приемников с высокой вероятностью будет иметь плохую обусловленность, что следует учитывать при выборе метода ее решения. В частности, при наличии только 4-х (минимально необходимого числа) приемников система уравнений (59) будет вырожденной, поскольку центры трех окружностей и соответствующие векторы (58) лежат в одной плоскости, а геометрическим местом точек решения будет прямая, перпендикулярная этой плоскости. Однако и в данном случае можно получить единственное решение, например, выбрав решение с минимальной нормой.

Начальное приближение на основе аналитического решения системы уравнений совместного разностно-дальномерного разностнодоплеровского метода

В случае, когда сигнал, испускаемый источником, принимается в двух точках приема можно получить одно независимое измерение навигационного параметра разностно-дальномерного метода и одно измерение навигационного параметра разностно-доплеровского метода. Соответственно можно получить два уравнения поверхностей положения: разностнодальномерного и разностно-доплеровского метода. Для формирования системы уравнений, однозначно определяющей местоположение источника излучения необходимо использовать в качестве третьего уравнения – уравнение поверхности Земли:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_{1}-x)^{2}+(y_{1}-y)^{2}+(z_{1}-z)^{2}} - \sqrt{(x_{2}-x)^{2}+(y_{2}-y)^{2}+(z_{2}-z)^{2}} = c\Delta\tau_{12}; \\ \frac{(\vec{v_{1}},(\vec{r}-\vec{r_{1}}))}{|\vec{r}-\vec{r_{1}}|} - \frac{(\vec{v_{2}},(\vec{r}-\vec{r_{2}}))}{|\vec{r}-\vec{r_{2}}|} = \frac{\Delta\omega_{12}}{\omega_{1}}; \\ c + \frac{(\vec{v_{1}},(\vec{r}-\vec{r_{1}}))}{|\vec{r}-\vec{r_{1}}|} \\ R_{3} = \sqrt{x^{2}+y^{2}+z^{2}}. \end{cases}$$
(60)

Система уравнений (60) позволяет построить аналитическое решение. После введения дополнительной неизвестной *s* (расстояние от источника до одного из спутников) и преобразований система примет вид:

$$\begin{cases} 2x(x_{2} - x_{1}) + 2y(y_{2} - y_{1}) + 2z(z_{2} - z_{1}) = |\vec{r_{2}}|^{2} - |\vec{r_{1}}|^{2} - c\Delta\tau_{12}(c\Delta\tau_{12} + 2s) \\ (\sigma v_{x1} + \theta v_{x2})x + (\sigma v_{y1} + \theta v_{y2})y + (\sigma v_{z1} + \theta v_{z2})z = \sigma(\vec{v_{1}}, \vec{r_{1}}) + \theta(\vec{v_{1}}, \vec{r_{2}}) - c\frac{\Delta\omega_{12}}{\omega_{1}} \\ 2x_{1}x + 2y_{1}y + 2z_{1}z = R_{3}^{2} - s^{2} + |\vec{r_{1}}|^{2}; \\ s^{2} = (x_{1} - x)^{2} + (y_{1} - y)^{2} + (z_{1} - z)^{2}, \end{cases}$$
(61)

$$\Gamma \det \theta = \frac{1}{s - c\Delta\tau_{12}}, \ \sigma = \frac{1}{s} \left(\frac{\Delta\omega_{12}}{\omega_{1}} - 1\right).$$

Первые три уравнения системы (61) являются линейными относительно координат источника (x, y, z) и могут быть решены аналитически. Таким образом находятся значения координат как функции *s*. Из уравнений видно, что эти функции будут квадратичными полиномами относительно *s*.

Подставляя эти выражения в четвёртое уравнение, получаем алгебраическое уравнение шестого порядка относительно s:

$$As^{6} + Bs^{5} + Cs^{4} + Ds^{3} + Es^{2} + Fs + G = 0.$$
 (62)

Полученное (численно) значение *s* подставляется в решение первых трех уравнений системы (61) и находится решение системы, при этом выбирается решение, приводящее к минимальному значению функционала (37-40).

1.4 Исследование характеристик работы алгоритмов определения местоположения источников радиоизлучения на основе компьютерного моделирования

В рамках данной работы проведено исследование точностных характеристик рассмотренных методов определения источника излучения, при использовании пассивных многопозиционных систем приемников космического базирования, а именно:

- разностно-дальномерного метода;
- разностно-доплеровского метода;
- совместного применения методов,

при использовании малых спутниковых группировок (2-4 спутника), а также:

• амплитудного дальномерного метода,

при использовании групп беспилотных летательных аппаратов (4-6 аппаратов).

В составе малых спутниковых группировок (МСГ) рассматриваются космические аппараты, выведенные на геостационарную орбиту (G1 и G2) и на орбиту типа «Молния» (М1 и М2) (рисунок 10) [26]. Использование космических аппаратов на перечисленных орбитах позволяет сформировать глобальную рабочую зону на основе нескольких (2-4) космических аппаратов. В ходе компьютерного моделирования рассматриваются группировки, состоящие из:

- 2-х космических аппаратов (на орбите типа «Молния») выведенных на орбиту с задержкой в половину периода обращения (МСГ №2);
- 3-х космических аппаратов: 2 космических аппарата повторяющих первую конфигурацию дополняются космическим аппаратом на геостационарной орбите (МСГ №3);

 4-х космических аппаратов: 2 космических аппарата повторяющих первую конфигурацию дополняются двумя космическими аппаратами на геостационарной орбите (МСГ №4).

Для обеспечения достоверности и воспроизводимости результатов исследований было проведен численный расчет баллистико-навигационной информации. Алгоритмы численного расчета приведены в Приложении 1.

Беспилотные летательные аппараты, в отличие от спутниковых систем, обладают значительной мобильностью и позволяют формировать практически любую геометрическую конфигурацию системы. К особенностям геометрических конфигураций БПЛА можно отнести ограниченную высоту полета таких аппаратов и, как следствие, малые расстояния между приемниками (базы системы).

Ограничения по массе полезной нагрузки, априорная неопределенность необходимости ориентации БЛА приводят К применения простых ненаправленных (в горизонтальной плоскости) антенн, а с учетом высокой занятости канала передачи сигналами видеоданных И телеметрии ограничивается возможность организации дополнительных каналов Данные особенности затрудняют применение ретрансляции сигналов. методов, использующих информацию о разности времен распространения принятых сигналов [21].

Описание алгоритма моделирования

В алгоритме моделирования методов определения местоположения источника радиоизлучения, используемого в рамках данной работы можно выделить следующие этапы.

Этап 1. Выбор многопозиционной системы. На данном этапе проводится выбор многопозиционной системы определения местоположения источника радиоизлучения, задается местоположение системы, местоположение искомого источника излучения, количество приемников, основные

геометрические характеристики системы и погрешности определения параметров системы.



Рисунок 10. Схематическое представление многопозиционной системы

Этап 2. Выбор метода местоопределения источника радиоизлучения. На данном этапе производится выбор метода определения местоположения источника радиоизлучения. Для малых спутниковых группировок возможными вариантами являются: разностно-дальномерный, разностно-доплеровский и метод, основанный на совместном применении разностно-дальномерного и разностно-доплеровского метода. Для групп беспилотных летательных аппаратов используется амплитудный дальномерный метод с учетом диаграмм направленности приемных и передающих антенн.

Этап 3. Моделирование распространения сигналов в системе. На данном этапе моделируются эффекты, связанные с распространением сигналов до системы приемников:

- эффект возникновения разных временных задержек;
- эффект возникновения смещения спектра сигнала вследствие эффекта Доплера;

 эффект изменения амплитуды сигнала согласно модели распространения излучения точечного источника с учетом диаграмм направленности приемных и передающих антенн (11-12).

Все эффекты рассчитываются согласно геометрической модели, построенной на этапе 1.

Этап 4. Моделирование процесса обработки принятых сигналов. На данном этапе проводится обработка принятых сигналов, построенных на этапе 3. Моделирование обработки проводится по одному из трех путей:

- Согласно геометрии системы, построенной на этапе 1 рассчитываются необходимые навигационные параметры (взаимная временная задержка, взаимное смещение спектров, отношение амплитуд принятых сигналов) и искусственно задается неточность определения навигационных параметров;
- Выполняется построение взаимных корреляционных функций сигналов, построенных на этапе 3, из анализа которых определяются взаимные временные задержки или отношения амплитуд принятых сигналов;
- 3) Выполняется построение взаимных функций неопределенности принятых сигналов, построенных на этапе 3, из анализа которых определяются взаимные временные задержки, взаимное смещение спектров или отношения амплитуд принятых сигналов.

Этап 5. Моделирование процесса местоопределения источника радиоизлучения. На данном этапе проводится моделирование процесса определения местоположения источника радиоизлучения выбранным на этапе 2 методом. Для этого выполняется построение функционала выбранного метода (37-40) согласно геометрической модели, построенной на этапе 1. Выполняется поиск начальной оценки местоположения источника излучения предложенных методов. Выполняется по одному ИЗ минимизация например методом Хука-Дживса [15-17]. построенного функционала, Координаты излучения, минимизирующие построенный источника

функционал, считаются конечной оценкой местоположения источника излучения.

Описание проводимых экспериментов

В рамках данной работы проведены следующие исследования, базирующиеся на выполнении компьютерного моделирования:

Исследование 1. Исследование зависимости среднеквадратичного отклонения (СКО) оценки местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом для малых спутниковых группировок №2, 3, 4 без моделирования процесса обработки сигналов от:

а) погрешности определения координат приемников;

б) погрешности определения временных задержек.

Исследование 2. Исследование зависимости СКО оценки местоположения источника радиоизлучения разностно-доплеровским методом для малых спутниковых группировок №2,3,4 без моделирования процесса обработки сигналов от:

а) погрешности определения координат приемников;

б) погрешности определения скоростей приемников;

в) погрешности определения взаимных доплеровских смещений.

Исследование 3. Исследование зависимости отклонения СКО оценки местоположения источника радиоизлучения методом, основанным на совместном применении разностно-дальномерного и разностнодоплеровского методов для малых спутниковых группировок №2,3,4 без моделирования процесса обработки сигналов от:

а) погрешности определения координат приемников;

б) погрешности определения временных задержек;

в) погрешности определения скоростей приемников;

г) погрешности определения взаимных доплеровских смещений.

Исследование 4. Исследование вычислительной эффективности алгоритма оценки координат источника радиоизлучения на основе получения

предварительной оценки координат источника радиоизлучения при решении линеаризованной системы разностно-дальномерного метода.

Исследование 5. Исследование зависимости среднеквадратичного отклонения (СКО) оценки местоположения источника радиоизлучения амплитудно-дальномерным методом для групп беспилотных летательных аппаратов (4 или 6 аппаратов) от:

а) погрешности определения координат приемников;

б) погрешности определения ориентации приемников;

в) погрешности определения отношений амплитуд принятых сигналов.

Результаты проведенных экспериментов

Исследование 1

Для проведения исследования 1 использовались МСГ №2, 3, 4. Измерения получены как результат 1000 усреднений. По результатам исследования 1 были получены следующие зависимости (рисунки 11, 12).



Рисунок 11. Графики зависимостей СКО оценки местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом от погрешности определения координат приемников (ΔR) для группировок 2,3,4.





Определение координат источника радиоизлучения разностнодальномерным методом, на основе спутниковой группировки, состоящей из двух космических аппаратов, невозможно без использования дополнительной информации. В данном исследовании для группировки, состоящей из двух космических аппаратов, погрешность рассматривалась как расстояние до линии положения от истинного положения источника.

Полученные зависимости позволяют оценивать точностные характеристики многопозиционной спутниковой системы определения координат источников радиоизлучения при различных точностях измеряемых параметров системы.

Исследование 2

Для проведения исследования 2 использовались МСГ №2, 3, 4. Измерения получены как результат 1000 усреднений. По результатам исследования 2 были получены следующие зависимости:



Рисунок 13. Графики зависимостей СКО оценки местоположения источника радиоизлучения разностно-доплеровским методом от погрешности определения координат приемников(∆R) для группировок №2,3,4.



Рисунок 14. Графики зависимостей СКО оценки местоположения источника радиоизлучения разностно-доплеровским методом от погрешности определения доплеровских смещений (Дω) для группировок №2,3,4.





Определение координат источника радиоизлучения разностнодоплеровским методом, на основе спутниковой группировки, состоящей из двух космических аппаратов, невозможно без использования дополнительной информации. В данном исследовании для группировки, состоящей из двух космических аппаратов, погрешность рассматривалась как расстояние до линии положения от истинного положения источника.

Полученные зависимости позволяют оценивать точностные характеристики многопозиционной спутниковой системы определения координат источников радиоизлучения при различных точностях измеряемых параметров системы.

Следует отметить, что характерные точности разностно-доплеровского метода значительно хуже точностей разностно-дальномерного метода. Соответственно целесообразность применения самостоятельного разностнодоплеровского метода ниже.

Исследование 3

Для проведения Исследования 3 использовались малые спутниковые группировки №2, 3, 4. Измерения получены как результат 1000 усреднений.

По результатам исследования 3 были получены зависимости, приведенные на рисунках 16-19.

Полученные зависимости позволяют оценивать точностные характеристики многопозиционной спутниковой системы определения координат источников радиоизлучения при различных точностях измеряемых параметров системы.



Рисунок 16. Графики зависимостей СКО оценки местоположения источника радиоизлучения совместным методом от погрешности определения координат приемников (*ДR*) для группировок №2,3,4.



Рисунок 17. Графики зависимостей СКО оценки местоположения источника радиоизлучения совместным методом от погрешности определения временных задержек (*ДТ*) для группировок №2,3,4.



Рисунок 18. Графики зависимостей СКО оценки местоположения источника радиоизлучения совместным методом от погрешности определения взаимных доплеровских смещений (Дω) для группировок №2,3,4.





Согласно результатам, представленным на рисунках 16-19 совместное применения разностно-дальномерного и разностно-доплеровского методов актуально при использовании совместно с группировкой №2. В этом случае данный метод позволяет получить однозначное решение без привлечения информации, дополнительной a В случае применения совместно С <u>No3</u> И <u>№</u>4 приводит группировками не к улучшению точности местоопределения источника радиоизлучения, по сравнению с точностью разностно-дальномерного метода.

Исследование 4

Коэффициент ускорения определяется как отношение среднего времени работы алгоритма решения задачи местоопределения источника излучения на основе метода оптимизации функционала (37-40) с начальным приближением в точке пересечения зон прямой видимости спутников (41) и с использованием начальной оценки, полученной из решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода (43), (46) для малых спутниковых группировок №3 и №4 или из решения линеаризованной системы совместного разностно-дальномерного разностно-доплеровского метода (61) для малой спутниковой группировки №2.

Таблица 1

Погрешность определения координат спутников, м	Коэффициент ускорения		Погрешность измерения временных задержек, нс	Коэффициент ускорения
0	75,79		0	68,94
10	24,75		10	32,57
100	11,18		100	18,27
1000	4,57		1000	7,11

Относительное ускорение работы алгоритма разностно-дальномерного метода

Таблица 2

Относительное ускорение работы алгоритма совместного разностнодальномерного и разностно-доплеровского метода

Погрешность определения координат спутников, м	Коэффициент ускорения		Погрешность измерения временных задержек, нс	Коэффициент ускорения
0	125,33		0	118,72
10	34,38		10	36,92
100	14,57		100	13,76
1000	9,96		1000	10,31
		_		

Погрешность определения скоростей спутников, м/с	Коэффициент ускорения	Погрешность измерения частоты сигналов, Гц	Коэффициент ускорения
0	127,83	0	121,29
1	56,43	1	83,41
1.5	24,76	5	38,27
2	10,22	10	11,65

Ускорение работы алгоритма вызвано близостью начального приближения, полученного из решения линеаризованной системы уравнений (4) к глобальному оптимуму функционала (2). Значения, приведенные в таблице 1 и таблице 2, наглядно иллюстрируют тот факт, что чем ближе начальное приближение к глобальному оптимуму функционала, тем меньше итераций оптимизационного метода требуется совершить, для достижения требуемой точности. Приближения, полученные при погрешности ~ 100 м, определения координат спутников погрешности измерения временных задержек ~ 100 нс, погрешности определения скоростей спутников ~ 1 м/с и погрешности измерения частотных характеристик сигналов ~ 10 Гц позволяют ускорить время работы алгоритма в ~20-30 раз.

Исследование 5

Для проведения исследования 5 генерировалась случайная группа из 4 или 6 беспилотных летательных аппаратов в области 50x50 км в горизонтальной плоскости и 4 км по высоте. Измерения получены по 1000 усреднений. В качестве функций диаграмм направленности была выбрана функция $sin(\varphi)$, свойства которой согласуются со свойствами штыревых антенн.

По результатам исследования 5 были получены следующие зависимости (рисунки 20-22)



Рисунок 20. График зависимости СКО оценки местоположения источника радиоизлучения амплитудным дальномерным методом от погрешности определения координат приемников.



Рисунок 21. График зависимости СКО оценки местоположения источника радиоизлучения амплитудным дальномерным методом от погрешности определения ориентации приемников



Рисунок 22. График зависимости СКО оценки местоположения источника радиоизлучения амплитудным дальномерным методом от погрешности определения отношений амплитуд принятых сигналов в процентах.

Полученные зависимости позволяют оценивать точностные характеристики многопозиционной системы беспилотных летательных аппаратов при определении координат источников радиоизлучения для различных точностей измеряемых параметров системы.

1.5 Выводы

В данной главе рассмотрены существующие методы оценки координат источников радиоизлучения и приведена их классификация. Подробно рассмотрены методы, применение которых оптимально при реализации многопозиционных систем радиолокации и радионавигации космического базирования, а именно разностно-дальномерный и разностно-доплеровский методы. Рассмотрена возможность реализации метода относительных амплитуд на базе групп беспилотных летательных аппаратов и представлена реализация данного метода [18].

Проведено работы пассивной компьютерное моделирование многопозиционной системы космического базирования, предназначенной для определения координат источников радиоизлучения. Подробно рассмотрены проблемы применения существующих методов оценки координат источников пассивной многопозиционной радиоизлучения на основе системы космического базирования. Предложены алгоритмы оценки координат источников радиоизлучения, основанные на получении предварительной оценки координат источников радиоизлучения при решении линеаризованной системы разностно-дальномерного метода и линеаризованной системы совместного разностно-дальномерного разностно-доплеровского метода [4, 14, 49].

Проведены исследования точностных характеристик предложенных методов с учетом их модификаций. Приведены результаты исследования вычислительной эффективности предложенных методов. Результаты проведенных исследований свидетельствуют о том, что рассмотренные методы оценки координат источника радиоизлучения обладают достаточной вычислительной эффективностью для работы в реальном масштабе времени. быть Полученные результаты могут использованы при разработке многопозиционных систем радиолокации и радионавигации космического базирования.

Глава 2. МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ВЗАИМНЫХ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Важной частью задачи определения местоположения источника радиоизлучения, является оценка параметров, необходимых для применения тех или иных методов. В главе 1 были выделены параметры, от которых зависит точность оценки координат источника радиоизлучения, для всех рассмотренных методов. Такими параметрами являются:

- координаты приемников;
- скорости приемников;
- амплитуды (интенсивности) принятых сигналов;
- времена распространения сигналов;
- частотные характеристики излученного и принятого сигналов.

Важно заметить, что такие параметры как координаты и скорости приемников сигналов в рамках данного рассмотрения следует считать известными с определенной точностью. Современные системы навигации позволяют определять координаты и скорости объекта навигации в любой момент времени с точностью ~ 10-100 м и ~ 0.5 м/с соответственно [19, 20].

Наибольший интерес вызывает использование методов пассивной радиолокации, не требующих априорной информации об искомом источнике сигнала, поэтому в данной главе будут рассмотрены методы определения навигационных параметров, необходимые для применения методов местоопределения, согласующихся с принципами пассивной радиолокации, описанных в главе 1. К таким методам можно отнести:

- разностно-дальномерный метод;
- разностно-доплеровский метод;

• амплитудный дальномерный метод (метод относительных амплитуд). Для применения данных методов необходимо определять:

- отношение амплитуд принятых сигналов;
- взаимные временные задержки принятых сигналов;

• разность доплеровских смещений спектров принятых сигналов.

2.1 Оценка параметров узкополосных сигналов.

Корреляционный метод

Оптимальной в смысле максимального правдоподобия оценкой взаимной временной задержки сигналов в условиях низкого отношения сигнал/шум (в случае аддитивного белого гауссовского шума) является оценка, рассчитанная на основе положения максимума взаимной корреляционной функции [54, 55, 56]:

$$r(\tau) = \int_0^T s_1 (t - \tau) s_2(t) dt,$$
 (63)

где $s_1(t)$, $s_2(t)$ – сигналы, принятые двумя приемниками.

Анализируя корреляционную функцию можно определить интервал времени *т* – взаимную временную задержку принятых сигналов. Кроме того, при одновременном рассмотрении максимумов нескольких корреляционных функций пар принятых сигналов имеется возможность оценки отношений амплитуд (интенсивностей) этих сигналов [57].

Достоинствами корреляционного метода измерений разностей расстояний является его высокая помехозащищенность, применимость при малых отношениях сигнал/шум, высокая точность измерения. Помехозащищенность метода объясняется слабой коррелированностью шума. Недостатки данного метода заключаются в чувствительности метода к изменению частотных характеристик сигнала, например, за счет эффекта Доплера. Даже небольшие изменения частотных характеристик сигнала приводят к уменьшению амплитуды корреляционной функции или же к появлению в ней нежелательных пиков, затрудняющих измерение искомых параметров [58]. Существуют методы компенсации доплеровского изменения частотных характеристик сигналов, однако, для их применения необходимо определять величину доплеровского сдвига частот [59, 60].

Для повышения эффективности решения задачи определения временной задержки корреляционным методом могут быть использованы алгоритмы, основанные на методах нелинейной цифровой фильтрации, в частности, квадратичной фильтрации, основанной на обобщении подхода минимальной дисперсии Кейпона [8, 9]. Предварительная фильтрация позволяет компенсировать изменения частотных характеристик узкополосного сигнала, возникающие, за счет эффекта Доплера. Выходом таких фильтров является оценка функции «текущей частоты» входного сигнала. Процедура фильтрации качественно напоминает демодуляцию сигнала.

Классический подход Кейпона предполагает синтез линейного фильтра, действие которого на гармонический сигнал с частотой f_0 не приводит к его искажению. Отсчёты выходного сигнала такого фильтра определяются на основе выражения [9, 10]:

$$y[n] = \vec{x}^{H}[n]\vec{a} = \vec{x}^{H}[n]\frac{R^{-1}\vec{e}(f_{0})}{\vec{e}(f_{0})R^{-1}\vec{e}(f_{0})},$$
(64)

где R_p – автокорреляционная матрица сигнала порядка p, $\vec{e}(f_0)$ – вектор комплексных синусоид частоты f_0 . В силу того, что предполагается использование данного фильтра для построения функции «текущей частоты» параметр p, определяющийся числом гармонических составляющих в сигнале, с учётом априорно неизвестной дисперсии белого шума выбирается равным трем [9]. На основе линейного фильтра Кейпона формируется квадратичный фильтр, отклик которого для отсчетов входного дискретизованного сигнала описывается выражением:

$$y[n] = \vec{x}^{H}[n] R^{\#}_{xx}(f_0) \vec{x}[n], \qquad (65)$$

где $R_{xx}^{\#}$ – псевдообратная матрица [9] по отношению к автокорреляционной матрице гармонического сигнала с частотой f_0 .

Метод построения и анализа функции неопределённости

Наиболее общим алгоритмом определения взаимных временных задержек при наличии шума и смещении спектров сигналов является обобщённый метод максимального правдоподобия, сводящийся к построению и анализу взаимной функции неопределённости опорного и исследуемого сигналов s_1 и s_2 [61, 62, 63]:

$$\psi(\tau, \Delta f) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} s_1[n] \, s_2^*[n+\tau] exp(-j2\pi\Delta f nT) \right|. \tag{66}$$

Геометрически функция неопределённости задаёт некую поверхность над плоскостью (τ , Δf) (рисунок 23).



Рисунок 23. Вид взаимной функции неопределённости ФМ-2 сигналов (а) и ЧМ-сигналов (б) в окрестности максимума. ОСШ=0 дБ.

Взаимная функция неопределенности пары (66) сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ формируется как множество взаимных корреляционных функций сигнала $s_1(t)$ с сигналом $\hat{s}_2(t)$, спектр которого смещен относительно сигнала $s_2(t)$ на величину Δf . В случае, когда смещение Δf компенсирует неизвестное смещение спектра сигнала $s_2(t)$ относительно сигнала $s_1(t)$ взаимная корреляционная функция обладает наилучшими корреляционными свойствами и ее максимум является глобальным максимумом взаимной функции неопределенности.
Алгоритм построения и анализа функции неопределенности позволяет компенсировать взаимную временную задержку между узкополосными сигналами, а также смещение в спектрах сигналов, причиной которому служит эффект Доплера, неизбежно возникающий при распространении сигналов в динамической системе. Положение глобального максимума модуля взаимной функции неопределенности (66) позволяет определить взаимную временную задержку сигналов и доплеровский сдвиг частоты:

$$(\tau^*, \Delta f^*) = \arg \max_{\tau, \Delta f} |\psi(\tau, \Delta f)|.$$
(67)

Максимум построенной функции неопределённости соответствует взаимной временной задержке во временной области и доплеровскому смещению в частотной. Величина максимума функции неопределенности содержит в себе информацию об амплитудах (интенсивностях) базовых сигналов. Метод построения и анализа функции неопределенностей позволяет одновременно определить отношения амплитуд (интенсивностей) сигналов [61] (при наличии более трех построенных функций неопределенностей), взаимные временные задержки и взаимные доплеровские смещения спектров сигналов.

Применение алгоритмов оценки взаимной временной задержки сигналов, использующих выражения (63-65) и (66), основано на том факте, что для узкополосных сигналов влиянием масштабирования спектра, вызванного эффектом Доплера, можно пренебречь и компенсировать только смещение несущей частоты сигнала f_0 . Полное вычисление функции неопределённости – вычислительно трудоёмкая операция, и даже с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье, требует значительных затрат машинного времени [64, 65].

Применение вычислительно-эффективного алгоритма, основанного на модификации алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости на основе предварительной фильтрации последовательности поэлементных произведений сигналов в формуле (62) с последующим прореживанием [66-69], позволяет повысить эффективность алгоритма в десятки раз, за счет

возможности его распараллеливания и реализации на современных графических процессорах общего назначения. При использовании данной модификации, операция перемножения сигналов может быть сведена к параллельному вычислению свёртки). Шаг прореживания d выбирается исходя из частоты дискретизации сигналов f_s , максимально возможного доплеровского смещения в данной задаче Δf_{max} и максимальной частоты в спектре сигналов f_{max} :

$$d \le \frac{f_s}{2(f_{max} + \Delta f_{max})}.$$
(68)

Корреляционная, по сути, обработка сигналов, позволяет эффективно определять взаимные временные задержки и смещения спектров сигналов в условиях сложной шумовой обстановки, а вычислительно эффективная реализация алгоритма на современных графических процессорах общего назначения позволяет оценивать необходимые параметры в реальном масштабе времени [66-69].

2.2 Оценка параметров широкополосных сигналов.

Широкополосные сигналы, так же называемые в литературе «шумоподобными» [70, 71], «сигналами с расширенным спектром» [72-76] или «сложными» сигналами, обладают значительным преимуществом по скорости передачи данных и помехозащищенности по сравнению с узкополосными сигналами. В качестве наиболее общего определения широкополосного сигнала, можно рассматривать определение как сигнала, удовлетворяющего условию:

$$B = FT \gg 1, \tag{69}$$

где *В* – база сигнала, *F* – ширина спектра сигнала, *T* – длительность информационного символа [70, 71].

В рамках данной работы в качестве широкополосных сигналов рассматриваются сигналы, получаемые методами расширенного спектра, удовлетворяющие условию (69). Методы расширенного спектра получили свое название благодаря тому, что полоса, используемая для передачи сигнала, намного шире минимальной полосы, необходимой для передачи данных [72-76]. При этом база данных сигналов много больше единицы за счёт расширения полосы частот.

Рассматриваемые в работе сигналы в ряде источников называют также шумоподобными. Как правило, спектр сложного сигнала оказывается сплошным и практически равномерным, т.е. близким к спектру шума с ограниченной шириной полосы. При этом автокорреляционная функция сигнала имеет один основной выброс, ширина которого определяется не длительностью сигнала, а шириной его спектра, т.е. имеет вид, аналогичный автокорреляции шума с ограниченной полосой частот [77-80].

Современные системы связи используют широкополосные сигналы, которые позволяют повысить устойчивость передачи данных к шумам, а также улучшают надежность каналов передачи информации в сложных условиях распространения сигналов. Расширенная спектральная полоса сигналов, с учетом использования космического сегмента в системе связи, предполагает определенные требования к алгоритмам обработки.

В случае, когда сигналы являются широкополосными (ширина полосы $B \sim 0.1 f_0$), величина доплеровского масштабирования спектра не является пренебрежимо малой величиной. Вследствие этого при оптимальной обработке принимаемых сигналов побочные максимумы взаимной функции неопределенности и корреляционной функции нелинейных фильтров становятся сравнимыми по величине с главным максимумом, что не позволяет достоверно оценить взаимную временную задержку сигналов.

В [81] рассмотрена общая модифицированная схема расчета, позволяющая повысить вероятность достоверной оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов (рисунок 24).

75



Рисунок 24. Схема расчета взаимной функции неопределенности широкополосных сигналов

Данная схема предполагает предварительное выделение M узкополосных каналов с центральной частотой F_k и шириной спектральной полосы B_k . Ширину спектральной полосы узкополосных каналов B_k целесообразно выбирать так, чтобы доплеровское расширение данной спектральной полосы было пренебрежимо мало для эффективного применения алгоритмов оценки взаимной временной задержки узкополосных сигналов (ширина полосы $B_k \ll f_0$). Далее производится усреднение полученных распределений с целью повышения степени выраженности главного максимума.

Следует отметить, что для обработки сигналов в выделенных узкополосных каналах могут быть применены как алгоритмы вычисления функции неопределенности (66), так и алгоритмы нелинейной цифровой фильтрации (65) с последующим усреднением их взаимных корреляционных функций.

2.3 Схемы усреднения результирующего распределения

В случае усреднения взаимных корреляционных функций (ВКФ) сигналов $y_1[n]$, $y_2[n]$ в качестве результирующей функции может быть рассмотрена функция

$$C_F(\tau) = \sum_{k=1}^{M} \left[\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N} y_1[j] y_2^*[j+\tau] \right],$$
(70)

полученная путем когерентного (с учетом фазы) суммирования ВКФ по каналам, либо функция

$$I_F(\tau) = \left| \sum_{k=1}^{M} \left[\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N} y_1[j] y_2^*[j+\tau] \right] \right|,\tag{71}$$

полученная путем некогерентного (по модулю) накопления ВКФ [82].

В качестве «сечения» взаимной функции неопределенности сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ можно рассмотреть набор отсчетов, взятых при фиксированном значении величины сдвига частоты

$$\Delta f^* = \arg \max_{\tau, \Delta f} |\psi(\tau, \Delta f)|, \tag{72}$$

доставляющего максимум модулю взаимной функции неопределенности (рисунок 25, а). При этом аналогично (70) и (71) возможны два варианта суммирования «сечений» функции неопределенности: суммирование комплексных отсчетов и суммирование модулей отсчетов функции неопределенности [83].



Рисунок 25. Схемы построения «сечений» функции неопределенности по частоте

В случае комплексного суммирования результирующее распределение модулей значений взаимной функции неопределенности по сечениям примет вид:

$$C_{S}(\tau) = \left| \sum_{k=1}^{M} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s_{1,k}[i] s_{2,k}^{*}[i+\tau] exp(-j2\pi\Delta f^{*}iT) \right) \right|,$$
(73)

где *k* – номер узкополосного канала, *M* – число каналов (и, соответственно, КИХ-фильтров), необходимое для получения высокой выраженности главного максимума функции неопределенности. Аналогично для некогерентного суммирования:

$$I_{S}(\tau) = \sum_{k=1}^{M} \left| \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s_{1,k}[i] s_{2,k}^{*}[i+\tau] exp(-j2\pi\Delta f^{*}iT) \right|.$$
(74)

Недостатком такого подхода к построению сечений функции неопределенности является необходимость полного расчета тела неопределенности (66), что требует больших объемов памяти, поскольку рассматриваемая система пассивной пеленгации характеризуется широким диапазоном априорной неопределённости частотно-временных параметров.

Другой подход, требующий существенно меньших объемов памяти, формировании в качестве сечений взаимной основан на функции неопределенности наборов максимальных значений по модулю в Фурьераспределении при каждом значении временного сдвига между сигналами [84] (рисунок 25, б). Аналогично, результирующие распределения могут быть получены с помощью комплексного суммирования и суммирования по В модулю. случае комплексного суммирования результирующее распределение определяется как:

$$C_{M}(\tau) = \left| \sum_{k=1}^{M} \max_{\Delta f} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s_{1,k}[i] s_{2,k}^{*}[i+\tau] exp(-j2\pi\Delta f^{*}iT) \right) \right|,$$
(75)

где *k* – номер канала, *M* – число каналов (и, соответственно, КИХ-фильтров), необходимое для получения высокой выраженности главного максимума функции неопределенности. В случае некогерентного суммирования:

$$I_{M}(\tau) = \sum_{k=1}^{M} \left| \max_{\Delta f} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s_{1,k}[i] s_{2,k}^{*}[i+\tau] exp(-j2\pi\Delta f^{*}iT) \right) \right|.$$
(76)

2.4 Алгоритм вычисления взаимной функции неопределенности широкополосных сигналов

Выражение (76) представляет собой процедуру усреднения модулей комплексных отсчетов «сечений» взаимной функции неопределенности для различных узкополосных каналов, т.е. некогерентное накопление. Как показано в [85, 86, 87], такое некогерентное накопление эффективно, когда результирующее распределение $Q(\tau)$ формируется из наборов максимумов модулей Фурье-распределений при каждом значении временного сдвига между сигналами (рисунок 25, б). Однако, в качестве «сечения» можно рассмотреть набор отсчетов, взятых при фиксированном значении величины

сдвига частоты, доставляющего максимум модулю взаимной функции неопределенности (рисунок 25, а).

В (75) результирующее распределение есть сумма комплексных отсчетов «сечений» взаимной функции неопределенности, рассчитанных по сигналам в выделенных узкополосных каналах, что можно считать квазикогерентным накоплением. Известно [88], что оптимальный (согласованный) фильтр при наличии некоррелированного с сигналом шума обеспечивает максимальное отношение сигнал-помеха своем выходе за счет когерентного на суммирования и компенсации фазовых сдвигов между спектральными составляющими Для эффективного сигнала. применения схемы квазикогерентного накопления необходимо, чтобы в рассматриваемых сечениях сохранялась информация о распределении фазы в области максимума функции, для чего, в частности, требуется максимально точная оценка величины смещения частоты.

Непосредственное применение алгоритмов полного вычисления тела неопределённости ПО всему диапазону априорной неопределённости частотно-временных параметров сигналов является вычислительно сложной задачей, требующей больших вычислительных ресурсов и большого объёма памяти, и может оказаться неприемлемым в случае решения задачи определения местоположения источника излучения в реальном масштабе времени. Для повышения быстродействия метода построения функции неопределенности в [81] предложен вычислительно эффективный алгоритм расчёта взаимной функции неопределенности, реализуемый с использованием технологий параллельных вычислений на графических процессорах. Однако его непосредственное применение в схеме квазикогерентного накопления (75) может не привести к положительному результату: предложенный алгоритм ориентирован, в первую очередь, на эффективное (в плане быстродействия при сохранении высокой точности) определение временной задержки сигналов (информационного параметра), при этом сдвиг частоты является мешающим параметром. Используемый алгоритм быстрого преобразования

80

Фурье имеет фиксированное частотное разрешение, в связи с чем точность компенсации частотных сдвигов является достаточно низкой.

Для реализации алгоритма с квазикогерентным накоплением отсчетов «сечений» взаимной функции неопределенности сигналов узкополосных каналов может быть использован модифицированный 2-х этапный подход [89, 90] с применением предложенного в [81] алгоритма расчёта взаимной функции неопределенности (рисунок 18). На первом этапе производятся оценки временного сдвига τ^* и доплеровского смещения частоты Δf^* сигналов на основе вычислительно эффективного алгоритма и производится уточнение полученных оценок τ^* и Δf^* методом прямого вычисления взаимной функции неопределенности (66) в относительно узком диапазоне неопределенности параметров с применением алгоритма быстрого преобразования Фурье. Уточнение оценок позволяет еще более сузить диапазон границ неопределенности параметров, что важно, в первую очередь, для оценки смещения частоты. Применение алгоритма быстрого преобразования Фурье дает возможность сохранить вычислительную эффективность метода в целом.

Второй этап обработки вводится для уточнения распределения фазы для каждого сечения. Уточнение заключается в выполнении дискретного преобразования Фурье (DFT, рисунок 26) при фиксированном значении временного сдвига τ^* , доставляющем максимум функции неопределенности, и определения величины доплеровского смещения спектра Δf^n с большей точностью, за счет увеличения длины анализируемой выборки сигнала:

$$\Delta f^{m} = \arg \max_{\Delta f} \left(\sum_{n=0}^{N^{*}} R_{k}(n,\tau^{*}) exp(-j2\pi\Delta f nT) \right), \tag{77}$$

где *N*^{*} – длина массива дискретного преобразования Фурье, обеспечивающая заданную точность по частоте.





Низкая вычислительная эффективность применения дискретного преобразования построении сечений Фурье при взаимной функции неопределенности компенсируется узким диапазоном неопределенности по частоте Δf , который выбирается как удвоенный шаг дискретизации по частоте предыдущего этапа. Процедура накопления после этапа уточнения величины доплеровского смещения спектра проводится аналогично (75).

2.5 Моделирование методов оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов

В рамках главы 2 данной работы выполнено исследование эффективности предложенных методов оценки навигационных параметров, а именно:

- исследование эффективности рассмотренных методов оценки взаимных временных задержек;
- исследование точности оценки координат источника радиоизлучения, методами, приведенными в главе 1, при использовании методов оценки навигационных параметров, рассмотренных в главе 2.

Основные этапы построения компьютерного эксперимента

Для проведения исследования эффективности рассмотренных в главе 2 методов оценки взаимных временных задержек выполнено моделирование цифровой обработки узкополосных и широкополосных сигналов, распространяющихся в каналах многопозиционной спутниковой группировки.

Исследование точности оценки координат источника радиоизлучения будет проводиться на основе навигационных параметров, полученных методами главы 1.

Этап 1. Моделирование распространения сигнала в каналах

спутниковой группировки

Моделирование выполняется с учетом влияния:

- задержек распространения сигналов в каналах;
- искажения частотных характеристик сигналов вследствие эффекта Доплера;
- низкого отношения сигнал/шум в каналах.

В случае узкополосных сигналов моделирование перечисленных эффектов сводится к смещению сигнала во временной области и смещением спектра сигнала в частотной.

Рассмотрим влияние эффекта Доплера на примере радиосигналов спутниковых систем связи. Для узкополосных сигналов, влияние эффекта Доплера заключается в изменении несущей частоты сигнала в соответствии с выражением [38]:

$$f = f_0 \frac{\sqrt{1 - \frac{V^2}{c^2}}}{1 - \frac{V}{c}\cos\theta};$$
(78)

где f_0 – несущая частота излучаемого сигнала, V – модуль относительной скорости источника и приёмника, θ – угол между направлением на источник в системе отсчёта, связанной с приёмником и вектором скорости источника

относительно приёмника, c – скорость света. Характерные скорости движения космических аппаратов выведенных на околоземную орбиту можно считать малыми по сравнению со скоростью света, поэтому следует ограничиться р рассмотрением нерелятивистского случая (V << c). Выделяют продольный эффект Доплера ($\theta < 90^{\circ}$)) [38]:

$$f \approx f_0 \left(1 + \frac{V}{c} \cos\theta \right), \tag{79}$$

и поперечный эффект Доплера ($\theta = 90^{\circ}$) [38]:

$$f \approx f_0 \left(1 - \frac{V^2}{2c^2} \right). \tag{80}$$

Следует отметить, что влияние поперечного эффекта пренебрежимо мало по сравнению с продольным эффектом Доплера.

Для широкополосных сигналов влияние эффекта Доплера выражается в аналогичном изменении несущей частоты сигнала в соответствии с выражением (78), однако, кроме несущей частоты, преобразованию (78) подвергается каждая спектральная компонента сигнала. Смещение каждой спектральной компоненты сигнала на собственное значение частотного сдвига эффекта масштабирования приводит проявлению Для к спектра. эффектом масштабирования узкополосных сигналов спектра можно пренебречь. Так, для сигналов, используемых в системах космической связи и навигации [91] с несущей частотой $f_0 = 1600 \text{ M}\Gamma$ ц увеличение спектральной полосы составляет примерно 50 Гц, что пренебрежимо мало по сравнению с шириной спектра и доплеровским смещением несущей частоты $\Delta f \sim 40$ кГц [26]. В необходимо случае широкополосных сигналов проводить моделирование эффекта масштабирования спектра. Рассматривается влияние эффекта Доплера на примере широкополосных сигналов с OFDM-модуляцией [92]. Непрерывный OFDM-сигнал на несущей частоте можно представить следующим выражением:

$$S(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_k exp(j2\pi(f_0 + f_k)t),$$
(81)

где $f_k = kB/N$ – частота k -й поднесущей в частотной полосе B сигнала. При распространении в каналах спутниковой системы сигнал подвергнется влиянию продольного эффекта Доплера: каждая поднесущая сместится на своё значение $\Delta f_k = (f_k + f_0)V_R/c = \alpha(f_k + f_0)$, где $V_R = Vcos\theta$, $\alpha = V_R/c$. В результате выражение (81) примет следующий вид [93]:

$$\hat{S}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_k exp(j2\pi(f_0 + f_k + \Delta f_k)t) =$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_k exp(j2\pi(f_0 + f_k + \alpha(f_0 + f_k))t) =$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_k exp(j2\pi f_k(1 + \alpha)t) exp(j2\pi f_0 t) exp(j2\pi \alpha f_0 t).$$
(82)

Комплексная огибающая сигнала при использовании дискретной шкалы времени с частотой дискретизации *f_s*, примет вид:

$$\hat{S}[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_k exp\left(j\frac{2\pi Bkn}{Nf_s}(1+\alpha)\right) exp\left(j\frac{2\pi\alpha f_0 n}{f_s}\right).$$
(83)

Таким образом, согласно выражению (83), смещение спектра сигнала можно оценить как αf_0 , а относительное расширение спектральной полосы как (1+ α).

Моделирование эффекта доплеровского масштабирования спектра сигнала (83) может быть проведено с помощью перехода к новой временной сетке с шагом $T'_s = T_s/(1+\alpha)$ и интерполяции.

Этап 2. Моделирование оценки навигационных параметров

Оценка навигационных параметров сигналов выполняется для искаженных сигналов, полученных после этапа 1. При этом, на данном этапе, предполагается применение рассмотренных и предложенных в данной главе методов оценки навигационных параметров. Оценка эффективности алгоритмов оценки навигационных параметров выполняется по степени выраженности главного максимума распределения. Степень выраженности главного максимума распределения оценивается с помощью безразмерного и не зависящего от энергии критерия [94, 95]:

$$K = \frac{\max(Q_i) - \bar{Q}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (Q_i - \bar{Q})^2}},$$
(84)

где N – количество отсчетов в сечении, Q – результирующее распределение, \bar{Q} – среднее значение.

Этап 3. Моделирование оценки координат источника радиоизлучения

На данном этапе предполагается применение методов оценки координат источника радиоизлучения, предложенных в главе 1, а именно разностнодальномерного, разностно-доплеровского методов и метода, основанного на совместном применении разностно-дальномерного и разностнодоплеровского методов, на основе навигационных параметров, полученных на этапе 2.

В рамках данной работы были проведены следующие эксперименты:

Исследование 1. Исследование зависимости среднеквадратичного отклонения (СКО) оценки местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом для малой спутниковой группировки №3 с моделированием процесса обработки сигналов методом построения и анализа взаимной функции неопределенности от отношения сигнал-шум (ОСШ) в исследуемом канале для BPSK (Binary phase shift keying) и MSK (Minimal-shift keying) сигналов [96].

Исследование 2. Исследование зависимости среднеквадратичного отклонения (СКО) оценки местоположения источника радиоизлучения разностно-доплеровским методом для малой спутниковой группировки №3 с моделированием процесса обработки сигналов методом построения и анализа

взаимной функции неопределенности от отношения сигнал-шум (ОСШ) в исследуемом канале для BPSK и MSK сигналов.

Исследование 3. Исследование зависимости среднеквадратичного отклонения (СКО) оценки местоположения источника радиоизлучения методом, основанным на совместном применении разностно-дальномерного и разностно-доплеровского методов для малой спутниковой группировки №3 с моделированием процесса обработки сигналов методом построения и анализа взаимной функции неопределенности от отношения сигнал-шум (ОСШ) в исследуемом канале для BPSK и MSK сигналов.

Исследование 4. Исследование эффективности оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов при использовании различных схем формирования результирующего распределения (70-71, 73-76).

Исследование 5. Исследование эффективности оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов при использовании различных схем формирования результирующего распределения (70-71, 73-76) в зависимости от количества выделяемых узкополосных каналов.

Исследование 6. Исследование эффективности оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов при использовании модифицированной схемы (рисунок 23) формирования результирующего распределения в зависимости от количества выделяемых узкополосных каналов.

Результаты проведенных исследований

Исследование 1

Для проведения исследования 1 использовались малая спутниковая группировка №3. Погрешности определения местоположения приемников ($\Delta R = 10 \text{ м}$). Исследование проводилось для узкополосных BPSK и MSK сигналов со скоростью передачи данных 10 кБ/с и частотой дискретизации 300 кГц, каждое измерение получено как результат 1000 усреднений.

87



По результатам исследования 1 были получены следующие зависимости.

Рисунок 27. График зависимости СКО оценки местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом от ОСШ в исследуемом канале.

Исследование 2

Для проведения исследования 2 использовались малая спутниковая группировка №3. Погрешности определения местоположения приемников ($\Delta R=10 \text{ }$ м), погрешности определения скоростей приемников ($\Delta V=0.5 \text{ }$ м/с). Исследование проводилось для узкополосных ВРЅК и МЅК сигналов со скоростью передачи данных 10 кБ/с и частотой дискретизации 300 кГц, каждое измерение получено как результат 1000 усреднений.

По результатам исследования 2 были получены следующие зависимости.



Рисунок 28. График зависимости СКО оценки местоположения источника радиоизлучения разностно-доплеровским методом от ОСШ в исследуемом канале.

Исследование 3

Для проведения исследования 3 использовались малая спутниковая группировка №3. Погрешности определения местоположения приемников ($\Delta R = 10 m$). Исследование проводилось для BPSK и MSK сигналов со скоростью передачи данных 10 кБ/с и частотой дискретизации 300 кГц, каждое измерение получено как результат 1000 усреднений.

По результатам исследования 3 были получены следующие зависимости.



Рисунок 29. График зависимости СКО оценки местоположения источника радиоизлучения совместным методом от ОСШ в исследуемом канале.

Исследование 4

Исследование проводилось для широкополосных OFDM сигналов с шириной спектра – 420 МГц и центральной частотой 2 ГГц (характерно для спутниковых линий связи S – диапазона [96]). Каждый сигнал включает 512 поднесущих, отношение сигнал/шум (ОСШ) равно -6 дБ. Количество выделяемых узкополосных частотных каналов – 20.

На рисунках 30-32приведены примеры результирующих распределений, полученных на основе выражений (70-71, 73-76). В таблице 2 приведены значения критерия выраженности (84) для результирующих функций, построенных по рассмотренным алгоритмам.



Рисунок 30. Результирующие взаимные корреляционные функции $C_F(70)$ и

 $I_{F}(71)$



Рисунок 31. Результирующие сечения функции неопределенности C_S (73)

и *I_S* (74)



Рисунок 32. Результирующие модифицированные сечения функции неопределенности *С*_{*M*} (75) и *I*_{*M*} (76)

Алгоритм	Критерий	Алгоритм	Критерий
$C_F(70)$	25.8±1.6	$I_F(71)$	37.2±1.7
$C_{S}(73)$	21.9±1.5	$I_{S}(74)$	26.4±1.6
$C_M(75)$	8.0±1.5	<i>I_M</i> (76)	33.2±1.5

Значения критерия выраженности максимума K(84)

Анализ полученных зависимостей (рисунки 30-32) и данных таблицы 3 позволяет сделать целесообразности вывод 0 применения схемы некогерентного накопления результатов для взаимных корреляционных функций выходов нелинейного фильтра $I_F(71)$ и некогерентного накопления модифицированных сечений взаимной функции неопределенности *I_M*(76). Для эффективного применения схем когерентного суммирования необходимо использовать схему обработки сигналов, сохраняющую информацию о его фазе. Следует так же отметить, что построить такую схему возможно лишь на основе построения результирующих сечений функции неопределенности *C*_S (73) и *I*_S (74).

Исследование 5

Исследование проводилось для широкополосных OFDM сигналов с шириной спектра – 420 МГц и центральной частотой 2 ГГц (характерно для спутниковых линий связи *S* – диапазона [96]). Каждый сигнал включает 512 поднесущих, отношение сигнал/шум (ОСШ) равно -6 дБ.

На рисунках 33-35 приведены графики зависимостей критерия *С* (84) результирующих распределений от количества выделяемых узкополосных каналов *М*, полученных на основе выражений (70-71, 73-76). На всех графиках зависимость 1 соответствует некогерентному накоплению, зависимость 2 – когерентному накоплению.



Рисунок 33. Зависимости критерия С от количества узкополосных каналов М для схем суммирования корреляционных функций выходов нелинейного фильтра *C_F* (70) и *I_F* (71)



Рисунок 34. Зависимости критерия С от количества узкополосных каналов М для сечений взаимной функции неопределенности *C_S* (73) и *I_S* (74)



Рисунок 35. Зависимости критерия С от количества узкополосных каналов М для модифицированных сечений взаимной функции неопределенности $C_M(75)$ и $I_M(76)$

Аналогично исследованию 4 полученные зависимости демонстрируют значительное преимущество схемы некогерентного суммирования по степени выраженности главного максимума результирующей функции. Кроме того, видно, что полученные зависимости (рисунки 33-35) при некотором значении выделяемых узкополосных каналов М выходят на насыщение, что может быть использовано для определения эффективного числа выделяемых каналов для предложенного алгоритма. Например, каждого при использовании некогерентного накопления модифицированных сечений взаимной функции неопределенности (рисунок 35, кривая 1) достаточно выделить 10 частотных каналов для получения хорошо выраженного максимума, по положению которого можно дать состоятельную оценку взаимной временной задержки.

Исследование 6

Исследование проводилось для широкополосных OFDM сигналов с шириной спектра – 420 МГц и центральной частотой 2 ГГц (характерно для спутниковых линий связи *S* – диапазона [96]). Каждый сигнал включает 512 поднесущих, отношение сигнал/шум (ОСШ) равно -6 дБ.

На рисунке 36 приведены графики зависимостей критерия выраженности *С* результирующих функций от количества выделяемых узкополосных каналов *M*, полученных на основе модифицированных алгоритмов вычисления взаимной функции неопределенности. Кривая 1 соответствует когерентному накоплению сечений взаимной функции неопределенности (с дополнительным этапом уточнения информации о распределении фазы сигналов для каждого сечения), кривая 2 – некогерентному накоплению.





Из рисунка 36 видно, что зависимости критерия выраженности C(M) при некотором значении M выходят на насыщение, что может быть использовано для определения эффективного числа выделяемых каналов для каждого предложенного алгоритма. Так, при использовании квазикогерентного накопления сечений взаимной функции неопределенности достаточно выделить 10 частотных каналов (против 16 для некогерентного накопления, необходимых для формирования максимума взаимной функции неопределенности с аналогичным значением критерия C) для получения хорошо выраженного максимума, по положению которого можно дать состоятельную оценку взаимной временной задержки. При этом алгоритм на основе квазикогерентного накопления демонстрирует преимущество – критерий C при $M \ge 10$ с учетом погрешностей расчетов имеет более высокое значение, поскольку точная оценка смещения частоты позволяет сохранить информацию о фазе в сечении взаимной функции неопределённости.



Рисунок 37. Зависимости вероятности попадания оценки взаимной временной задержки в доверительный интервал от отношения сигнал / шум

На рисунке 37 приведены результаты статистического исследования предложенного алгоритма. Проводился расчёт вероятности попадания в доверительный интервал оценки взаимной временной задержки в зависимости от ОСШ в принимаемых сигналах. Доверительный интервал по задержке соответствует длительности одного информационного символа, порог принятия решения об обнаружении сигнала определялся на основе критерия Неймана-Пирсона. Кривая 1 соответствует алгоритму на основе прямого расчёта взаимной функции неопределенности, кривая 2 – модифицированному алгоритму (с разбиением на узкополосные каналы) с некогерентным накоплением сечений взаимной функции неопределенности, кривая 3 – алгоритму с дополнительным этапом уточнения фазы и когерентным накоплением. Анализ зависимостей на рисунке 3 показывает, что введение дополнительного этапа уточнения фазы в сечении взаимной функции

неопределенности позволяет повысить помехоустойчивость оценки временной задержки к шумам на 2..3 дБ.

2.6 Выводы

В главе 2 рассмотрены методы оценки частотно-временных параметров сигналов, необходимых для применения методов оценки координат источников радиоизлучения, приведенных в первой главе. Метод построения и анализа функции неопределенности выбран за основной, как оптимальный метод оценки параметров сигналов в случае отсутствия априорной информации о характеристиках анализируемого сигнала.

Приведены точностные характеристики методов оценки координат источников радиоизлучения, рассмотренных в первой главе, при различных ОСШ в исследуемых каналах. Навигационные параметры, необходимые для применения методов местоопределения оценивались на основе метода построения и анализа функции неопределенности узкополосных BPSK и MSK сигналов. Приведены особенности и модификации применения методов для узкополосных и широкополосных сигналов [82, 85].

Предложен метод оценки взаимных временных задержек распространения широкополосных радиосигналов, основанный на построении и анализе взаимной функции неопределенности предварительно выделенных узкополосных каналов. Особенностью метода является наличие дополнительного этапа уточнения информации о фазе сигнала, позволяющего применять эффективную схему когерентного накопления сечений взаимной функции неопределенности [89, 90].

С целью сравнительного анализа эффективности предложенных подходов цифровой обработки предварительно выделенных узкополосных каналов проведено компьютерное моделирование алгоритмов построения функций взаимной корреляции и взаимной неопределенности сигналов широкополосных систем связи. Предложенный алгоритм позволяет повысить помехоустойчивость оценки временной задержки к шумам на 2..3 дБ.

97

Предложенные в работе методы оценки частотно-временных параметров являются устойчивыми к влиянию аддитивных шумов, искажению частотных характеристик, возникающего вследствие эффекта Доплера, а также обладают достаточной вычислительной эффективностью и могут быть использованы для работы в реальном масштабе времени.

Глава 3. ОЦЕНКА НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ НЕСКОЛЬКИХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

При рассмотрении круга задач, решаемых алгоритмами оценки координат источника радиоизлучения (глава 1), а также круга задач, решаемых алгоритмами оценки параметров сигналов (глава 2), следует обратить внимание на тот факт, что в них фигурирует единственный источник радиоизлучения. В общем случае количество источников радиоизлучения больше одного, что может привести к неработоспособности предложенных алгоритмов.

Анализ алгоритмов оценки координат источника радиоизлучения, представленных в главе 1, позволяет сделать вывод, что снятие ограничения на количество источников приведет к необходимости оценки набора параметров сигналов, индивидуального для каждого источника.

Рассмотрение алгоритмов оценки параметров сигналов, представленных в главе 2, с учетом необходимости формирования набора параметров сигналов, индивидуального для каждого источника, позволяет заключить, что снятие ограничения на количество источников приведет к возникновению проблемы неоднозначности формирования индивидуального набора параметров сигнала для каждого источника [35, 51].

3.1 Особенности оценивания навигационных параметров нескольких источников радиоизлучения

Рассмотрим многопозиционную спутниковую систему пассивной пеленгации, представленную на рисунке 38. Основной задачей данной системы является определение координат (x_i , y_i , z_i) N источников излучения (i = 1...N), находящихся на земной поверхности.

99



Рисунок 38. Схема многопозиционной спутниковой системы пассивной пеленгации

Определение местоположения источников радиоизлучения проводится разностно-дальномерным методом. Для реализации данного метода в качестве набора навигационных параметров требуется измерение взаимных временных задержек распространения излученного сигнала для спутниковой группировки, состоящей минимум из трех космических аппаратов (для источников на Земле, с учетом уравнения модели земной поверхности) и четыре при оценке местоположения источника излучения в пространстве [3, 51].

При использовании спутниковой группировки в качестве ретрансляторов точная синхронизация их шкал времени не требуется, синхронизация каналов регистрации сигналов производится в наземном пункте приема, возможные задержки распространения сигналов в аппаратуре учитываются в процессе

регулярной калибровки. Поскольку положение космических аппаратов $(j = 1...\mathbf{M})$ и пункта приема (**P**) ретранслируемых сигналов на Земле известно с высокой точностью, временные задержки распространения ретранслируемых сигналов на момент решения задачи местоопределения также можно считать известными и исключить из дальнейшего рассмотрения.

Модель сигналов *N* источников радиоизлучения, регистрируемых спутниками, может быть представлена следующим образом:

$$\begin{cases} s_{1}(t) = \sum_{i=1}^{N} x_{i}(t) + n_{1}(t); \\ s_{2}(t) = \sum_{i=1}^{N} x_{i}((1 - \alpha_{2i})t + \tau_{2i}) + n_{2}(t); \\ s_{j}(t) = \sum_{i=1}^{N} x_{i}((1 - \alpha_{ji})t + \tau_{ji}) + n_{j}(t); \\ \dots \\ s_{M}(t) = \sum_{i=1}^{N} x_{i}((1 - \alpha_{Mi})t + \tau_{Mi}) + n_{M}(t). \end{cases}$$

$$(85)$$

где $x_i(t)$, i=1,...,N – сигнал, излучаемый *i*-м источником, сигналы $x_i((1-a_{ji})t+\tau_{ji})$, j=2,...,M представляют собой искажённые ($a_{ji} = V_r/c$ – коэффициент, определяющий влияние эффекта Доплера и равный отношению радиальной скорости спутника к скорости света) и задержанные копии сигнала $x_i(t)$; $\eta_j(t)$ – некоррелированные с сигналами аддитивные шумы в разных каналах распространения. Для определения координат источника радиоизлучения с помощью разностно-дальномерного метода необходима информация о временных задержках τ_{ji} для каждого источника с номером *i*. Однако, в условиях априорной неопределенности относительно параметров излучаемых сигналов точное соотнесение оцененной временной задержки τ_{ji} источнику с номером *i* невозможно. Данный факт хорошо иллюстрируется на рисунке 39: при наличии девяти возможных пересечений линий положения разностнодальномерного метода, только три из них (отмечены черными точками) являются верными оценками положения источников радиоизлучения.



Рисунок 39. Схематическое изображение линий положения разностнодальномерного метода на поверхности эллипсоида Земли при трех источниках и трех точках приема радиосигнала

Соответственно при одновременном позиционировании нескольких источников радиоизлучения возникает проблема однозначного соответствия набора навигационных параметров каждому из источников. В связи с данной проблемой представляется актуальной реализация алгоритмов устранения неоднозначности определения набора навигационных параметров для каждого из источников и, соответственно, разработка алгоритмов оценки навигационных параметров нескольких источников радиоизлучения.

3.2 Алгоритмы устранения неоднозначности оценки взаимных

временных задержек

Метод «разностных сигналов»

Оценка временных задержек *т*_{*ji*} в системе (85) может быть проведена на основе корреляционного подхода. Взаимные корреляции будут иметь следующую форму [97–100]:

$$R_{12}(\Delta t) = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{2j})}(\Delta t) + R_{n1}(\Delta t) \approx \sum_{i=1}^{N} R_{x_i(t), x_i(t+\tau_{2i})}(\Delta t) + R_{n1}(\Delta t),$$

$$R_{13}(\Delta t) = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{3j})}(\Delta t) + R_{n2}(\Delta t) \approx \sum_{i=1}^{N} R_{x_i(t), x_i(t+\tau_{3i})}(\Delta t) + R_{n2}(\Delta t),$$
(86)

где $R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{2j})}(\Delta t)$ – взаимная корреляционная функция сигнала $x_i(t)$ со сдвинутой на время τ_{kj} (k = 2,3) копией сигнала $x_j(t)$. При этом принимается во внимание неравенство:

$$\max_{\Delta t} \left| R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{kj})}(\Delta t) \right| \ll \max_{\Delta t} \left| R_{x_i(t), x_i(t+\tau_{ki})}(\Delta t) \right|, \tag{87}$$

которое с хорошей точностью выполняется, например, в CDMA-системах, поскольку, в этом случае, каждому источнику назначается уникальный псевдослучайный код, обладающий хорошими корреляционными свойствами [101, 102]. Взаимные корреляционные функции, связанные с шумами и слабо влияющие на общий вид корреляции (86), вынесены в отдельные слагаемые $R_{n1}(\Delta t), R_{n2}(\Delta t)$.

На рисунке 40 приведен пример взаимных корреляционных функций сигналов трех источников излучения, принимаемых спутниками. В общем случае взаимные корреляционные функции в системе, содержащей N источников, имеют N максимумов, соответствующих взаимным временным задержкам распространения сигналов (86). Кроме того, предполагается, что взаимные временные задержки распространения сигналов от различных источников излучения не совпадают.



Рисунок 40. Вид взаимных корреляционных функций сигналов, принимаемых спутниками, *N* = 3, ОСШ = 0 дБ

Как уже сказано, при непосредственном вычислении корреляции возникает проблема неоднозначности соотнесения максимумов различных корреляционных функций номером источника. Для с определения источника і необходимо определить местоположения две взаимные временные задержки τ_{2i} и τ_{3i} . Если задержка τ_{2i} определена по положению одного из максимумов $R_{12}(\Delta t)$, то решение задачи определения задержки τ_{3i} по положению соответствующего пика корреляционной функции $R_{13}(\Delta t)$ является неоднозначным.

Для устранения неоднозначности при определении взаимных временных задержек в задаче местоопределения источников излучения в CDMA-системах в [100] предложен алгоритм, структурная схема которого показана на рисунке 41.



Рисунок 41. Структурная схема метода оценки временных задержек

На основе пар сигналов $s_1(t)$, $s_2(t)$ и $s_1(t)$, $s_3(t)$ вычисляются взаимные корреляционные функции $R_{12}(\Delta t)$ и $R_{13}(\Delta t)$ соответственно. По положению одного взаимной корреляционной функции ИЗ максимумов $R_{12}(\Delta t)$ оценивается задержка τ_{2i} , соответствующая источнику с номером *i*. Однако по взаимной положению максимумов корреляционной функции $R_{13}(\Delta t)$ невозможно, без привлечения дополнительной информации, установить взаимно однозначное соответствие взаимных временных задержек источнику с номером *i*. Для решения проблемы неоднозначности вводится блок (рисунок 41), осуществляющий сдвиг сигнала $s_2(t)$ на величину задержки τ_{2i} .:

$$\hat{s}_{2}(t) = \sum_{k=1}^{N} x_{k}(t + \tau_{2k} - \tau_{2i}) + n_{2}(t - \tau_{2i}) =$$

$$= x_{i}(t) + \sum_{k=1, k \neq i}^{N} x_{k}(t + \tau_{2k} - \tau_{2i}) + n_{2}(t - \tau_{2i}).$$
(88)

Сдвиг сигнала на величину задержки позволяет с хорошей точностью выделить компоненту *x_i(t)*, излучаемую *i*-м источником, без задержки (88). Далее выделенная компонента может быть существенно ослаблена путём формирования «разностного сигнала» на сумматоре:

$$s_{diff}(t) = \hat{s}_{2}(t) - s_{1}(t) =$$

$$= \sum_{k=1, k \neq i}^{N} x_{k}(t + \tau_{2k} - \tau_{2i}) - x_{k}(t) + n_{2}(t - \tau_{2i}) - \rho(t).$$
(89)

В сформированном сигнале (89) существенно ослаблена компонента *i*го источника излучения, что позволяет однозначно идентифицировать задержку τ_{3i} [99], путем построения взаимной корреляционной функции $R_{diff3}(\Delta t)$ «разностного сигнала» $s_{diff}(t)$ и сигнала, принятого третьим спутником $s_3(t)$ [100]:

$$R_{diff3}(\Delta t) = \sum_{k=1,k\neq i}^{N} \sum_{j=1}^{N} R_{x_{k}(t+\tau_{2k}-\tau_{2i}), x_{j}(t+\tau_{3j})}(\Delta t) - \sum_{k=1,k\neq i}^{N} \sum_{j=1}^{N} R_{x_{k}(t), x_{j}(t+\tau_{3j})}(\Delta t) + R_{n}(\Delta t) \approx$$

$$\approx \sum_{k=1,k\neq i}^{N} \left(R_{x_{k}(t+\tau_{2k}-\tau_{2i}), x_{k}(t+\tau_{3k})}(\Delta t) - R_{x_{k}(t), x_{k}(t+\tau_{3k})}(\Delta t) \right) + R_{n}(\Delta t).$$
(90)

Если взаимные временные задержки распространения сигналов не совпадают, то взаимная корреляционная функция $R_{diff3}(\Delta t)$ (90) будет иметь 2N-2 пиков. На рисунке 42 а,6 показан пример функций $R_{13}(\Delta t)$ и $R_{diff3}(\Delta t)$ при числе источников N = 3. Положение N-1 пиков соответствует временным задержкам τ_{3k} , k = 1..N, $k \neq i$, положение других N-1 пиков – временным задержкам, $\tau_{3k} - \tau_{2k} + \tau_{2i}$, внесенным дополнительно при формировании разностного сигнала (рисунок 39 б). Следует заметить, что во взаимной корреляционной функции $R_{diff3}(\Delta t)$ отсутствует пик, соответствующий задержке τ_{3i} , в то время как он присутствует в корреляции $R_{13}(\Delta t)$ (86). Из этого следует, что искомую задержку τ_{3i} можно определить путём сравнения корреляционных функций $R_{diff3}(\Delta t)$ и $R_{13}(\Delta t)$ (рисунок 42 а,б).

Формирование разностного сигнала $(R_{13}(\Delta t) - R_{diff3}(\Delta t))$ [100] позволяет установить соответствие для взаимной временной задержки τ_{3i} по положению единственного глобального максимума (рисунок 42 в).



Рисунок 42. Вид взаимных корреляционных функций $R_{13}(\Delta t)$ (a) и $R_{diff3}(\Delta t)$ (б) и их разность (в) при N = 3, ОСШ=0 дБ

Следует также отметить, условием корректной работы предложенного алгоритма является примерное равенство амплитуд принимаемых сигналов. В случае, когда спутники находятся на близких орбитах, данное условие выполняется. В остальных случаях для выравнивания амплитуд анализируемых сигналов могут быть применены схемы автоматической регулировки усиления. Таким образом, с помощью предложенного алгоритма можно оценить полный набор взаимных временных задержек (τ_{2i} , τ_{3i}), необходимых для определения местоположения источника *i*. Применяя данный алгоритм циклически для каждого номера *i* =1...*N*, можно определить взаимные временные задержки, соответствующие всем источникам в системе.

Предложенный метод эффективно обобщается на большее количество приемников сигнала путём циклического применения предложенного метода.

Следует отметить, что иногда во взаимной корреляции $R_{diff3}(\Delta t)$ на месте отсутствующего максимума может возникать максимум, соответствующий дополнительно внесенной задержке при формировании разностного сигнала задержке. В таком случае необходимо привлечение дополнительной информации, получаемой, например, за счет увеличения количества приемников радиосигнала.

Применение критерия согласованности временных задержек

силу того, что алгоритм «разностных сигналов» основан на B корреляционных оценках, он характеризуется высокой чувствительностью к искажению частотных характеристик сигналов в спутниковых системах и, характеризуется относительно низкой вычислительной кроме того, эффективностью: для устранения неоднозначности определения набора навигационных параметров требуется построение нескольких дополнительных корреляционных функций.

В качестве альтернативы предлагается алгоритм устранения неоднозначности определения набора взаимных временных задержек, основанный на применении критерия согласованности временных задержек [103-106]. Алгоритм, основанный на применении критерия согласованности временных задержек в качестве входных параметров использует численные оценки взаимных временных задержек и, в отличие от метода «разностных сигналов» не требует дополнительных трудоемких вычислений. В силу этого, данный алгоритм позволяет значительно уменьшить время обработки и анализа принятых сигналов, а также построить алгоритм оценки взаимных
временных задержек на основе метода построения и анализа взаимной функции неопределенности, тем самым учесть влияние эффекта Доплера.

При проведении оценки временных задержек сигналов, принимаемых космическими аппаратами в системе (рисунок 38), с использованием метода построения и анализа взаимной функции неопределенности проблема неоднозначности определения набора навигационных параметров выражается как проблема соотнесения величин измеряемых задержек конкретным источникам излучения для всех построенных взаимных функций неопределенности. В случае наличия N источников радиоизлучения и M ретрансляторов, каждая из М взаимных функций неопределенности будет содержать *N* максимумов, каждый из которых будет соответствовать взаимной временной задержке и доплеровскому сдвигу частоты между сигналами (87).

Обозначим временные задержки, соответствующие пикам на взаимных функциях неопределенности $A_{12}(\Delta t, \Delta f)$, как $\Delta t_{121}, \Delta t_{122}, ..., \Delta t_{12N}$, тогда для всех взаимных функций неопределенности имеем:

$$\begin{cases}
A_{1,2}(\Delta t, \Delta f): \Delta t_{121}, \Delta t_{122}, ..., \Delta t_{12N}; \\
A_{2,3}(\Delta t, \Delta f): \Delta t_{231}, \Delta t_{232}, ..., \Delta t_{23N}; \\
...
(91) \\
A_{M-1,M}(\Delta t, \Delta f): \Delta t_{M-1,M,1}, \Delta t_{M-1,M,2}, ..., \Delta t_{M-1,M,N}; \\
A_{M,1}(\Delta t, \Delta f): \Delta t_{M11}, \Delta t_{M12}, ..., \Delta t_{M1N}.
\end{cases}$$

На рисунке 43 представлен пример взаимной функции неопределенности при N=3. Для однозначного определения местоположения *i*-го источника необходимо определить, как минимум, две взаимные временные задержки Δt_{12i} и Δt_{21i} . Если задержка Δt_{12i} определена по положению одного из максимумов $A_{12}(\Delta t, \Delta f)$, то решение задачи по определению Δt_{23i} по положению соответствующего пика взаимной функции неопределенности $A_{23}(\Delta t, \Delta f)$ является неоднозначным. Неоднозначность соотнесения максимумов взаимной функции неопределенности к конкретному источнику сигнала на рисунке 43 б отражена символом «?» при обозначении временных задержек по оси времени.



Рисунок 43. Пример взаимных функций неопределенности $A_{12}(\Delta t, \Delta f)$ и $A_{23}(\Delta t, \Delta f)$ при трех источниках радиоизлучения

В общем случае при высоком ОСШ для нескольких источников излучения каждая функция неопределенности (66) в системе будет содержать *N* пиков (хорошо различимых максимумов).

Рассмотрим взаимные временные задержки сигналов, принятых в M точках приема, согласно (85), и соответствующие k-му источнику излучения: Δt_{12k} , Δt_{23k} , ..., Δt_{M1k} . Каждую из таких задержек можно представить следующим образом:

$$\begin{cases}
\Delta t_{12k} = \tau_{1k} - \tau_{2k}; \\
\Delta t_{23k} = \tau_{2k} - \tau_{3k}; \\
... \\
\Delta t_{M1k} = \tau_{Mk} - \tau_{1k}.
\end{cases}$$
(92)

где τ_{ij} – время распространения сигнала от *j*-го источника излучения до *i*-го космического аппарата (рисунок 38).

Выполнив суммирование всех уравнений из системы (95), можно сделать вывод, что рассмотренные задержки, соответствующие одному источнику радиоизлучения, обладают следующим свойством:

$$\Delta t_{12k} + \Delta t_{23k} + \dots + \Delta t_{M1k} = \tau_{1k} - \tau_{2k} + \tau_{2k} - \tau_{3k} + \dots + \tau_{Mk} - \tau_{1k} = 0.$$
(93)

свойство Полученное можно использовать В качестве критерия принадлежности взаимных временных задержек группе, соответствующей одному ИЗ источников излучения: взаимные временные задержки принадлежат группе, соответствующей одному из источников излучения тогда и только тогда, когда их сумма тождественно равна нулю.

Алгоритм устранения неоднозначности соотнесения величин измеряемых задержек конкретным источникам излучения, использующий критерий согласованности временных задержек (93), может быть представлен следующим образом:

- Оцениваются N взаимных временных задержек ∆t_{ijk} как координаты пиков с максимальной амплитудой на построенных M взаимных функциях неопределенности сигналов системы (85).
- 2) Функция неопределенности $A_{12}(\Delta t, \Delta f)$ принимается за базовую, взаимным временным задержкам Δt_{12k} присваиваются порядковые номера (1...*N*), соответствующие номеру источника излучения.
- 3) Для каждой пронумерованной взаимной временной задержки Δt_{12k} из $A_{12}(\Delta t, \Delta f)$ находятся взаимные временные задержки (в простейшем случае с

помощью прямого перебора) из остальных функций неопределенности системы (91), удовлетворяющие критерию согласованности задержек (93). Поскольку по ряду причин, в частности, при низком ОСШ, временные задержки определяются с конечной точностью, при практической реализации

алгоритма выбирается набор временных задержек, доставляющий минимум критерию (93) согласованности задержек.

3.3 Моделирование алгоритмов устранения неоднозначности оценки взаимных временных задержек

Для исследования предложенного алгоритма проведено моделирование системы связи с кодовым разделением доступа [107], использующей узкополосные BPSK (Binary phase shift keying) и MSK (Minimal-shift keying) сигналы, широко распространенные в системах космической связи [96] (частота дискретизации сигналов принята равной 400 КГц, скорость передачи информации 40 Кбит/с, пределы изменения доплеровского сдвига частоты ±20 кГц (для S-диапазона)). Для определения границ вариации величин взаимных временных задержек и взаимных доплеровских смещений спектров сигналов при проведении статистического исследования эффективности предложенного алгоритма была выбрана спутниковая группировка из трех космических аппаратов (один на геостационарной орбите и два на высокоэллиптической орбите типа «Молния»). Местоположение источников радиоизлучения выбиралось случайным образом в области видимости спутниковой группировки. ОСШ в канале геостационарного спутника +6 дБ, ОСШ в каналах спутников на высокоэллиптических орбитах изменялось в диапазоне [-10, 0] дБ.

Для каждой конфигурации космических аппаратов и расположения источников излучения для каждого из сигналов определялись значения временной задержки И доплеровского сдвига частоты. Ha сигналы накладывался аддитивный белый гауссов шум с заданным уровнем. Взаимные временные задержки рассчитывались на основе алгоритма построения Ha взаимной функции неопределенности. основе компьютерного

моделирования проведено исследование зависимости вероятности корректного соотнесения набора временных задержек источникам излучения от уровня шума (ОСШ) в исследуемых сигналах. Вероятность рассчитывалась на основе: P = m/n, m - количество корректных срабатываний алгоритма,*n* – количество испытаний. Корректным срабатыванием алгоритма считается ситуация, при которой верно оценены (с точностью до половины длительности информационного символа) и верно соотнесены каждому из источников радиоизлучения все взаимные временные задержки. Исследовались конфигурации, содержащие 3 источника излучения. Поскольку на практике возможны варианты, когда при некоторых конфигурациях расположения источников излучения ряд временных задержек совпадает или имеет близкие значения, так же рассчитывались вероятности корректного соотнесения 1 из 3, а также 2 из 3 наборов взаимных временных задержек источникам радиоизлучения. Усреднение проводилось по 1000 реализациям.



Рисунок 44. Зависимости вероятностей корректного соотнесения набора временных задержек источникам излучения от отношения сигнал-шум в исследуемых сигналах

На рисунке 44 представлены полученные зависимости рассчитанных вероятностей корректного соотнесения набора временных задержек

источникам излучения от отношения сигнал-шум в исследуемых сигналах. Сплошные линии (1.х) соответствует исследованию, проводимому для BPSK сигналов, пунктирные линии (2.х) – для MSK сигналов. Приведены зависимости корректного соотнесения 1 из 3 (линии 1.1 и 2.1), 2 из 3 (линии 1.2 и 2.2), а также 3 из 3 (линии 1.3 и 2.3) наборов взаимных временных задержек источникам излучения.

Анализ представленных на рисунке 40 зависимостей показывает устойчивую работу алгоритма устранения неоднозначности соотнесения величин измеряемых задержек конкретным источникам излучения при отношении сигнал/шум в каналах связи (до минус 4 дБ). Сравнение результатов работы данного алгоритма с результатами работы алгоритма, приведенного в [100], показывает меньшую устойчивость к шуму. Это можно объяснить применением в настоящем исследовании относительно узкополосных сигналов и необходимостью компенсации влияния эффекта Доплера.

3.4 Выводы

В главе 3 рассмотрены особенности оценки навигационных параметров сигналов нескольких источников радиоизлучения. Рассмотрен алгоритм устранения возникающей неоднозначности соотнесения корреляционных максимумов конкретным источникам излучения на основе последовательного подавления компонент, излучаемых конкретными источниками.

Предложен оригинальный алгоритм устранения неоднозначности соотнесения взаимных временных задержек распространения сигналов, основанный на критерии согласованности временных задержек [103, 104, 105]. Показана возможность применения предложенного алгоритма в задаче определения местоположения источников излучения с учетом влияния эффекта Доплера. Проведено компьютерное моделирование предложенного алгоритма, исследована его устойчивость к уровню шума в исследуемых каналах.

Важно отметить, что алгоритм, основанный на применении критерия согласованности временных задержек использует только величины измеренных взаимных временных задержек и не требует построения нескольких дополнительных корреляционных функций, обеспечивая тем самым высокую вычислительную эффективность. Кроме того, предложенный алгоритм позволяет использовать для оценки взаимных временных задержек, как метод построения взаимной корреляционной функции, так и метод построения и анализа взаимной функции неопределенности, обеспечивая устойчивость к влиянию аддитивных шумов и искажению частотных характеристик, возникающего вследствие эффекта Доплера.

Заключение

В диссертационной работе проведена разработка и исследование помехоустойчивости и вычислительной эффективности алгоритмов оценивания навигационных параметров сигналов, в том числе нескольких источников радиоизлучения, при решении предложенной задачи позиционирования подвижных источников излечения.

Основные результаты диссертационной работы могут быть сформулированы следующим образом:

- Разработаны алгоритмы оценки координат источников радиоизлучения, получении предварительной основанные на оценки координат источников радиоизлучения при решении линеаризованной системы разностно-дальномерного линеаризованной метода И системы совместного разностно-дальномерного И разностно-доплеровского метода. Предложенные алгоритмы, позволяют оценивать координаты источников радиоизлучения в реальном масштабе времени, а также эффективно используют информацию о навигационных параметрах принимаемых сигналов, позволяя сократить минимально необходимое количество точек приема сигнала до трех в случае использования разностно-дальномерного метода и до двух в случае использования совместного разностно-дальномерного И разностно-доплеровского метода. Разработанные алгоритмы оценки координат источника радиоизлучения обладают достаточной вычислительной эффективностью для использования при работе в реальном масштабе времени;
- Разработан алгоритм оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов, основанный на предварительном выделении узкополосных каналов и последующем вычислении взаимной функции неопределённости. Разработанный алгоритм содержит дополнительный этап уточнения информации о фазе исследуемого сигнала. Сохранение информации о фазе сигнала, в свою очередь, позволяет применить схему когерентного накопления результирующего распределения, что заметно

повышает вероятность правильного определения взаимной временной задержки при ОСШ<0 по сравнению с алгоритмом, не сохраняющим информацию о фазе сигнала. Предложенный алгоритм оценки частотновременных параметров сигналов является устойчивым к влиянию аддитивных шумов и искажению частотных характеристик сигналов вследствие эффекта Доплера и позволяет повысить помехоустойчивость оценки временной задержки к шумам на 2..3 дБ. Кроме того, предложенный алгоритм обладает высокой вычислительной эффективностью.

Предложен алгоритм устранения неоднозначности оценки взаимных временных задержек сигналов в многопозиционной спутниковой системе пассивной пеленгации. Для компенсации частотных искажений сигналов вследствие влияния эффекта Доплера И вычисления задержек распространения сигналов применялся метод построения и анализа взаимных функций неопределенности. Для соотнесения набора задержек источникам излучения предложен критерий временных согласованности временных задержек. Применение данного критерия позволяет избежать повторного вычисления функций неопределенности, тем повысить вычислительную эффективность алгоритма самым устранения неоднозначности оценки взаимных временных задержек сигналов. Полученные зависимости вероятностей корректного соотнесения набора временных задержек источникам излучения в исследуемых сигналах показывают устойчивую работу алгоритма устранения неоднозначности соотнесения временных задержек конкретным источникам излучения при отношении сигнал-шум в каналах связи до минус 4 дБ при вероятности 0.9.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке многопозиционных систем радиолокации и радионавигации.

Список литературы

1. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов / Под ред. Г. С. Кондратенкова. М.: «Радиотехника», 2005. 368 с.

2. Liu H., Darabi H., Banerjee P., Liu J. Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems. // IEEE Transactions on systems, man, and cybernetics – part C: applications and reviews. V. 37, No 6, 2007. – Pp.1067-1080.

Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993.
 416 с.

4. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Оценка местоположения источника радиоизлучения на основе вычислительно эффективной реализации алгоритма расчёта временных задержек // Системы управления и информационные технологии, №2.1(56), 2014. – С. 124-128

5. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Исследование устойчивости вычислительно-эффективного алгоритма оценки взаимной временной задержки сигналов в задаче пеленгации разностно-дальномерным методом. // 20-я Всероссийская научная конференция студентов-физиков «ВНКСФ-20». Материалы конференции. Екатеринбург-Ижевск: Издательство АСФ России, 2014. – С. 451-452.

 Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – М.: Техносфера, 2006. – 856 с.

7. Stein S. Algorithms for Ambiguity Function Processing. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-19, No. 3, 1981. – Pp. 588-599.

8. Feintuch P.L., Bershad N.J., Reed F.A. Time Delay Estimation Using the LMS Adaptive Filter – Dynamic Behavior. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 571-576.

9. Виноградов А.А., Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Метод оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с OFDM-

модуляцией на основе квадратичной фильтрации // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2017. Т. 7. № 2. С. 133-137.

 Логинов А.А., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Хмелев С.Л.
 Комбинированная цифровая фильтрация гармонического заполнения фазоманипулированных сигналов в задаче определения временной задержки
 Известия Вузов. Радиофизика. Т. 50, № 3, 2007. – С. 255-264.

11. Виноградов А.А., Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Использование модифицированного подхода минимальной дисперсии Кейпона в задаче оценки взаимной временной задержки сигналов с OFDM-модуляцией // Перспективные информационные технологии (ПИТ 2017). труды Международной научно-технической конференции. 2017. С. 859-862.

12. А. Л. Джиоев, И. С. Омельчук, Д. А. Тюрин, Г. Г. Фоминченко, Г. Л. Фоминченко. Способ пассивной однопозиционной угломерно-разностнодоплеровской локации. структура И алгоритм функционирования реализующей его радиолокационной системы. Журнал радиоэлектроники <u>№</u> 9. [электронный журнал]. 2017. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/sep17/13/text.pdf

13. Колчинский В.Е., Мандуровский И.А., Константиновский М.И. Автономные допплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов. Под ред. В.Е. Колчинского. М.: Сов. Радио, 1975. 432 с.

14. Гринь И.В., Морозов О.А. Оценка координат источника радиоизлучения на основе малых спутниковых группировок // Труды XXV научной конференции по радиофизике. Материалы докладов. Нижний Новгород, 2021. С. 336-339.

 Жиглявский А.А., Жилинскас А.Г. Методы поиска глобального экстремума. – М.: Наука, Физматлит, 1991. – 247 с.

Каханер Д., Моулер К., Нэш С. Численные методы и математическое обеспечение. – М.: Мир, 1998. – 575 с.

17. Базара М., Шетти К. Нелинейное программирование. Теория и алгоритмы.
– М.: Мир, 1982. – 583 с.

18. Гринь И.В., Морозов О.А. Оценка координат источника излучения на основе амплитудного дальномерного метода с учетом диаграмм направленности приемных и передающих антенн // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2016. Т. 6. № 3. С. 473-477.

19. GPS Interface Specification IS-GPS-200, 2013. – 213 p.

ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. / Под ред.
 А.И. Перова, В.Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.

21. Вагранов М.Е., Зиновьев Ю.С., Астанин Л.Ю. и др. Радиолокационный отклик летательных аппаратов. – М.: Радио и связь, 1985. – 320 с.

22. Haas W.H., Lindquist C.S. A Synthesis of Frequency Domain Filters for Time Delay Estimation. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 540-548.

23. Chan Y.T., So H.C., Ching P.S. Approximate Maximum Likelihood Delay Estimation via Orthogonal Wavelet Transform. // IEEE Transactions on Signal Processing. Vol. 47, No. 4, 1999. – Pp. 1193-1198.

24. Виноградов А.А., Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Метод оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с OFDMмодуляцией на основе гармонического разложения Писаренко // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8. № 3. С. 15-19. 25. Mars N.J.I., Van Arragon G.W. Time Delay Estimation in Nonlinear Systems. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 619-621.

26. Иванов Н.М Лысенко Л.Н Баллистика и навигация космических аппаратов Учебник для вузов. М.: Дрофа, 2004. – 544 с.

Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы.
 Анализ, синтез, обработка. – СПб.: Наука и Техника, 2005. – 400 с.

28. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

29. Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. – М.: Сов. Радио, 1955. – 128 с. 30. Логинов А. А., Марычев Д. С., Морозов О. А., Фидельман В. Р. Алгоритм вычисления функции неопределенности в задаче одновременной оценки частотно-временных характеристик сигналов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2013. №3 (27). С. 62-74.

31. CUDA C Best Practices Guide. – NVIDIA Corporation, 2014. – 73 p.

32. CUBLAS Library. User Guide. – NVIDIA Corporation, 2015. – 148 p.

33. CUFFT Library User's Guide. – NVIDIA Corporation, 2015. – 76 p.

34. Боресков А.В., Харламов А.А. Основы работы с технологией CUDA. – М.: ДМК-Пресс, 2008. – 232 с.

35. Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г., Беван Д.Д.Н., Аверин И.М. Определение местоположения мобильного объекта в системе сотовой связи в условиях многолучевого распространения сигналов. // Известия вузов. Радиофизика, Т.51, №2, 2008. – С. 162-170.

36. Радиотехнические системы: учебник для студ. высш. учеб. заведений / [Ю.М. Казаринов и др]; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Издательский центр «Академия», 2008. – 592 с.

37. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. –
М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.

 Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика. Т.2: Теория поля. – М.: Наука, 1973. – 504 с.

 Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Ипатов П. В. Радиотехнические системы. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

40. Теоретические и физические основы радиолокации и специального мониторинга: учебник / А. Н. Фомин, В. Н. Тяпкин, Д. Д. Дмитриев [и др.]; под общ. ред. И. Н. Ищука. – Красноярск :Сиб. федер. ун-т, 2016. – 292 с

41. Martin Sauter. From GSM to LTE: An Introduction to Mobile Networks and Mobile Broadband. – John Wiley & Sons, 2011. – 414 p.

42. Hata M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service // IEEE Trans. on vehicular technol. 1980. Vol. 29, issue 3. Pp. 317–325.

43. Козлов А.В., Пестряков А.В. Развитие спутниковой системы позиционирования и сбора данных ARGOS. // Телекоммуникации и транспорт №2, 2012. – С. 36-39.

44. Ворошилин Е. П., Миронов М. В., Громов В. А. Определение координат источников радиоизлучения разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов // Доклады ТУСУРа, №1(21), ч. 2, 2010. – С. 22-28.

45. Scarbrough K., Ahmed N., Carter G.C. On the Simulation of a Class of Time Delay Estimation Algorithms. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No.3, 1981. – Pp. 534-540.

46.Etter D.M., Steaners S.D. Adaptive Estimation of Time Delays in Sampled Data Systems. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 852-857.

47.Carter G.C. Guest Editorial Time Delay Estimation. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 461-462.

48.Piersol A.G. Time Delay Estimation Using Phase Data. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 471-477.

49. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион, №4(32), 2014. – С. 71-81

50. Канаков В.А., Горда В.В. Исследование характеристик многопозиционной локационной системы малой дальности для диагностики динамических процессов // Известия Вузов. Радиофизика. Т. 56, № 2, 2013. – С. 124-134.

51. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич и др.; Под ред. В.С. Шебшаевича. М.: Радио и связь, 1993. 408 с.

52. Баландин М.Ю., Шурина Э.П. Методы решения СЛАУ большой размерности. — Новосибирск: НГТУ, 2000. – С. 70.

53. Saad Y. Iterative methods for sparse linear systems. – 2nd edition. – SIAM Society for Industrial & Applied Mathematics, 2003. – C. 477.

54. Boucher R.E., Hassab J.C. Analysis of Discrete Implementation of Generalized Cross Correlator. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 609-611.

55. Knapp C.H., Karter G.C. The Generalized Correlation Method for Estimation of Time Delay. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-24, No. 4, 1976. – Pp. 320-327.

56. Miller L.E., Lee J.S. Error Analysis of Time Delay Estimation Using Finite Integration Time Correlator. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 490-496.

57. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т.2. – М.: Мир, 1983. – 256 с.

58. Carter G.C. Coherence and Time Delay Estimation // Proceedings of the IEEE, 1987. Vol. 75, No. 2. – Pp.236-255.

59. Морозов О. А., Солдатов Е. А., Фидельман В. Р. Определение временной задержки сигналов методом адаптивной цифровой фильтрации // Автометрия. № 2, 1995. – С. 108-113.

60. Логинов А.А., Морозов О.А., Хмелёв С.Л. Алгоритм цифровой предварительной обработки сигналов методом адаптивной цифровой фильтрации // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, Т.52, №5-6, 2009. – С. 503-510.

61. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1998. – 575 с.

62. Сизых В.В., Шахтарин Б.И., Сидоркина Ю.А. и др. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации: Учебное пособие. – М.: Горячая Линия-Телеком, 2011. – 278 с. 63.Yatrakis C.L. Computing the cross ambiguity function – a review. Binghamton University, State University of New York, 2005. – 131 p.

64. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Вычислительно эффективный алгоритм определения взаимной временной задержки сигналов при больших объемах выборок. // Международная научно-техническая конференция «Перспективные информационные технологии ПИТ-2015». Сборник научных трудов, Т.2, Самара: СГАУ, 2015. – С. 11-14.

65. Логинов А.А., Марычев Д.С., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Алгоритм вычисления функции неопределенности в задаче одновременной оценки частотно-временных характеристик сигналов // Известия вузов. Поволжский регион. Технические науки. №3 (27), 2013. – С. 62-73.

66. Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Вычислительно-эффективный алгоритм оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов. // Известия Самарского научного центра РАН, Т.16, №4(2), 2014. – С. 384-387.

67. Roman A. Erhsov, Oleg A. Morozov, Vladimir R. Fidelman. Time delay estimation of ultra-wideband signals by calculation the cross-ambiguity function. // Lecture Notes in Electrical Engineering, vol. 348, part IV, 2015. – Pp. 851-859.

68. Ershov R.A., Morozov O.A., Grin I.V., Fidelman V.R. Method for estimating the mutual time delays of satellite communication system signals based on CDMA technology for the passive direction finding problem // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018 – Proceedings. 1. 2018. C. 1-4.

69. Гринь И.В., Морозов О.А. Повышение эффективности оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов на основе анализа сечений функции неопределенности преселектированных узкополосных каналов // Перспективные информационные технологии (ПИТ 2019). Труды Международной научно-технической конференции. Под ред. С.А. Прохорова. 2019. – С. 334-336.

70. Бабков В.Ю., Вознюк М.А., Никитин А.Н., Сиверс М.А. Системы связи с кодовым разделением каналов. – СПб: СПбГУТ, 1999. – 120 с.

71. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. / Под ред. В.И. Коржика. – М.: Радио и связь, 1988. – 224 с.

72. Борисов В.И. и др. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частот. – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.

73. Wang L., Hamilton B.A. OFDM modulation schemes for military satellite communications. // IEEE Military Communications Conference, 2008. – pp. 1-7.

74. Glisic S.G. Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM and Multicarrier CDMA. // Advanced Wireless Communications: 4G Cognitive and Cooperative Broadband Technology. – Pp. 329-432.

75. Tigrek R.F. Processing Technique for OFDM-Modulated Wideband Radar Signals, 2010 – 170 p.

76. Лебедев В. Модуляция OFDM в радиосвязи. // Радиолюбитель, №8(210), 2008. – С. 51-55.

77. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

78. Мазурков М.И. Системы широкополосной радиосвязи: учеб. пособие для студ. вузов. – Одесса: Наука и техника, 2009. – 344 с.

79. Пестряков В.Б., Афанасьев В.П., Гурвиц В.Л. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. / Под ред. В.Б. Пестрякова. – М.: Советское радио, 1973. – 424 с.

 80. Романов Б.Н., Краснов С.В. Теория электрической связи. Сообщения, сигналы, помехи и их математические модели: учебное пособие. – Ульяновск, 2008. – 127 с.

81. Ершов Р.А., Морозов О.А. Фидельман В.Р. Оценка взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой частоты // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, Т. 58, №2, 2015. С. 157-166. 82. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Повышение эффективности оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов // Системы управления и информационные технологии. 2017. № 4 (70). С. 60-63.

83. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Оптимизация решения задачи оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов усреднением сечений взаимных функций неопределенности // Сборник тезисов участников форума "Наука будущего - наука молодых". 2017. С. 113-114.

84. Гринь И.В., Морозов О.А. Методы повышения эффективности оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2020. № 1-1. – С. 94-95.

85. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Определение местоположения источника излучения сверхширокополосных систем связи // Системы управления и информационные технологии, №3(61), 2015. – С. 18-22

86. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Когерентное суммирование взаимных функций неопределенности в задаче оценки взаимной временной задержки сверхширокополосных сигналов // Информационные системы и технологии ИСТ-2017. Материалы докладов XXIII Международной научно-технической конференции, посвященной 100-летию НГТУ - Нижегородского политехнического института. 2017. – С. 1071-1076.

87. Гринь И.В., Ершов Р.А. Исследование методов оптимизации решения задачи оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов спутниковых систем связи // Новые информационные технологии в научных исследованиях. материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязанский государственный радиотехнический университет. 2017. – С. 283-285.

Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М:
 Радио и связь, 1986. – 279 с.

89. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Модифицированный алгоритм вычисления функции неопределённости в задаче оценки взаимных временных

задержек широкополосных сигналов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, Т. 62, №10, 2019. – С. 779-786.

90. Grin' I.V., Ershov R.A., Morozov O.A. Modified algorithm for calculating the ambiguity function in the problem of estimating the mutual time delays of wideband signals // Radiophysics and Quantum Electronics. 2020. T. 62. No 10. – C. 694-699. 91. Hofmann-Wellenhof B., Lichtenegger H., Wasle E. GNSS – Global Navigation Satellite Systems GPS, GLONASS, Galileo, and more Bernhard – Springer Vienna, 2007. – 518 p.

92. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология
OFDM. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2015.
– 360 с.

93. Майков Д.Ю., Вершинин А.С. Влияние эффектов Доплера на OFDM сигнал. // Молодой ученый, №21, 2014. – С. 175-179.

94. Ершов Р.А., Морозов О.А. Метод определения взаимной временной задержки сверхширокополосных сигналов с OFDM-модуляцией. // Радиотехника и электроника, №2, 2017. – С. 139-146.

95. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Определение местоположения источника излучения в сверхширокополосных системах связи. // XXI Международная конференция «Информационные системы и технологии ИСТ-2015». Материалы конференции, Н. Новгород: НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2015. – С. 41-42.

96. ETSI TS 101 376-5-5 V1.3.1 GEO-Mobile Radio Interface Specifications (Release 1). Part 5. Radio interface physical layer specifications. Sub-part 5. Radio Transmission and Reception. GMR-1 05.005.ETSI, 2005. – 35 p.

97. Ершов Р.А., Морозов О.А., Панькина А.Ю. Метод оценки временных задержек распространения сигналов в спутниковых сетях с кодовым разделением доступа. // 18-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA-2016», доклады. Т.2, Москва, 2016. – С. 504-508.

98. Ершов Р.А., Панькина А.Ю. Определение местоположения источников излучения сигналов в спутниковых сетях с кодовым разделением доступа. // XXII Международная конференция «Информационные системы и технологии ИСТ-2016». Материалы конференции, Н.Новгород: НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2016. – С. 25.

99. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Определение местоположения множественных целей в спутниковой системе связи с кодовым разделением доступа абонентов. // Материалы XXI Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях НИТ-2016», Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет, 2016. – С. 264-266.

100. Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Метод оценки временных задержек распространения сигналов спутниковых систем связи с кодовым разделением доступа. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, Т. 60, № 7, 2017. – С. 627-637.

101. Kasami T. Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes. Tech. Report No. R-285, Univ. of Illinois, 1966. – 32 p.

102.Никитин Г.И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов: Учеб. пособие. – Спб: СПбГУАП, 2003. – 86 с. 103. Гринь И.В., Морозов О.А., Пинегина Н.А. Метод устранения неоднозначности оценки навигационных параметров множественных источников радиоизлучения // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, Т. 65, №5, 2022. – С. 323-330.

104.Гринь И.В., Морозов О.А., Пинегина Н.А. Оценка навигационных параметров множественных источников широкополосного радиоизлучения // Труды XXVI научной конференции по радиофизике, посвященной 120-летию М.Т. Греховой. Материалы докладов. Нижний Новгород, 2022. – С. 338-340. 105.Гринь И.В., Морозов О.А., Пинегина Н.А. Применение критерия

согласованности временных задержек при оценке навигационных параметров

множественных источников радиоизлучения // Решетневские чтения. Материалы XXVI Международной научно-практической конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М. Ф. Решетнева. Красноярск, 2022. – С. 340-342.

106.Гринь И.В., Морозов О.А., Пинегина Н.А. Устранение неоднозначности оценки навигационных параметров множественных источников радиоизлучения на основе критерия согласованности временных задержек // Труды XXV научной конференции по радиофизике. Материалы докладов. Нижний Новгород, 2021. – С. 340-343.

107. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. –
М.: Техносфера, 2007. – 488 с.

108. Бордовицына Т.В., Авдюшев В.А. Теория движения искусственных спутников Земли. Аналитические и численные методы – Томск, 2007. — 178 с. 109. Montenbruck O., Gill E. Satellite Orbits Models, Methods and Applications – Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2000. –384 с.

110. Волков Е.А. Численные методы: Учеб. пособие для вузов— Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 2-е изд., испр. — 248 с.

Приложение 1. Алгоритмы численного расчета баллистико-

навигационной информации

В приложении приведены основные сведения об алгоритмах, применяемых для численного расчета баллистико-навигационной информации, используемой для проведения исследований в настоящей диссертации.

Системы координат

Для расчета баллистико-навигационной информации используются системы координат, центр которых совпадает с центром Земли – геоцентричские системы координат.

Земная система координат жестко связана с телом Земли и осуществляет вращение вместе с Землей. Основной плоскостью земной системы координат может служить истинный экватор (истинная экваториальная система) или же средний подвижный экватор (средняя экваториальная система). Ось абсцисс направляется, соответственно, в истинную или в среднюю точку весеннего равноденствия. Истинная экваториальная система координат используется для задания положения источников радиоизлучения, а также для расчета гравитационного поля Земли, разложенного в ряд по сферическим функциям. Средняя экваториальная система используется для вычисления координат Луны и Солнца [108].

Небесная система координат задается положением экватора, фиксированного на стандартную эпоху J2000.0 (2000.0, январь, 1.5). Ось абсцисс направлена В среднюю точку весеннего равноденствия, соответствующую стандартной эпохе. Небесная система координат используется для записи уравнений движения космического аппарата. Преобразование из небесной системы координат (С) в земную (Т) выполняется по формуле:

$$\begin{pmatrix} x'\\ y'\\ z' \end{pmatrix}_{T} = R_{2}(-x_{p}) \cdot R_{1}(-y_{p}) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{N} \cdot \mathbf{P} \cdot \begin{pmatrix} x\\ y\\ z \end{pmatrix}_{C}$$
(94)

где P – матрица прецессии, N – матрица нутации, R – матрица вращения Земли, $R_1(-y_p)$ – матрица поворота вокруг оси абсцисс против часовой стрелки на эмпирическое значение координаты полюса Земли y_p , $R_2(-x_p)$ – матрица поворота вокруг оси ординат против часовой стрелки на эмпирическое значение координаты полюса Земли x_p [109]

Уравнение движения космического аппарата

Через \vec{r} , \vec{v} обозначим векторы положения и скорости космического аппарата относительно центра Земли в системе экватора и эклиптики, фиксированной на стандартную эпоху J2000.0 (небесная система координат). Уравнения движения имеют вид [109]:

$$\frac{d^2r}{dt^2} = \overrightarrow{F_E} + \overrightarrow{F_M} + \overrightarrow{F_S} + \overrightarrow{F_p} + \overrightarrow{F_a}$$
(95)

где $\vec{F_E}$ – ускорение, обусловленное геопотенциалом, $\vec{F_M}$ – ускорение, вызываемое Луной, $\vec{F_S}$ – ускорение, вызываемое Солнцем, $\vec{F_p}$ – ускорение, обусловленное давлением солнечного света, $\vec{F_a}$ – ускорение, обусловленное торможением в атмосфере. Для решения дифференциального уравнения движения космического аппарата используется метод Эверхарта [110].

Геопотенциал

Геопотенциал в истинной экваториальной земной системе координат имеет вид [109]:

$$U = \frac{fm}{r} \left(1 + \sum_{n=2}^{N} \sum_{k=0}^{n} \left(\frac{r}{r_0}\right)^n P_n^k(\sin(\varphi)) [C_{nk}\cos(k\lambda) + S_{nk}\sin(k\lambda)] \right), \quad (96)$$

где f - геоцентрическая гравитационная постоянная, m – масса Земли r_0 – экваториальный радиус Земли, C_{nk} и S_{nk} – числовые коэффициенты при зональных, тессеральных и секториальных гармониках разложения

гравитационного поля Земли, $P_n^{(k)}$ – присоединённые функции Лежандра, для которых справедлива формула:

$$P_n^{(k)}(z) = (1 - z^2)^{k/2} \frac{d^k P_n(z)}{dz^k}.$$
(97)

где *P_n* – полиномы Лежандра. Для их вычисления используется рекуррентное соотношение:

$$(n+1)P_{n+1}(z) - (2n+1)zP_n(z) + nP_{n-1}(z) = 0.$$
 (98)

и начальные значения $P_0(z) = 1$ и $P_1(z) = z$. Производные от полиномов Лежандра вычисляются с помощью уравнений:

$$\frac{d^k P_n(z)}{dz^k} = (2n-1)\frac{d^{k-1} P_{n-1}(z)}{dz^{k-1}} + \frac{d^k P_{n-2}(z)}{dz^k}.$$
(99)

Компоненты ускорения в земной системе координат равны:

$$F'_{x} = \frac{\partial U}{\partial x}, \qquad F'_{y} = \frac{\partial U}{\partial y}, \qquad F'_{z} = \frac{\partial U}{\partial z}.$$
 (100)

Вектор $\vec{F'}$, вычисленный в земной системе координат, преобразуется в вектор $\vec{F_E}$, определённый относительно небесной системы координат.

Притяжение Луны и Солнца

Классическая часть ускорения, обусловленная возмущениями от Луны и Солнца, вычисляется по формулам [109]:

$$\overline{F_M} = \frac{fm_M(\overrightarrow{r_M} - \overrightarrow{r})}{|\overrightarrow{r_M} - \overrightarrow{r}|^3} - \frac{fm_M\overrightarrow{r_M}}{|\overrightarrow{r_M}|^3}, \qquad \overline{F_S} = \frac{fm_S(\overrightarrow{r_S} - \overrightarrow{r})}{|\overrightarrow{r_S} - \overrightarrow{r}|^3} - \frac{fm_S\overrightarrow{r_S}}{|\overrightarrow{r_S}|^3}$$
(101)

где fm_M и fm_S - произведение гравитационной постоянной на массу Луны и массу Солнца соответственно, $\overrightarrow{r_M}$ и $\overrightarrow{r_S}$ векторы положений Луны и Солнца относительно Земли в небесной системе координат.

Давление солнечного излучения

Для определения ускорения, обусловленного давлением солнечного излучения, вычисляется вектор положения спутника **q** относительно Солнца с учётом времени распространения света. Ускорение имеет вид:

$$\overrightarrow{F_p} = C_{refl} \left(\frac{a'}{|\vec{q}|}\right)^2 \frac{\vec{q}}{|\vec{q}|'}$$
(102)

где *a'* – среднее расстояние Земли от Солнца. Параметр эффективного отражения *C_{refl}* является произведением двух сомножителей, один из которых есть постоянная величина, а значение второго – сложная функция времени, определяемая конструктивными особенностями космического аппарата.

Торможение атмосферы

Для учёта торможения спутника в верхней атмосфере Земли во внимание принимается компонент аэродинамических сил, направленный противоположно вектору относительной скорости спутника [109]:

$$\overrightarrow{F_a} = -S_b \rho(h) |\vec{v}| \vec{v}, \tag{103}$$

где S_b - баллистический коэффициент, $\rho(h)$ – плотность воздуха на высоте h над поверхностью Земли. Плотность воздуха является сложной функцией высоты, времени и нескольких параметров, характеризующих солнечную активность и геомагнитную обстановку в атмосфере Земли. Значение баллистического коэффициента зависит от формы и ориентации космического аппарата.