Министерство образования и науки Российской Федерации

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

На правах рукописи

Ершов Роман Александрович

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫ́Х ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Специальность 01.04.03 – радиофизика

ДИССЕРТАЦИЯ На соискание учёной степени кандидата физико-математических наук

Научный руководитель – доктор физ.-мат. наук, доцент **О.А. Морозов**

Нижний Новгород, 2017 г.

Содержание

Введение		4
Глава 1.	Оптимальная обработка широкополосных сигналов в условия	X
априорно	й неопределённости параметров1	5
1.1. Or	тимальное обнаружение сигналов 1	5
1.1.1.	Задача оптимального обнаружения 1	5
1.1.2.	Отношение правдоподобия 1	8
1.2. Or	ітимальные оценки параметров сигналов 1	9
1.2.1.	Критерии оценки параметров сигналов. Граница Крамера-Рао 2	20
1.2.2.	Оценки по максимуму правдоподобия	21
1.2.3.	Оценка параметров сигнала на фоне аддитивного гауссовского шума 2	2
1.2.4.	Оценка взаимной временной задержки сигналов 2	23
1.2.5.	Оценка временной задержки в условиях априорной неопределённости	
несущ	ей частоты 2	26
1.3. Ш	ирокополосные сигналы. Методы расширения спектра	0
1.3.1.	Преимущества и применение широкополосных сигналов	52
1.3.2.	Модель цифровых систем связи с широкополосными сигналами 3	64
1.3.3.	Широкополосные сигналы с прямыми псевдошумовыми	
послед	овательностями	5
1.3.4.	Широкополосные сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей	
частот	ы (ППРЧ)	8
1.3.5.	Сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием 4	0
1.3.6.	Влияние эффекта Доплера на широкополосные сигналы	3
1.4. Вь	иводы4	5
Глава 2.	Методы обнаружения и оценки частотно-временных параметро	B
широкоп	олосных сигналов в условиях априорной неопределённости	7
2.1. Ал	горитм оценки взаимной временной задержки сигналов в условиях	K
влияни	я эффекта Доплера4	7
2.2. OI	ценка взаимной временной задержки широкополосных сигналов с	
псевдос	лучайной перестройкой рабочей частоты	5
2.2.1.	Взаимная функция неопределённости сигналов с псевдослучайной	
скачко	образной перестройкой частоты	;5
2.2.2.	Оценка взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной	
скачко	образной перестройкой частоты в условиях априорной	
неопре	еделённости несущих частот	52
2.2.3.	Вычислительно эффективная реализация алгоритма оценки взаимной	
времен	ной задержки сигналов с ППРЧ	54
2.2.4.	Исследование алгоритма оценки взаимной временной задержки ППРЧ	-
сигнал	юв	57
2.3. OI	ценка взаимной временной задержки сигналов с OFDM-молулящие	й
в услов	иях априорной неопределённости значений поднесущих	9
2.3.1.	Моделирование влияния эффекта Доплера на OFDM-сигналы	0'
2.3.2.	Взаимная функция неопределённости сигналов с OFDM-модуляцией 7	'1

2.3.3. Алгоритм оценки взаимной временной задержи сигналов с OFDM-	
модуляцией на основе модификации вычисления взаимной функции	77
2 3 Л Оченка разимной раеменной задержки инпоконолосии и сигнадов с	//
ОЕРМ молулицией из основе нелицейной нифровой фили трании	Q 1
2.2.5 Веричи тетри на основе нелинейной цифровой фильтрации	01
2.5.5. Гезультаты моделирования	0.3
плава 5. Оценка местоположения источников излучения в широкополосн	іых 05
$2 1 \qquad \text{Produce and } 3 \text{ and } 3 and $	93
5.1. Разностно-дальномерный метод определения местоположения	05
источника излучения	95
5.2. Определение местоположения источника излучения в	
широкополосных системах связи на основе вычислительно эффективно 	10
алгоритма расчета взаимных временных задержек	100
3.2.1. Определение местоположения источника излучения на основе	
вычислительно эффективного алгоритма расчёта временных задержек	104
узкополосных сигналов	104
3.2.2. Определение местоположения источника излучения на основе	
вычислительно эффективного алгоритмов оценки временных задержек	100
широкополосных сигналов.	106
3.3. Оценка взаимных временных задержек распространения сигналов	B
системах связи с кодовым разделением доступа	109
3.3.1. Задача оценки взаимных временных задержек распространения	
сигналов в системе с кодовым разделением доступа	110
3.3.2. Метод «разностных сигналов» для устранения неоднозначности	
определения временных задержек	113
3.3.3. Исследование характеристик алгоритма	119
3.4. Выводы	122
Заключение	124
Литература	125
Приложение 1. Алгоритм оценки взаимной временной задержки сигнало)B C
применением графических процессоров	134
Модификация вычислительно эффективного алгоритма вычисления взаимно	й
функции неопределённости	137
Приложение 2. Специализированное программное обеспечение ,	для
формирования тестовых модулирующих последовательнос	тей
"IQ генератор"	139

Введение

Существенный рост спектральной полосы современных широкополосных систем связи, вызванный увеличением скорости передачи данных и применением современных методов кодирования информации, включая помехозащитное кодирование и расширение спектра, в совокупности с неопределённостью параметров принимаемых с использованием космического сегмента сигналов в задачах обнаружения, определения параметров сигналов И определения местоположения источников излучения требует применения специализированных алгоритмов обработки данных. Актуальность задач обнаружения сигналов в априорной неопределённости параметров нашла условиях отражение В фундаментальных работах В.А. Котельникова, Ю.С. Лезина, Б.Р. Левина, В.И. Тихонова, Л.Е. Варакина, П.С. Акимова, Ю.Г. Сосулина, Ф.М. Вудворда, А. Оппенгейма, Н. Винера, Л. Рабинера, Б. Гоулда и других учёных. Современный уровень развития спутниковых цифровых систем связи, обусловленный увеличением спектральной полосы сигналов и использованием технологии разделения каналов, ставит новые задачи разработки алгоритмов цифровой обработки широкополосных сигналов в условиях априорной неопределённости параметров принимаемых сигналов и низкого отношения сигнал/шум. Существующие алгоритмы оптимальной цифровой обработки широкополосных сигналов обладают, как правило, низкой вычислительной эффективностью, что сильно затрудняет их применение в перспективных системах спутниковой связи. Развитие области высокопроизводительных вычислений, в том числе с применением графических процессоров, открывает возможности создания новых эффективных методов решения данных задач.

Одной из наиболее актуальных задач, возникающих при проектировании спутниковых систем связи, является задача определения местоположения источника излучения методами пассивной пеленгации в реальном масштабе времени. Решение данной задачи необходимо, например, для работы систем спутниковой мобильной связи, в которых прецизионное формирование диаграмм направленности (лучей) осуществляется фазированными антенными решетками, расположенными на борту космических аппаратов. Характерными примерами таких систем связи являются Iridium, Thuraya.

Кроме того, задача определения местоположения источника излучения методами пассивной пеленгации является актуальной при проектировании спутниковых поисково-спасательных систем. Существующие системы слежения за судами (на базе GPS/GLONASS) позволяют определять координаты в реальном времени, однако в данных системах координаты определяются самим объектом, что может быть неприемлемо в случае аварии, умышленного искажения данных и других нештатных ситуациях. Характерным примером существующих поисковоспасательных систем является система определения местоположения Argos. Альтернативой подобных систем могут служить спутниковые системы пассивной пеленгации. Разработка таких систем в настоящее время является актуальной задачей для обеспечения безопасности гражданской авиации и судоходства.

При реализации алгоритмов определения местоположения в спутниковых системах методами пассивной пеленгации возникает задача определения взаимных временных задержек распространения широкополосных сигналов в эффекта Доплера. Характерным условиях влияния для нашей страны, значительная часть территории которой находится в области высоких широт, является использование спутников-ретрансляторов на высокоэллиптических орбитах, вследствие чего существенно расширяется диапазон априорной неопределённости временных задержек и несущей частоты принимаемых сигналов (вследствие влияния эффекта Доплера). Для широкополосных сигналов с базой (произведением ширины спектральной полосы на длительность информационного символа) не менее $10^2 - 10^3$ эффект масштабирования спектра, вызванный влиянием эффекта Доплера, становится существенным (разность смещения граничных частот спектра сигнала становится сравнимой со смещением несущей частоты), тогда как для узкополосных сигналов данным эффектом можно пренебречь.

Совместное определение временных задержек и смещения частоты в сложных условиях распространения и в условиях влияния эффекта Доплера для

узкополосных и относительно широкополосных (когда доплеровское смещение много меньше ширины полосы) сигналов традиционно осуществляется на основе вычисления взаимной функции неопределённости. Эффект масштабирования спектра вследствие влияния эффекта Доплера вызывает необходимость разработки эффективных схем вычисления взаимной функции неопределённости в задаче определения взаимной временной задержки, которые могут быть реализованы путем применения параллельных вычислений.

В системах связи с кодовым разделением каналов (CDMA), используемым для обеспечения высокого качества передачи информации при одновременном снижении излучаемой мощности, возникает проблема одновременного позиционирования нескольких источников излучения. Применение традиционных корреляционных алгоритмов оценки параметров при решении данной задачи в системах с кодовым разделением доступа не позволяет однозначно определять неизвестные параметры распространения сигналов. В связи с этим представляется перспективной разработка новых алгоритмов оценки параметров распространения сигналов в CDMA-системах.

Цели и задачи работы

Основной целью диссертационной работы является разработка алгоритмов оценки частотно-временных параметров широкополосных сигналов в условиях низкого отношения сигнал/шум, наличия широкого диапазона неопределённости временных задержек, сдвига и масштабирования спектра вследствие влияния эффекта Доплера; а также применение разработанных алгоритмов для оценки навигационных параметров в задаче определения местоположения источников излучения методами пассивной пеленгации в спутниковых системах связи, использующих технологии расширения спектра и кодового разделения доступа. Существенным требованием к разрабатываемым алгоритмам является возможность выполнения всех расчётов в условиях жестких временных ограничений и, как следствие, высокая вычислительная эффективность.

Основными задачами в соответствии с целью работы являются:

- разработка и реализация алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости сигналов, допускающего применение методов и технологий параллельных вычислений;
- разработка и реализация алгоритмов оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ, FHSS) и ортогональным частотным мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM), в условиях сдвига и масштабирования спектров;
- разработка алгоритмов оценки местоположения источников излучения в спутниковых системах связи, использующих технологии расширения спектра и кодового разделения доступа.

Методы исследований

Для решения поставленных задач использовались методы статистической радиофизики, математической статистики и теории вероятностей, а также имитационное моделирование, которое проводилось С использованием современных средств и методов параллельных вычислений с применением графических процессоров. Для подтверждения достоверности оценок частотновременных параметров сигналов, полученных при помощи разработанных в работе алгоритмов, использовались сигналы, полученные с помощью специализированного программно-аппаратного комплекса для формирования тестовых модулирующих последовательностей.

Научная новизна

В диссертации предложен и исследован оригинальный алгоритм оценки взаимной временной задержки сигналов, основанный на вычислении взаимной функции неопределённости сигналов, представленных в виде больших выборок, с применением методов параллельных вычислений и реализации на системах высокопроизводительных вычислений. Предложен новый подход к оценке взаимной временной задержки широкополосных сигналов (с базой не менее $10^2 - 10^3$), основанный на предварительном разбиении сигналов на набор

узкополосных каналов с учётом специфики технологии расширения спектра и последующем вычислении взаимной функции неопределённости. Разработан алгоритм оценки взаимной временной задержки сигналов с OFDM-модуляцией, основанный на применении нелинейной фильтрации выделяемых узкополосных каналов. Предложенные алгоритмы оценки взаимной временной задержки применены в задаче определения местоположения источника излучения разностно-дальномерным методом, исследована точность получаемых оценок местоположения. Предложен метод определения временных задержке сигналов в системах связи с кодовым разделением доступа, позволяющий устранить неоднозначность при наличии множества источников излучения. Предложенные методы и алгоритмы обладают высокой вычислительной эффективностью и дают состоятельные оценки параметров сигналов при низком отношении сигнал/шум, а также позволяют компенсировать масштабирование спектра вследствие влияния эффекта Доплера.

Научная и практическая значимость результатов

Предложенные в диссертационной работе методы оценки частотновременных параметров являются устойчивыми к влиянию аддитивных шумов, а также обладают высокой вычислительной эффективностью и могут быть использованы для работы в реальном масштабе времени. Полученные результаты могут быть использованы в широкополосных спутниковых системах связи, использующих технологии расширения спектра и кодового разделения доступа, для решения задач позиционирования излучающих объектов.

Обоснованность и достоверность

Достоверность результатов, представленных в диссертации, основана на использовании обоснованных математически современных методов радиофизики, цифровой обработки статистической теории сигналов. Эффективность предложенных В диссертации методов И алгоритмов воспроизводимостью подтверждается компьютерным моделированием, многократных численных экспериментах, сравнением с ранее опубликованными

результатами. Обоснованность выводов, сформулированных в диссертации, подтверждается их непротиворечивостью известным в литературе положениям. Основные результаты, полученные в диссертации, неоднократно обсуждались на всероссийских и международных конференциях.

Основные положения, выносимые на защиту

- Алгоритм расчёта взаимной функции неопределённости сигналов при больших объемах выборок, основанный на разбиении полного диапазона априорной неопределённости частотно-временных параметров на блоки и обработке каждого блока с применением параллельных алгоритмов на вычислительных системах с параллельной архитектурой;
- Алгоритмы оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) и сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM), основанные на предварительном выделении узкополосных каналов и последующем вычислении взаимной функции неопределённости;
- Алгоритм оценки взаимной временной задержки сигналов с OFDMмодуляцией, основанный на применении нелинейной цифровой фильтрации выделяемых узкополосных каналов;
- Метод определения местоположения множества источников излучения в системах связи с кодовым разделением доступа, позволяющий устранить неоднозначность оценки временных задержек сигналов;
- Результаты исследования характеристик предложенных в работе методов и алгоритмов цифровой обработки широкополосных сигналов спутниковых систем связи.

Апробация результатов

Основные результаты диссертационной работы отражены в 17 публикациях, среди которых 7 статей в рецензируемых журналах, включенных в перечень ВАК, 1 статья в зарубежном издании.

Результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих научных конференциях:

- International Conference on Wireless Communications, Networking and Applications "WCNA-2014", Шэньчжэнь, Китай, AISRC, 2014 г.;
- Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение», Москва, РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2014, 2015 и 2016 гг.;
- Международной научно-технической конференции «Перспективные информационные технологии», Самара, СГАУ им. С.П. Королева, 2013, 2015, 2016 и 2017 гг.;
- Международной конференции «Информационные системы и технологии», Нижний Новгород, НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2012, 2013, 2014, 2015, 2016 и 2017 гг.;
- Всероссийской научной конференции студентов-физиков «ВНКСФ-20», г. Ижевск, 2014 г.;
- Всероссийской научно-технической конференции «Новые информационные технологии в научных исследованиях НИТ-2016», г. Рязань, Рязанский государственный радиотехнический университет, 2016 г.;
- Научной конференции по радиофизике, Нижний Новгород, ННГУ им.
 Н.И. Лобачевского, 2013, 2014 и 2016 гг.

Личный вклад автора

Автор принимал непосредственное участие в формулировании целей диссертационной работы, постановке задач разработки и реализации алгоритмов оценки частотно-временных параметров широкополосных сигналов спутниковых систем связи, оценки временных задержек распространения сигналов в системах связи С кодовым разделением доступа, проведении имитационного Выбор постановка моделирования. направления исследования, задач И обсуждение полученных результатов проводились вместе c научным руководителем – профессором кафедры ИТФИ физического факультета ННГУ д.ф.-м.н. О.А. Морозовым, заведующим кафедрой ИТФИ, д.т.н., профессором В.Р.

Фидельманом, с.н.с. НИФТИ ННГУ, к.ф.-м.н. С.Л. Хмелёвым, с.н.с. НИФТИ ННГУ, к.ф.-м.н. Д.С. Марычевым. 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, двух приложений и списка цитируемой литературы. Общий объём диссертации составляет 142 страницы. Диссертация включает 51 рисунок 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, обоснованность и достоверность полученных результатов, кратко излагается содержание диссертации, приводятся основные положения, выносимые на защиту.

В <u>первой главе</u> рассмотрены существующие методы обнаружения и оценки параметров сигналов. Приведены основные критерии, применяемые в задаче обнаружения сигналов и основные подходы к оценке неизвестных параметров сигналов в присутствии шумов. Отмечается метод максимального правдоподобия как оптимальный метод обнаружения и оценки параметров сигналов в случае априорной информации 0 статистических отсутствия характеристиках анализируемого сигнала. Рассмотрена схема применения метода максимального правдоподобия в задаче оценки взаимной временной задержки сигналов, в том числе в условиях априорной неопределённости несущей частоты. Проведён обзор известных методов повышения вычислительной эффективности при реализации алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости.

Рассмотрены преимущества использования широкополосных сигналов в цифровых системах связи. Приведены основные методы расширения спектра сигналов: расширение спектра прямой последовательностью, псевдослучайная скачкообразная перестройка рабочей частоты и ортогональное частотное мультиплексирование.

Сформулированы основные требования, предъявляемые к разрабатываемым в диссертации методам и алгоритмам обработки широкополосных сигналов.

Во **<u>второй главе</u>** диссертации представлены оригинальные алгоритмы оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов на основе предварительного выделения узкополосных каналов и вычисления взаимной функции неопределённости, а также на основе нелинейной цифровой фильтрации.

В <u>разделе 2.1</u> представлен алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости в задаче определения временной задержки сигналов, являющийся основой для оценки временной задержки широкополосных сигналов. Предложена модификация данного алгоритма, позволяющая обрабатывать в реальном времени большие выборки сигналов с использованием параллельных вычислений. Представлены результаты исследования производительности алгоритма, реализованного на графических процессорах (GPU).

В разделе 2.2 предложен алгоритм оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Алгоритм основан на предварительном выделении частотных составляющих принимаемые ППРЧ-сигналы, каналов. С использованием цифровой полосовой фильтрации, и последующем вычислении взаимной функции неопределённости сигналов в частотных каналах. Для повышения отношения сигнал/шум на выходе предложена схема, использующая усреднение «сечений» взаимной функции неопределённости по всем полученным частотным каналам. При реализации метода применяется предложенный в разделе 2.1 вычислительно эффективный алгоритм расчёта взаимной функции неопределённости. Представлены результаты исследования зависимости вероятности попадания полученных предложенным методом оценок В доверительный интервал (выбираемый в зависимости от длины информационного символа) от величины отношения сигнал/шум, проведено сравнение полученных

результатов с известным алгоритмом, основанном на непосредственном вычислении взаимной функции неопределённости.

В разделе 2.3 предложен алгоритм оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM). Алгоритм основан на выделении узкополосных каналов С произвольными центральными частотами в пределах полосы принимаемого сигнала. Проведено исследование оптимального числа выделяемых узкополосных каналов, необходимых для получения достоверной оценки взаимной временной задержки. Предложен алгоритм определения взаимной временной задержки на основе нелинейной цифровой фильтрации выделяемых узкополосных каналов. Исследованы зависимости вероятности попадания в доверительный интервал оценок временной задержки сигналов, полученных предложенными алгоритмами, от величины отношения сигнал/шум, проведено сравнение методов, предложенных в настоящем разделе.

В <u>разделе 2.4</u> приводится краткое заключение по результатам, полученным во второй главе.

<u>Третья глава</u> диссертации посвящена решению задачи определения местоположения источников радиоизлучения в спутниковых системах, использующих широкополосные сигналы и технологию кодового разделения доступа. Навигационные параметры при определении местоположения оцениваются с помощью предложенных во второй главе алгоритмов.

В <u>разделе 3.1</u> представлена общая постановка задачи оценки местоположения источника излучения разностно-дальномерным методом, кратко рассматриваются основные подходы решения данной задачи, и обосновывается выбор используемого в диссертации метода.

В разделе 3.2 представлен алгоритм решения задачи оценки местоположения источника излучения разностно-дальномерным методом на основе использования предложенных во второй главе алгоритмов оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов. Проведено имитационное моделирование распространения сигналов в спутниковой системе,

использующей технологии расширения спектра, основанные на скачкообразной перестройке рабочей частоты и ортогональном частотном мультиплексировании. Сигналы системы генерировались при помощи программно-аппаратного комплекса формирования тестовых модулирующих последовательностей. Проведено исследование оценок местоположения к аддитивным шумам.

Раздел 3.3 посвящен решению проблемы неоднозначности, возникающей при оценке взаимных временных задержек распространения сигналов в системах связи с кодовым разделением доступа при наличии множества источников. Предложен метод устранения возникающей неоднозначности соотнесения корреляционных максимумов конкретным источникам излучения на основе последовательного подавления компонент, излучаемых конкретными путём формирования «разностных Показана источниками, сигналов». возможность применения предложенного алгоритма в задаче определения местоположения источников излучения в системах связи с кодовым разделением доступа. Проведено компьютерное моделирование предложенного алгоритма, исследована его устойчивость к ошибкам корреляционной обработки и частотным сдвигам.

В <u>разделе 3.4</u> приводятся краткие выводы по результатам, полученным в третьей главе.

В заключении сформулированы основные результаты диссертации и следующие из них выводы.

В приложении 1 приведен вычислительно эффективный алгоритм расчета взаимной функции неопределённости сигналов, представленных в виде массивов большой длины. Показана возможность распараллеливания данного алгоритма и реализации его на графических процессорах.

В приложении 2 рассмотрены возможности специализированного программно-аппаратного комплекса для формирования тестовых модулирующих последовательностей «IQ генератор». Рассмотрен пример формирования сигналов, используемых для исследования алгоритмов, представленных в диссертации.

Глава 1. Оптимальная обработка широкополосных сигналов в условиях априорной неопределённости параметров

1.1. Оптимальное обнаружение сигналов

1.1.1. Задача оптимального обнаружения

Под обнаружением сигнала понимают анализ принятой реализации y(t) случайного процесса, завершающийся вынесением решения о наличии или отсутствии в нем некоторой полезной составляющей x(t) (полезного сигнала) [1-8]. Задача обнаружения сигнала является актуальной в радио- и гидролокации, в радионавигации, в системах цифровой связи и т.д.

Поскольку принимаемый сигнал y(t) в общем случае не является детерминированным, при обнаружении сигнала x(t) в y(t) решение принимается исходя из некоторого критерия, связанного с ошибками обнаружения.

Предположим, что принимаемый сигнал y(t) является реализацией случайного процесса, который имеет распределение, заданное в виде функционала плотности вероятности W(y(t)) [1]. Необходимо, пронаблюдав реализацию y(t), принять решение о наличии полезной составляющей x(t). На языке проверки статистических гипотез задача обнаружения сводится к проверке гипотезы H_1 о наличии полезной составляющей в принимаемом сигнале относительно альтернативы H_0 .

При решении большинства задач задаются моделью сигнала y(t) как результата взаимодействия присутствующего в нём полезного сигнала x(t) с мешающим случайным процессом (помехой, шумом) n(t)[1-9]:

$$y(t) = F[x(t), n(t)].$$
 (1.1.1)

Наиболее часто ограничиваются аддитивными помехами, т.е. моделью сигнала в виде:

$$y(t) = x(t) + n(t).$$
 (1.1.2)

Для решения задачи оптимального обнаружения сигнала на фоне помех необходимо задаться некоторым критерием качества обнаружения, т.е.

количественной мерой, суммирующей потери, наносимые ошибочными решениями.

Предположим, что имеются априорные вероятности p_0 отсутствия сигнала x(t) в y(t) и $p_1 = 1 - p_0$ наличия сигнала x(t) в y(t). Данные величины отражают сведения, которыми располагает наблюдатель, ещё не имея в распоряжении реализации y(t). Вероятность p_0 показывает, насколько часто при длительной эксплуатации изучаемой системы в y(t) не будет содержаться полезного сигнала x(t).

Предположим также, что заданы условные вероятности $p_{01} = P(\hat{H}_1 | H_0)$ принятия решения \hat{H}_1 о наличии полезного сигнала x(t) в y(t) при условии, что сигнал x(t) отсутствует в y(t), и вероятность $p_{10} = P(\hat{H}_0 | H_1)$ принятия решения \hat{H}_0 об отсутствии сигнала при условии, что он присутствует в y(t)[6, 7]. Данные условные вероятности на статистическом языке называют вероятностями ошибок первого и второго рода [1, 8, 10]. Данные величины называют вероятностями ложной тревоги и пропуска (сигнала), поэтому будем обозначать эти величины как $p_{01} = p_{fa}$ («false alarm», ложная тревога) и $p_{10} = p_{sk}$ («skip», пропуск). Вероятности p_{fa} и p_{sk} составляют набор условных вероятностей всех ошибочных решений.

Введем неотрицательные величины Π_{01} и Π_{10} , характеризующие риски (потери) от ложной тревоги и пропуска сигнала. Базовым критерием в задаче обнаружения сигналов является критерий Байеса (минимума среднего риска). Данный критерий предписывает добиваться минимума среднего риска [1-2, 7-8, 11]:

$$\overline{\Pi} = p_0 p_{fa} \Pi_{01} + (1 - p_0) p_{sk} \Pi_{10}.$$
(1.1.3)

Существуют другие критерии обнаружения, являющиеся частными случаями байесовского. Наиболее распространены следующие критерии [1, 5, 9]:

• Критерий Котельникова (критерий идеального наблюдателя). Данный критерий основан на минимизации полной вероятности ошибки [1, 8, 11]

$$P_{err} = p_0 p_{01} + p_1 p_{10} = p_0 p_{fa} + (1 - p_0) p_{sk}.$$
(1.1.4)

Данный критерий применяется, когда отсутствуют объективные данные для назначения всех рисков. Его можно рассматривать как частный случай байесовского, положив в (1.1.3) $\Pi_{01} = \Pi_{10} = \Pi$, где Π произвольная неотрицательная константа. При этом $\overline{\Pi} = \Pi P_{err}$, и минимизация среднего риска равносильна минимизации (1.1.4).

 Критерий минимума суммы условных вероятностей ошибок. При использовании данного критерия находится минимум суммы уловных вероятностей ошибок [1, 2, 5, 11]

$$P_{err\,cond} = p_{01} + p_{10} = p_{fa} + p_{sk} \,. \tag{1.1.5}$$

Данный критерий удобен, если затруднение вызывает задание не только рисков, но и априорных вероятностей p_0 и p_1 . Подобная картина типична, например, для радиолокационного обнаружения. Данный критерий также случаем байесовского является частным критерия, В котором $\Pi_{01} = \Pi_{10} = \Pi$, $p_0 = 1/2$. Действительно, после этих подстановок $\overline{\Pi} = \Pi P_{err \ cond} / 2$, указывающий выражение (1.1.3) примет вид на идентичность задач минимизации $\overline{\Pi}$ и $P_{err\ cond}$.

Критерий Неймана-Пирсона. Критерий Неймана-Пирсона при обнаружении сигналов заключается в минимизации вероятности пропуска *p_{sk}* при ограничении сверху на вероятность ложной тревоги *p_{fa}* ≤ *p_{fa0}* [1-9]. Данная задача равносильна безусловной минимизации целевой функции *f* = *p_{sk}* + µ*p_{fa}*, где µ – неопределённый коэффициент Лагранжа. Положив *p*₀Π₀₁ = µ(1 − *p*₀)Π₁₀ и приведя (1.1.3) к виду Π = (1 − *p*₀)Π₁₀(*p_{sk}* + µ*p_{fa}), нетрудно убедиться в возможности интерпретации и этого критерия как частного случая байесовского.*

1.1.2. Отношение правдоподобия

Пусть $W(y(t)|H_0)$ и $W(y(t)|H_1)$ – условные плотности вероятности процесса y(t) при условии, что верны гипотезы соответственно H_0 (в y(t)отсутствует полезный сигнал x(t)) и H_1 (сигнал x(t) присутствует в y(t)). Тогда вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала можно представить в виде $p_{fa} = \int_{G_1} W(y(t)|H_0) dy$, $p_{sk} = \int_{G_0} W(y(t)|H_1) dy$ [1], где G_0 – множество сигналов

y(t), в которых не содержится полезного сигнала x(t), G_1 – множество сигналов y(t), содержащих полезный сигнал. С учётом этого средний риск (1.1.3) можно переписать в виде:

$$\overline{\Pi} = p_0 \Pi_{01} \int_{G_1} W(y(t) | H_0) dy + (1 - p_0) \Pi_{10} \int_{G_0} W(y(t) | H_1) dy. \quad (1.1.6)$$

Можно показать [1], что решением, минимизирующим средний риск (1.1.6), будут сигналы y(t), удовлетворяющие неравенству:

$$p_0 \Pi_{01} W(y(t)|H_0) < (1-p_0) \Pi_{10} W(y(t)|H_1), \qquad (1.1.7)$$

если в y(t) содержится обнаруживаемый сигнал.

Правило (1.1.7) обычно представляют в виде [1-3]:

$$l = \frac{W(y(t)|H_1)}{W(y(t)|H_0)} > l_{tr} = \frac{p_0 \Pi_{01}}{(1-p_0)\Pi_{10}}, \qquad (1.1.8)$$

где l называется отношением правдоподобия. Как видно из (1.1.8), при обнаружении сигнала по критерию Байеса необходимо вычислить для принятого сигнала y(t) отношение правдоподобия и сравнить его с пороговым значением l_{tr} , зависящим от заданных рисков и априорных вероятностей наличия и отсутствия сигнала [1, 11].

При использовании различных критериев обнаружения пороговый уровень в (1.1.8) изменяется с учётом априорных вероятностей и условных рисков. Так, при использовании критерия Котельникова, заключающегося в минимизации (1.1.4), пороговый уровень $l_{tr} = \frac{p_0}{1-p_0}$. Если в качестве критерия обнаружения выбирается критерий минимума суммы условных вероятностей ошибок (1.1.5), то пороговый уровень обнаружения равен $l_{tr} = 1$. Данное правило обнаружения называется также правилом максимального правдоподобия, поскольку максимизирует функционал $W(y(t)|H_1)$, называемый функционалом правдоподобия [1-4, 8]. Функционал правдоподобия есть условная плотность вероятности наблюдаемого процесса при условии истинности H_1 .

Правило оптимального по Нейману-Пирсону обнаружения также описывается выражением (1.1.8), а пороговый уровень l_{tr} выбирается исходя из условия поддержания вероятности ложной тревоги p_{fa} не выше заданного уровня.

1.2. Оптимальные оценки параметров сигналов

Сигнал, поступающий на приемную сторону радиотехнической системы (PTC), несет существенную для получателя (пользователя, абонента, потребителя радиотехнической системы) информацию, содержащуюся в значениях тех или иных параметров: амплитуда, фазы, частоты, времени запаздывания, углов прихода и поворота плоскости поляризации радиоволн и др.

Пусть принятый сигнал y(t), определённый на интервале времени [0,T] представляет собой результат взаимодействия сигнала $x(t, \vec{\lambda})$ с помехами n(t):

$$y(t) = F[x(t, \vec{\lambda}), n(t)],$$
 (1.2.1)

где F – детерминированный оператор взаимодействия сигнала с помехой (как правило, рассматривают аддитивные помехи), $\vec{\lambda}$ – вектор информационных параметров сигнала.

Из-за вероятностного характера условий, сопутствующих оценке параметров, отклонения оценок параметров от истинных значений содержат случайную составляющую. Таким образом, задача оценки параметров сигналов сводится к отысканию такого оператора T, что полученная оценка $\hat{\vec{\lambda}} = T\{y(t)\}$ была бы оптимальной в некотором смысле [1].

1.2.1. Критерии оценки параметров сигналов. Граница Крамера-Рао

В литературе [1, 8] описывается байесовский подход к оценке неизвестных параметров сигналов, сводящийся к минимизации функционала среднего риска аналогично (1.1.3). Основным в байесовской теории оценок является допущение о том, что оцениваемые параметры – случайные величины и их априорная плотность вероятности известна. В априорной плотности вероятности $W_0(\vec{\lambda})$ содержится информация, источником которой наблюдения. служат предшествующие данному измерению. Однако в ряде случаев невозможно определить априорную плотность вероятности, т.к. не всегда доступна надёжная априорная информация о параметре сигнала $\vec{\lambda}$. Решением данной проблемы является переход к небайесовским оценкам, не требующим усреднения среднего риска по значениям измеряемой величины $\hat{\lambda}$.

Один из таких критерием является критерий несмещённости и минимума условной дисперсии оценки [1]:

$$\varepsilon \left| \vec{\lambda} - \hat{\vec{\lambda}} \right| = 0$$

$$D \left| \hat{\vec{\lambda}} \right| \left| \vec{\lambda} \right| = \varepsilon \left\{ \left| \vec{\lambda} - \hat{\vec{\lambda}} \right|^2 \right\} \to \min, \qquad (1.2.2)$$

где ε {·} – операция взятия математического ожидания.

Подобный критерий в общем случае не ведет явно, как, к примеру, байесовский, к конкретным правилам оценки. В то же время для ряда важнейших практических задач вытекающие из него решения оказываются достаточно простыми. Основу их составляет соотношение, называемое неравенством (границей) Крамера-Рао и устанавливающее нижний предел условной дисперсии несмещённой оценки параметра $\vec{\lambda}$. Данное неравенство имеет следующий вид [1-2, 4, 11]:

$$D\left\{\hat{\vec{\lambda}} \mid \vec{\lambda}\right\} \ge \left\{ \varepsilon \left\{ \left[\frac{d \ln W(y(t) \mid \vec{\lambda})}{d\vec{\lambda}} \right]^2 \right\} \right\}^{-1} = -\left[\varepsilon \left\{ \frac{d^2 \ln W(y(t) \mid \vec{\lambda})}{d\vec{\lambda}^2} \right\} \right]^{-1}, \quad (1.2.3)$$

где $W(y(t)|\vec{\lambda})$ – условная плотность вероятности параметра $\vec{\lambda}$ при фиксированной реализации процесса y(t) или функционал правдоподобия.

Выражение (1.2.3) определяет границу Крамера-Рао. Несмещённую оценку, для которой неравенство (1.2.3) превращается в равенство, называют эффективной. Необходимым и достаточным условием эффективности оценки является выполнение равенства [1]

$$\hat{\vec{\lambda}} - \vec{\lambda} = k \left(\vec{\lambda} \right) \frac{d \ln W \left(y(t) \mid \vec{\lambda} \right)}{d \vec{\lambda}}, \qquad (1.2.4)$$

где $k\left(\vec{\lambda}\right)$ – некоторая функция параметра $\vec{\lambda}$.

1.2.2. Оценки по максимуму правдоподобия

Требование (1.2.4) накладывает жёсткие ограничения на вид функционала правдоподобия. Равносильным необходимым и достаточным условием существования эффективной оценки параметра $\vec{\lambda}$ является принадлежность $W(y(t)|\vec{\lambda})$ к экспоненциальному классу функций [1]. Более того, при несуществовании эффективной оценки не всегда удаётся построить несмещённую оценку, хотя бы удовлетворяющую критериям (1.2.2).

Однако в практических задачах радиотехнических измерений может быть использовано правило оценки, гарантирующее несмещённость и равномерный по $\vec{\lambda}$ минимум условной дисперсии асимптотически, т.е. при неограниченном увеличении интервала анализа или уровня сигнала. Именно такими асимптотически оптимальными свойствами и обладает оценка по максимуму правдоподобия (ОМП).

В качестве оценки максимального правдоподобия измеряемого вектора λ берут значение λ , максимизирующее функционал правдоподобия для наблюдаемой реализации y(t). Поскольку функционал правдоподобия принадлежит экспоненциальному классу функций, то максимум функционала правдоподобия достигается на тех же y(t), что и максимум логарифма функционала правдоподобия, поэтому ОМП можно записать в виде [1]:

$$\ln W\left(y(t)|\hat{\vec{\lambda}}\right) = \max_{\vec{\lambda}} \ln W\left(y(t)|\vec{\lambda}\right).$$
(1.2.5)

Если функционал правдоподобия является непрерывной и дифференцируемой по всем λ_i функцией, то оценки по максимуму правдоподобия являются асимптотически несмещёнными и эффективными. Оценки максимального правдоподобия являются также асимптотически байесовскими оценками.

1.2.3. Оценка параметров сигнала на фоне аддитивного гауссовского шума

Рассмотрим случай, когда помехой n(t) является аддитивный гауссов шум. Считая шум x(t) = n(t) стационарным и белым, для функционала плотности вероятности процесса y(t) при условии наличия в нём сигнала $x(t, \vec{\lambda})$, $y(t) = x(t, \vec{\lambda}) + n(t)$ можно записать [1, 8]:

$$W(y(t)|x(t,\vec{\lambda})) = c \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - x(t,\vec{\lambda})]^2 dt\right), \qquad (1.2.6)$$

где *с* – некоторая нормировочная константа. Выражение (1.2.6) является записью функционала правдоподобия, это функция условия $\vec{\lambda}$ при фиксированной реализации *y*(*t*). После раскрытия скобок в показателе экспоненты получим:

$$W(y(t)|\vec{\lambda}) = c_y \exp\left(\frac{2R(\vec{\lambda}) - E(\vec{\lambda})}{N_0}\right), \qquad (1.2.7)$$

где $R(\vec{\lambda}) = \int_{0}^{T} y(t) \cdot x(t, \vec{\lambda}) dt$ – корреляционный интеграл принятого сигнала y(t) с сигналом $x(t, \vec{\lambda}), E(\vec{\lambda}) = \int x^2(t, \vec{\lambda}) dt$ – энергия сигнала $x(t, \vec{\lambda}), c_y$ – коэффициент, зависящий от y(t). Таким образом, «правдоподобие» некоторого значения $\vec{\lambda}$ сигнала y(t) определяется тем, насколько последний похожа на сигнал $x(t, \vec{\lambda}),$ а также энергией сигнала с данным значением $\vec{\lambda}$.

Выражения для функции правдоподобия позволяют установить и физически интерпретировать правила оценки максимального правдоподобия параметров сигнала на фоне гауссовского шума. Так, из выражения (1.2.7) следует, что оценка максимального правдоподобия параметра $\vec{\lambda}$ есть значение $\hat{\vec{\lambda}}$, максимизирующее величину $R(\vec{\lambda}) - E(\vec{\lambda})/2$ [1]:

$$R\left(\hat{\vec{\lambda}}\right) - E\left(\hat{\vec{\lambda}}\right)/2 = \max_{\vec{\lambda}} \left[R\left(\hat{\vec{\lambda}}\right) - E\left(\hat{\vec{\lambda}}\right)/2\right].$$
(1.2.8)

При измерении неэнергетических параметров, т.е. таких, от которых не зависит энергия сигнала $E(\vec{\lambda}) = E = const$, правило (1.2.8) упрощается [1]:

$$R\left(\hat{\vec{\lambda}}\right) = \max_{\vec{\lambda}} R\left(\vec{\lambda}\right). \tag{1.2.9}$$

Как видно, оценка максимального правдоподобия неэнергетического параметра есть такое его значение, при котором принятая реализация обладает наибольшим сходством (корреляцией) с $x(t, \vec{\lambda})$.

1.2.4. Оценка взаимной временной задержки сигналов

Задача оценки взаимной временной задержки возникает при решении ряда практических задач радиолокации и радионавигации, связи, сейсморазведки, дефектоскопии и т.д. Знание взаимной временной задержки позволяет определить координаты источника радиоизлучения и получить информацию о структуре среды распространения сигналов [12]. Задача оценки взаимной временной задержки возникает при определении местоположения источника радиоизлучения (ИРИ) в спутниковых системах пассивной пеленгации (рис. 1.1). При этом сигнал от ИРИ поступает на несколько искусственных спутников Земли (для однозначного определения местоположения необходимо минимум 3 спутника), которые могут двигаться по высокоэллиптическим орбитам, и ретранслируется к наземной приемной станции (П). Один из спутников (с наибольшим отношением сигнал/шум при приёме) выбирается за опорный, а разность времени прихода сигнала в приемную станцию относительно опорного является взаимной временной задержкой распространения. Для определения местоположения ИРИ необходимо определить минимум одну пару временных задержек. Положения спутников считаются известными, поэтому из общей задержки вычитается время распространения «спутник – приёмная станция», однако вследствие наличия

эффекта Доплера может сохраняться вклад в общую неопределённость частотновременных параметров.



Рис. 1.1. Схема спутниковой системы пассивной пеленгации

В общем случае задача определения взаимной временной задержки сигналов формулируется следующим образом. Для сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$

$$s_{1}(t) = x(t) + \xi(t),$$

$$s_{2}(t) = \widetilde{x}((1-\alpha)t - \Delta t) + \eta(t),$$

(1.2.10)

распространяющихся различными ПО разным каналам С ШУМОВЫМИ характеристиками и принимаемых независимыми синхронизированными по времени приёмниками, необходимо определить задержку Δt распространения сигнала. При этом между принимаемыми сигналами может возникать частотное смещение, которое может быть вызвано рассогласованием в настройке приёмной и передающей аппаратуры, а также влиянием эффекта Доплера. Эффект Доплера наиболее ощутимо проявляется при распространении сигналов по спутниковым каналам связи. Считается, что один из сигналов x(t) в (1.2.10) известен априорно или регистрируется в одном из каналов с хорошим отношением сигнал/шум (данный канал принимается за опорный), другой сигнал $\widetilde{x}((1-\alpha)t-\Delta t)$ (исследуемый сигнал) представляет собой задержанную во времени искаженную

копию сигнала x(t), где α – отношение относительной радиальной скорости движения источника и приёмника и скорости света $\alpha = V/c$; $\xi(t)$ и $\eta(t)$ – некоррелированные с сигналами аддитивные шумы в разных каналах распространения [13-28].

Если влиянием факторов, приводящим к масштабированию спектра сигналов, в частности эффектом Доплера, можно пренебречь, а шум представляет собой реализацию гауссовского процесса с нулевым средним, то асимптотически оптимальным в смысле максимального правдоподобия при определении взаимной временной задержки является правило (1.2.9), и задержка определяется по максимуму взаимной корреляционной функции сигналов:

$$\Delta t = \arg \max_{\tau} \left(\int_{0}^{T} s_1(t) \cdot s_2(t+\tau) dt \right).$$
(1.2.11)

При решении практических задач, когда отношение сигнал/шум (ОСШ) является низким (ОСШ < 0 дБ), для оценки взаимной временной задержки применяется схема, объединяющая оптимальный фильтр для предварительной фильтрации сигналов на основе априорных сведений о спектральном характере шума с целью повышения отношения сигнал/шум (ОСШ) и коррелятор («обобщенный кросс-коррелятор», рис. 1.2) [13, 23, 26-28].



Рис. 1.2. Обобщённый кросс-коррелятор

В целях повышения ОСШ перед вычислением корреляции проводится предварительная фильтрация принимаемых сигналов. В [18,19,26] рассмотрены различные подходы к синтезу фильтров H_1 и H_2 в частотной и временной области. Все эти подходы основаны на выделении той области в спектре сигналов, в которой ОСШ максимально.

Другим распространённым методом оценки взаимной временной задержки, является метод, основанный на вычислении функции ошибки [20-22, 25]:

$$e(t) = s_2(t) - s_1(t - \tau).$$
(1.2.12)

При этом оценкой временной задержки будет аргумент τ , который минимизирует функцию квадрата ошибки e(t):

$$\Delta t = \arg\min_{\tau} e^2(t). \tag{1.2.13}$$

В [13] показано, что в случае, если помеха представляет собой аддитивный гауссов шум, то правило минимума среднего квадрата ошибки (1.2.12) $\overline{e^2(t)}$ и правило максимума правдоподобия (1.2.11), (1.2.12) эквивалентны.

1.2.5. Оценка временной задержки в условиях априорной

неопределённости несущей частоты

В ряде задач радиолокации и радиосвязи при оценке взаимной временной задержки приём сигналов сопровождается наличием частотного сдвига между сигналами в опорном и исследуемом канале. В системах связи, использующих космический сегмент (рис. 1.1), наиболее сильное влияние на возникновение частотного сдвига оказывает эффект Доплера.

Для совместной оценки временной задержки и частоты естественным обобщением метода максимального правдоподобия (1.2.9), сводящемуся к вычислению взаимной корреляционной функции сигналов, является метод, основанный на вычислении взаимной функции неопределённости сигналов [29-30]:

$$A(\tau, f) = \int_{0}^{T} s_{1}(t) s_{2}^{*}(t+\tau) \exp(-j2\pi f t) dt, \qquad (1.2.14)$$

где $s_1(t)$ и $s_2(t)$ – комплексные огибающие принимаемых сигналов. При этом взаимная временная задержка и частотный сдвиг оцениваются по положению максимума модуля взаимной функции неопределённости [31]:

$$(\Delta t, \Delta f) = \arg \max_{\tau, f} |A(\tau, f)|. \qquad (1.2.15)$$

Геометрически функция неопределённости задаёт некую поверхность над плоскостью (τ, f) (рис. 1.3).



Рис.1.3. Вид взаимной функции неопределённости ФМ-2 сигналов (а) и ЧМ-сигналов (б) в окрестности максимума. ОСШ=0 дБ.

При частотном сдвиге f = 0 функция неопределённости представляет собой взаимную корреляционную функцию сигналов. Для других значений $f \neq 0$ выражение (1.2.19) представляет собой взаимную корреляционную функцию сигнала $s_1(t)$ с сигналом $\tilde{s}_2(t)$, полученного из сигнала $s_2(t)$ путём сдвига его спектра на величину f. При этом максимум данной взаимной корреляционной функции достигается при таком значении f, при котором происходит компенсация неизвестного частотного сдвига Δf между сигналами [31].

В задаче частотно-временных параметров оценки сигналов, распространяющихся ПО спутниковым каналам связи, непосредственное вычисление взаимной функции неопределённости (1.2.14) затруднено вследствие необходимости перебора по полному диапазону неопределённости взаимной временной задержки (~100 мс) и несущей частоты (доплеровского смещения кГц). спектров) (~10-100 При этом для узкополосных сигналов масштабированием спектра можно пренебречь.

Для рассмотрения основных подходов к вычислению взаимной функции неопределённости запишем выражение (1.2.15) в дискретном виде [31, 32]:

$$A[n,m] = \sum_{k=0}^{N-1} s_1[k] \cdot s_2^*[k+n] \exp\left(-j\frac{2\pi kn}{N}\right), \qquad (1.2.16)$$

где n,m – индексы, связанные соответственно с временным и частотным сдвигом $\tau = n/f_s$, $f = f_s \cdot m/N$, f_s – частота дискретизации сигналов, N – число отсчётов опорного сигнала s_1 . Выражение (1.2.16) может быть интерпретировано как дискретное преобразование Фурье последовательности $r_n[k] = s_1[k] \cdot s_2^*[k+n][31]$. Поскольку вычисление в соответствии с (1.2.16) предполагает многократное повторение алгоритма преобразования Фурье с предварительным вычислением последовательности $r_n[k]$, то алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости требует больших вычислительных затрат. Непосредственное вычисление взаимной функции неопределённости по формуле (1.2.16) в литературе называют методом «грубой силы» ("brute force mode") [31].

Одним из наиболее простых методов повышения вычислительной эффективности расчёта взаимной функции неопределённости является использование алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Поскольку вычислительная сложность БПФ оценивается как $O(N\log N)$, где N – число элементов массива, то использование данного алгоритма даёт выигрыш по производительности по сравнению с прямым вычислением преобразования Фурье со сложностью $O(N^2)$.

Известен также подход, основанный на интерпретации выражения (1.2.16) как взаимной корреляции сигналов $s_1[k]$ и $\tilde{s}_2^n[k] = s_2[k] \exp\left(j\frac{2\pi kn}{N}\right)$. При этом корреляционную функцию можно вычислять с использованием быстрого преобразования Фурье (на основе теоремы о корреляции) [32]:

$$A[n,m] = F^{-1} \{ F\{s_1[k]\} \cdot F\{\tilde{s}_2^n[k]\} \}, \qquad (1.2.17)$$

где $F\{\cdot\}$ и $F^{-1}\{\cdot\}$ – операторы прямого и обратного преобразования Фурье соответственно.

В [31, 32] предложен способ повышения производительности расчёта взаимной функции неопределённости, основанный на избыточности вычисления взаимной функции неопределённости во всём возможном интервале временных задержек и частотных смещений. Физика задачи, как правило, существенно ограничивает данный интервал. Учёт данного ограничения позволяет провести предварительную фильтрацию последовательности $r_n[k]$ с последующей децимацией. Данная фильтрация (с использованием различного вида окон) позволяет добиться повышения производительности за счёт уменьшения длины преобразования Фурье.

В [33] предложен эффективный алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости дискретизованных сигналов, допускающий применение параллельных вычислений и реализацию на вычислительных системах с параллельной архитектурой с целью повышения производительности. Алгоритм основывается на том факте, что результат полного перебора по всем возможным частотным сдвигам при вычислении взаимной функции неопределённости по формуле (1.2.16) является избыточным при рассмотрении спутниковых систем пассивной пеленгации (рис. 1.1), поскольку для величин возникающего в системе доплеровского сдвига Δf порядка нескольких килогерц при дискретизации принимаемых сигналов с частотой f_s порядка 10-100 МГц справедливо неравенство $\Delta f / f_s \ll 1$. Производя низкочастотную фильтрацию с последующей децимацией ("Integrated-and-dump filter", I&D) последовательности $r_n[k] = s_1[k] \cdot s_2^*[k+n]$, где k – временной индекс, n – индекс временного сдвига, получим выражение для вычисления взаимной функции неопределённости:

$$A(n,m) \approx \sum_{l=0}^{L-1} \exp\left(-j \frac{2\pi l dm}{N_1}\right) \sum_{k=0}^{d-1} r_n [ld+k], \qquad (1.2.18)$$

где n – индекс временного сдвига, $\tau = n \cdot d / f_s$, m – индекс перебора по частотным сдвигам с шагом $\frac{f_s \cdot d}{N_1}$, d – длина I&D-фильтра, определяемая

неравенством

$$d \le \frac{f_s}{2(f_{\max} + \Delta f_{\max})},\tag{1.2.19}$$

 f_{max} – граничная частота спектра сигналов, Δf_{max} – максимально возможное частотное смещение, $L = \frac{N_1}{d}$ – число блоков длины *d*, укладывающееся в опорный сигнал.

Алгоритм вычисления взаимной функции по формуле (1.2.18) может быть реализован с использованием параллельных вычислений, поскольку выражение (1.2.18) может быть интерпретировано как быстрое преобразование Фурье строк матрицы $R = r_{nl}$, которая в свою очередь может быть получена путём параллельного матричного перемножения двух матриц, построенных из блоков отсчётов соответственно опорного и исследуемого сигналов.

1.3. Широкополосные сигналы. Методы расширения спектра

В литературе на сегодняшний день не сложилось единого определения широкополосного сигнала. Данные сигналы называют также «шумоподобными», «сигналами с расширенным спектром», «сложными», но не всегда данные названия являются идентичными. Каждое из названий акцентирует внимание на приоритетной для конкретного применения характеристике сигнала [34]. Тем не менее, общепринятым можно считать определение «сложного сигнала», как удовлетворяющего условию

$$B = FT >> 1,$$
 (1.3.1)

где *В* – база сигнала, *F* – ширина спектра сигнала, *T* – длительность информационного символа [34-36]. Обычно широкополосному сигналу дают такое же определение (1.3.1), как и сложному [34]. В [37] приводятся примеры, показывающие неточность такого определения.

В работе рассматриваются широкополосные сигналы, полученные методами расширенного спектра («spreading spectrum»). При этом данные сигналы являются сложными и удовлетворяют условию (1.3.1). Методы расширенного спектра получили свое название благодаря тому, что полоса, используемая для передачи сигнала, намного шире минимальной полосы, необходимой для передачи данных

[4, 38-42]. При этом база данных сигналов много больше единицы за счёт расширения полосы частот. Согласно [4, 42], система связи называется системой с расширенным спектром в следующих случаях:

- Используемая полоса значительно шире минимальной полосы, необходимой для передачи данных;
- Расширение спектра производится с помощью так называемого расширяющего (или кодового) сигнала, который не зависит от передаваемой информации;
- Восстановление исходных данных приемником («сужение спектра») осуществляется путем сопоставления полученного сигнала и синхронизированной копии расширяющего сигнала.

Следует отметить, что расширение спектра сигнала также может происходить при использовании некоторых стандартных схем модуляции, таких как частотная и импульсно-кодовая модуляция. Однако эти схемы не относятся к методам расширенного спектра, поскольку не удовлетворяют всем приведенным выше условиям [4].

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 [43-44].

В работе исследуются широкополосные сигналы спутниковых систем связи с базой порядка $B \sim 10^2 - 10^3$, полученные методами расширения спектра, и для которых существенным при обработке является масштабирование спектра вследствие влияния эффекта Доплера.

1.3.1. Преимущества и применение широкополосных сигналов

Широкополосные сигналы получили применение в широкополосных системах связи, поскольку они обладают рядом преимуществ по сравнению с узкополосными сигналами.

Широкополосные сигналы обеспечивают высокую помехозащищенность (способность противостоять воздействию мощных помех) систем связи [35]. Системы связи с широкополосными сигналами характеризуются скрытностью – способностью противостоять обнаружению и измерению параметров. Если известно, что в некотором диапазоне частот может работать система связи, но параметры её неизвестны, то в этом случае можно говорить об энергетической скрытности системы связи, так как её обнаружение осуществляется с помощью анализа спектра (энергетическое обнаружение). Можно показать [35], что чем больше ширина спектра широкополосного сигнала, тем больше время обнаружения и выше энергетическая скрытность системы связи.

Внедрение широкополосных сигналов в системы массовой радиосвязи стало возможным благодаря разделению абонентов за счёт широкополосных сигналов (кодовых последовательностей), отличающихся по форме. При этом все абоненты могут работать в общей полосе частот, а разделение их возможно за счёт различия широкополосных сигналов по форме кодовой последовательности.

Применение широкополосных сигналов в системах связи позволяет бороться с многолучёвостью распространения радиоволн [35]. Многолучёвость возникает в том случае, если радиоволны приходят в точку приёма, отразившись от различных препятствий на пути распространения (слои ионосферы, здания, холмы и т.д.). Из-за различия в длине пути эти радиоволны приходят с различным запаздыванием. В результате, если сигналы, пришедшие по разным путям, перекрываются во времени, то между ними возникает интерференция, которая в свою очередь вызывает глубокие замирания результирующего сигнала.

На рис. 1.4 изображён схематически отклик согласованного фильтра на несколько широкополосных сигналов, пришедших по различным путям [35]. Если задержка между лучами Δt больше длительности центрального пика τ_0 , то лучи

разделяются и центральные пики различных лучей можно разделить один от другого, а затем и объединить, устранив задержку между ними. Таким образом, условие $\Delta t > \tau_0$ обеспечивает разделение лучей.



Рис. 1.4. Отклик согласованного фильтра на несколько широкополосных сигналов [34] Поскольку τ_0 и ширина полосы *F* связаны для широкополосных сигналов соотношением $\tau_0 \approx \frac{1}{F}$, то условие разделения лучей записывается следующим образом [35]:

$$F\Delta t > 1. \tag{1.3.2}$$

Например, если при распространении радиоволн существуют два луча – прямой и отражённый от некоторого объекта, то задержка $\Delta t \approx \frac{2d^2}{Rc}$, где c – скорость света, R – расстояние между передатчиком и приёмником, d – расстояние между отражающим объектом и прямым лучом. В этом случае необходимо использовать широкополосные сигналы с шириной спектра [35]

$$F \ge \frac{Rc}{2d^2}.\tag{1.3.3}$$

Широкополосные сигналы обеспечивают также хорошую электромагнитную совместимость широкополосных систем связи с узкополосными системами радиосвязи и вещания. Если узкополосная система связи постоянно занимает определённый интервал, то можно её спектр полностью подавить, используя режекторный фильтр, настроенный на частоту узкополосной системы связи на

широкополосную незначительно. В свою очередь, широкополосная система связи также слабо влияет на узкополосную систему связи.

1.3.2. Модель цифровых систем связи с широкополосными сигналами

Блок-схема, представленная на рис. 1.5, иллюстрирует базовые элементы цифровой системы связи с широкополосными сигналами для передачи двоичных сообщений [38].



Рис. 1.5. Модель цифровой системы связи с широкополосными сигналами

Базовыми элементами системы связи являются канальный кодер, модулятор И демодулятор. В дополнение имеются два идентичных генератора псевдослучайных сигналов. Один коммутируется с модулятором на передающей стороне, второй – с демодулятором на приёмной стороне. Генератор генерирует псевдослучайные двоичные последовательности, которые вводятся передаваемый сигнал модулятором и удаляются из принимаемого сигнала демодулятором.

Для требуется псевдослучайной демодуляции синхронизация генерируемой псевдослучайной последовательности, на приёме, с последовательностью, содержащейся в принимаемом сигнале. Изначально до передачи информации, синхронизация может быть достигнута передачей псевдослучайного образца, фиксированного который приёмник должен определить в присутствии интерференции с высокой вероятностью. После того, как синхронизация во времени генераторов обеспечена, может начинаться передача информации.

Канал вносит в информационный сигнал искажения. Характеристики этих искажений зависят в большой степени от происхождения помех в канале связи.

Помехи классифицируются как широкополосные или узкополосные относительно полосы частот информационного сигнала и как непрерывные или импульсные во времени.

Если псевдослучайная последовательность, генерируемая у модулятора, используется в соединении с фазовой модуляцией (в итоге сдвиг фазы результирующего сигнала является псевдослучайным), то результирующий модулированный сигнал называется сигналом с расширением спектра прямой последовательностью (ПП, DSSS – direct sequence spread spectrum). Если псевдослучайная последовательность используется в соединении с двоичной или М-ичной (M>2) частотной модуляцией, то псевдослучайные последовательности выбирают частоту передаваемого сигнала псевдослучайно. Результирующий сигнал называется в этом случае широкополосным сигналом с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ, FHSS – frequency hopping spread spectrum).

1.3.3. Широкополосные сигналы с прямыми псевдошумовыми последовательностями

Рассмотрим формирование широкополосного сигнала с расширением спектра прямой последовательностью. Модель данного сигнала представлена на рис. 1.6 [36, 38]. Предполагается, что информационная скорость на входе кодера равна *R* бит/с, а доступная полоса частот канала равна *F* Гц. Чтобы использовать фаза несущей всю доступную полосу частот, начальная сдвигается псевдослучайно, в соответствии с образцом генератора псевдослучайной последовательности со скорость F. Величина $T_c = 1/F$ определяет длительность прямоугольного импульса (чипа) и называется чип-интервалом [38]. Этот импульс является базовым элементом широкополосного сигнала.

Величина $T_b = 1/R$ называется длительностью информационного импульса и соответствует передаче одного символа информации. В системах с расширением спектра прямой последовательностью вводится понятие коэффициента (показателя) расширения полосы частот, который показывает,

сколько периодов расширяющей последовательности укладывается в один информационный символ, и по определению равен [38, 41]



$$B_c = \frac{F}{R} = \frac{T_b}{T_c}.$$
(1.3.4)

Рис. 1.6. Схема расширения спектра прямой последовательностью

В практических системах показатель расширения полосы является целым числом $B_c = L$, которое определяет число чипов на один информационный символ. Это значит, что L – это число фазовых сдвигов, которые возникают в переданном сигнале на символьном интервале $T_b = 1/R$.

Если при формировании сигнала используется двоичная фазовая модуляция (ФМ2), то включение псевдослучайной последовательности в передаваемый сигнал сводится к непосредственному изменению кодовых символов их суммированием по модулю 2 с псевдослучайной последовательностью [38, 41]:

$$a_i = c_i \oplus b_i, \tag{1.3.5}$$

где $\{c_i\}$ – псевдослучайная расширяющая последовательность, $\{b_i\}$ – информационная последовательность, $\{a_i\}$ – результирующая последовательность, подлежащая модуляции.

Если используется квадратурная фазовая модуляция (ФМ4), то одна псевдошумовая последовательность суммируется с информационной последовательностью и передается синфазной несущей, а вторая псевдошумовая
другой информационной последовательность суммируется с квадратурной несущей. Bo последовательностью И передается многих широкополосных системах одна та же двоичная информационная И суммируется с псведошумовыми последовательность ДВУМЯ последовательностями для формирования двух квадратурных компонент. Таким образом, генерируется сигнал четырёхфазной ФМ с двоичным информационным потоком.

Последовательность $\{a_i\}$ отображается в двоичный ФМ сигнал в виде $s(t) = \pm \operatorname{Re}[g(t)\exp(j2\pi f t)]$ согласно правилу [38]:

$$g_i(t) = \begin{cases} g(t - iT_c), & (a_i = 0) \\ -g(t - iT_c), & (a_i = 1) \end{cases}$$
(1.3.6)

где g(t) представляет импульс длительностью T_c с произвольной огибающей.

Функциональная блок-схема модулятора широкополосных сигналов с расширением спектра прямой последовательностью с ФМ4-модуляцией показана на рис. 1.7.



Рис. 1.7. Блок-схема модулятора широкополосных сигналов с расширением спектра прямой последовательностью

В качестве псевдослучайных последовательностей в системах связи с расширением спектра прямой последовательностью используются ортогональные псевдошумовые последовательности. К таким последовательностям относятся сигналы Баркера [35], М-последовательности и коды Голда, коды Касами [45], последовательности Лежандра и Якоби [35, 41], последовательности Уолша [46] и другие последовательности. Основные требования, предъявляемые к кодовым последовательностям, заключаются в низком уровне боковых лепестков автокорреляционной функции данных последовательностей и хороших взаимнокорреляционных свойствах (отсутствие взаимной корреляции различных кодовых последовательностей одинаковой длины).

1.3.4. Широкополосные сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ)

ППРЧ При методе расширение спектра обеспечивается путём скачкообразного изменения несущей частоты в выделенном для работы системы связи диапазоне *F*. Под скачкообразным изменением частоты следует понимать периодическую перестройку одной частоты или нескольких частот, используемых Сигналы с ППРЧ для передачи сигналов. можно рассматривать как последовательность в общем случае модулированных радиоимпульсов, несущие частоты которых перестраиваются в диапазоне F. Число перестраиваемых частот и порядок их следования определяются псевдослучайными кодами [38, 47].

Перестройка несущей частоты (скачок) может происходить в такой полосе частот, которая включает в себя несколько частотных каналов. Каждый канал можно рассматривать как спектральную область с центральной частотой, значение которой является одной из возможных несущих частот в выделенном диапазоне. Каналы могут быть смежными (соприкасающимися), или разнесёнными друг от друга неиспользованными спектральными областями. Такой метод формирования сигналов с ППРЧ позволяет исключать в случае необходимости из всей совокупности частотных каналов те каналы, которые заняты сильными помехами, или в которых имеют место устойчивые замирания.

Хотя фазовая модуляция даёт лучшее качество передачи, чем частотная в канале с аддитивным белым гауссовским шумом, трудно поддерживать фазовую когерентность при синтезе частот, используемых в системах связи со скачками частоты. Это объясняется также условиями распространения сигнала на различных частотах по каналу, т.к. частота «прыгает» от одной частоты к другой в пределах широкой полосы. Поэтому в широкополосных системах со скачками частоты обычно используется частотная модуляция с некогерентным детектированием [47].



Рис. 1.8. Пример частотно-временной диаграммы сигнала со скачками частоты [47]

На рис. 1.8 представлен пример частотно-временной диаграммы сигнала со скачками частоты [47]. В системе со скачками частоты, показанной на рис. 1.8, частота несущей скачет псевдослучайно на каждом сигнальном интервале. В ППРЧ-сигналах число возможных частот M конечно и определяется протоколом конкретной системы связи. Несущие частоты примыкают друг к другу, а их значения отличаются друг от друга на величину $1/T_c$, где T_c – сигнальный интервал. Этот вид скачка частоты называется блоковым скачком [41, 47].

Другой вид скачка частоты, который меньше уязвим для некоторых стратегий наведения помех – это независимые скачки частоты внутри блока. В данной схеме *М* возможных частот модулятора выбирается с широким разбросом частотных полос [41, 47].



Рис. 1.9. Структурная схема модулятора сигналов с ППРЧ

Структурная схема модулятора сигналов с ППРЧ представлена на рис. 1.9. В данной схеме для передачи информационных данных используется частотная манипуляция. В данной схеме генератор несущей частоты управляется генератором псевдослучайной последовательности, соответственно в текущий момент времени несущая частота принимает случайным образом одно из значений, определяемых конкретным протоколом системы связи.

1.3.5. Сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием

Технология ортогонального частотного мультиплексирования (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) в настоящее время является основой физического уровня ряда современных стандартов цифровой передачи данных (Wi-Fi, WiMax, DVB-T и др.) [48, 49]. ОFDM является сочетанием модуляции и мультиплексирования ортогональных частотных каналов связи.

Данный способ формирования сигналов подразумевает использование суммы множества гармонических колебаний, частоты которых выбираются исходя из условия ортогональности. Для выполнения условия ортогональности необходимо, чтобы в период передачи одного символа укладывалось целое количество периодов гармонических колебаний каждого частотного подканала (поднесущей) и чтобы коэффициент взаимной корреляции между соседними поднесущими был равен нулю. Такой способ формирования сигнала позволяет повысить его спектральную плотность путём наложения спектров соседних поднесущих. При этом смежные поднесущие не интерферируют. Нарушение условия ортогональности приводит к межчастотной интерференции [50]. Расположение поднесущих OFDM-сигнала представлено на рис.1.10, где B – ширина полосы OFDM-сигнала, N – число поднесущих, $\Delta f = \frac{B}{N}$ – частотный интервал между соседними поднесущими.

Математически формирование OFDM-сигнала во временной области можно описать выражением [48, 51, 52]:

$$S[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_k \exp\left(j\frac{2\pi kn}{N}\right),$$
 (1.3.7)

40

где N – количество поднесущих, n = 0...N - 1 – индекс временного отсчёта, k = 0...N - 1 – индекс поднесущей, $Z_k = A_k \exp(j\varphi_k)$ – комплексный элемент сигнального созвездия, соответствующий передаваемой битовой последовательности.



Рис.1.10. Расположение поднесущих OFDM-сигнала

В системах радиосвязи, использующих OFDM-сигналы, для модуляции поднесущих могут использоваться: двоичная фазовая манипуляция (BPSK), квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), либо квадратурная амплитудная модуляция (QAM, KAM). Последовательный поток символов КАМ модуляции преобразуется в параллельный поток, и затем каждая поднесущая модулируется по закону (1.3.7) [51, 52].

OFDM-сигналы обладают следующими основными преимуществами:

- Увеличение спектральной эффективности. OFDM подразумевает использование перекрывающихся ортогональных частотных подканалов, что позволяет более эффективно использовать выделенную полосу и повысить скорость передачи данных [53].
- Снижение межсимвольной интерференции и повышение устойчивости к многолучевому каналу распространения радиоволн.

Одним из существенных недостатков OFDM-сигналов является чувствительность к межчастотной интерференции. При возникновении нескомпенсированной разности частот приёма и передачи нарушается ортогональность поднесущих, вследствие чего возникают помехи, связанные с взаимным влиянием соседних поднесущих.

Другим недостатком технологии OFDM является большое значение пикфактора сигнала [53-54], который определяется отношение максимально возможного уровня сигнала к среднему уровню сигнала. Пик-фактор определяет требования к линейности аналоговых трактов передачи и разрядности ЦАП/АЦП. Соответственно, чем выше его значение, тем сложнее реализация устройств, поддерживающих данный тип сигнала.

Системы связи, использующие технологию OFDM, характеризуются также сложностью аппаратной реализации. Использование сложных структур сигналов требует больших вычислительных ресурсов оборудования приёмной и передающей станций и, поскольку применение OFDM-сигналов целесообразно лишь при высоких скоростях передачи данных (десятки и сотни Мбит/с), вычисления должны производиться в реальном масштабе времени и обеспечивать минимальные задержки в системе [53].

Рассмотрим подробнее алгоритм формирования OFDM-сигнала. Параллельный поток модуляционных символов, полученных путём преобразования входного потока двоичных данных, представляется как набор спектральных коэффициентов. Для получения комплексной огибающей OFDMсигнала по формуле (1.3.7) в современных системах связи используется обратное преобразование Фурье (ОБПФ) во временной области.

Основание преобразования Фурье как на передатчике, так и на приёмнике выбирается равным количеству поднесущих, используемых при формировании сигнала [48-54]. Достоинством данного способа формирования сигнала является возможность выбора малого основания преобразования Фурье, что в свою очередь позволит исключить обработку больших массивов данных и упростить реализацию блоков цифровой обработки, применяемых в системе.

Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции в системах связи с OFDM-модуляцией используется защитный интервал, который из-за своей структуры получил название циклического префикса (ЦП) [51-54]. Длительность

ЦП выбирается исходя из максимально возможной задержки отражённого сигнала, способного существенно повлиять на передаваемую информацию. Циклический префикс, добавляемый в начало каждого OFDM-символа, представляет собой циклическое повторение окончания символа, поэтому в результате добавления такого защитного интервала в спектре сигнала не появляется новых частотных составляющих и не происходит расширение спектра.



Рис. 1.11. Структурная схема формирования OFDM-сигнала

Структурная схема формирования OFDM-сигнала представлена на рис. 1.11.

1.3.6. Влияние эффекта Доплера на широкополосные сигналы

В системах связи, использующих космический сегмент (искусственные спутники Земли), при распространении сигналов от движущихся источников возникает эффект Доплера, одним из проявлений которого является искажение спектра принимаемого сигнала. Если сигнал является узкополосным (например, фазоманипулированным), то несущая частота принимаемого сигнала изменяется в общем случае в соответствии с выражением [55]:

$$f = f_0 \frac{\sqrt{1 - \frac{V^2}{c^2}}}{1 - \frac{V}{c} \cos\theta},$$
 (1.3.8)

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. Поскольку скорость движения

спутников $V \sim 8 \cdot 10^3$ м/с, ограничимся рассмотрением нерелятивистского случая (V << c). Если θ не слишком близок к $\frac{\pi}{2}$ (продольный эффект Доплера), то [55] $f \approx f_0 \left(1 + \frac{V}{c} \cos \theta\right).$ (1.3.9)

При $\alpha = \frac{\pi}{2}$ (поперечный эффект Доплера) [55]:

$$f \approx f_0 \left(1 - \frac{V^2}{2c^2} \right).$$
 (1.3.10)

Несущие частоты современных спутниковых систем связи как правило сосредоточены в диапазоне $f_0 \sim 10^9 - 10^{10}$ Гц. Следовательно, изменение несущей частоты сигнала $\Delta f = f - f_0$ при продольном эффекте Доплера составляет порядка $\Delta f \sim 10^4$ Гц = 10 кГц. При поперечном эффекте Доплера частотное смещение составляет порядка $\Delta f \sim 10^{-2}$ Гц, что пренебрежимо мало по сравнению с продольным эффектом Доплера. Продольный эффект Доплера существенно проявляется при движении спутников по высоким эллиптическим орбитам [56].

Эффект Доплера проявляется помимо сдвига спектра на частоту Δf масштабированием спектра, поскольку каждая спектральная компонента согласно (1.3.9).смещается Для узкополосных сигналов эффектом масштабирования спектра можно пренебречь. Так, для сигналов спутниковой навигации GPS из диапазона L1, имеющих ширину спектра системы несущую частоту $f_0 = 1575.42$ МГц [57] $F = 2.046 M \Gamma ц$ И увеличение спектральной полосы составляет примерно 50 Гц, что пренебрежимо мало по сравнению с шириной спектра и доплеровским смещением несущей частоты $\Delta f \sim 40 \kappa \Gamma$ ц.

Для широкополосных сигналов эффект расширения спектра вследствие влияния эффекта Доплера не является пренебрежимо малым по сравнению со смещением центральной частоты. Для сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) эффект масштабирования спектра проявляется в том, что каждая возможная несущая частота смещается пропорционально значению данной частоты, что приводит к расширению спектральной полосы. Так, для ППРЧ-сигналов стандарта Link-16 [58], несущие частоты которого принимают значения от 969 до 1206 МГц, величина расширения спектральной полосы при продольном эффекте Доплера составляет порядка 6 кГц, что не является пренебрежимо малой величиной по сравнению с частотным смещением центральной частоты, составляющей порядка 30 кГц. При обработке широкополосных сигналов необходимо учитывать масштабирование спектра и применять методы компенсации данного эффекта, поскольку изменение ширины спектра существенно влияет на корреляционные свойства сигналов.

1.4. Выводы

В данной главе представлены наиболее распространённые подходы к обнаружению сигналов на фоне аддитивных помех, представляющих собой гауссов шум, а также методы оценки параметров сигналов. Проведён обзор наиболее широко распространённых технологий расширения спектра сигналов – последовательностью (DSSS) расширение спектра прямой И методы модуляции: псевдослучайная скачкообразная многочастотной перестройка рабочей частоты (ППРЧ, FHSS) и ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM).

Подробно рассмотрены подходы к оценке взаимной временной задержки сигналов, поскольку данная задача является актуальной при решении множества задач радиосвязи и радиотехники. В частности, знание временных задержек важно при определении местоположения источников излучения разностнодальномерным методом в спутниковых системах связи. К характерным особенностям обнаружения задач И оценки параметров сигналов, распространяющихся по спутниковым каналам связи, относятся низкое отношение сигнал/шум и широкий диапазон неопределённости частотновременных параметров. Кроме того, эффект Доплера вносит существенные искажения в спектр широкополосных сигналов, активно использующихся в современных спутниковых системах связи.

Применение традиционного байесовского подхода в задачах обнаружения и оценки параметров сигналов при описанных выше условиях распространения является неэффективным, поскольку требует априорных сведений о характере распределения неизвестных параметров. Наиболее целесообразным в рассматриваемых задачах является использование метода максимального правдоподобия, сводящегося к вычислению взаимной корреляционной функции, либо взаимной функции неопределённости в условиях неточного знания несущей частоты сигналов.

Прямое использование метода максимального правдоподобия сопряжено с вычислительными трудностями ввиду наличия широкого диапазона априорной неопределённости частотно-временных параметров и высокой вычислительной сложности корреляционных алгоритмов с учетом компенсации частотного смещения, вызванного эффектом Доплера. Кроме того, взаимная функция неопределённости не позволяет компенсировать масштабирование спектра широкополосных сигналов вследствие влияния эффекта Доплера. Поэтому представляется актуальной разработка новых вычислительно эффективных методов оценки частотно-временных параметров широкополосных сигналов в условиях существенного влияния эффекта Доплера и низкого отношения сигнал/шум.

Глава 2. Методы обнаружения и оценки частотно-временных параметров широкополосных сигналов в условиях априорной неопределённости

В настоящей главе рассмотрены методы обнаружения и оценки взаимных временных задержек распространения широкополосных сигналов спутниковых систем связи в условиях существенного влияния эффекта Доплера. Для данных $10^2 - 10^3$) существенным порядка (база является сигналов эффект масштабирования спектра вследствие влияния эффекта Доплера. Для учета эффекта разработаны влияния данного алгоритмы, основанные на предварительном разбиении принимаемых сигналов на узкополосные каналы и последующем применении методов оптимальной цифровой обработки. Основой представленных в настоящей главе методов является представленный ниже эффективный алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости, допускающий распараллеливание и реализацию на вычислительных системах с параллельной архитектурой.

2.1. Алгоритм оценки взаимной временной задержки сигналов в условиях влияния эффекта Доплера

При наличии смещения спектров сигналов вследствие эффекта Доплера для оценки взаимной временной задержки распространения сигналов традиционно используется обобщённый метод максимального правдоподобия, сводящийся к построению и анализу взаимной функции неопределённости [31]:

$$A(\Delta t, \Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(t) s_2^*(t + \Delta t) \exp(-j2\pi\Delta f t) dt. \qquad (2.1.1)$$

Для узкополосных сигналов (например, фазоманипулированных) влиянием масштабирования спектра можно пренебречь, если обрабатывать короткие реализации (до 1000 символов). Функция неопределённости для таких сигналов является обобщением взаимной корреляционной функции и позволяет оценивать одновременно смещение по времени и частоте. Положение главного максимума функции неопределённости при описанных выше условиях соответствует взаимной временной задержке и доплеровскому смещению частоты:

$$\left(\Delta t^{*}, \Delta f^{*}\right) = \arg \max_{\Delta t, \Delta f} \left| A(\Delta t, \Delta f) \right|.$$
 (2.1.2)

Будем предполагать, что сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$ в виде квадратурных компонент переведены в цифровую форму с частотой дискретизации f_s , удовлетворяющей условиям теоремы дискретизации Котельникова-Шеннона. Функция неопределённости с учётом дискретизации описывается выражением [31]

$$A[m,p] = \sum_{n=0}^{N_1-1} s_1[n] \cdot s_2^*[n+m] \exp\left(-j\frac{2\pi np}{N_1}\right), \qquad (2.1.3)$$

где m – индекс, соответствующий временной задержке $\Delta t = m \cdot T_s$ ($T_s = 1/f_s$ – период дискретизации), $m \in [0, (N_2 - N_1)]$, N_1 и N_2 – длины реализаций сигналов s_1 и s_2 в отсчётах, p – индекс, соответствующий частотному смещению $\Delta f = p \cdot f_s / N_1$.

Непосредственное применение выражений (2.1.1) и (2.1.3) для вычисления функции неопределённости в задаче оценки временных задержек в условиях широкого диапазон неопределённости частотно-временных параметров ограничено высокими вычислительными затратами. Требуемое число операций (при использовании быстрого преобразования Фурье) оценивается как $O((N_2 - N_1)N_1 \log N_1)$.

Поскольку при распространении сигналов в спутниковых системах связи неопределённость частоты принимаемых сигналов существенно меньше их частоты дискретизации ($\Delta f \ll f_s$), то при вычислении функции неопределённости (2.1.3) к последовательности произведений сигналов $r[n,m] = s_1[n] \cdot s_2^*[n+m]$ можно применить алгоритмы низкочастотной фильтрации («I&D-filter») с децимацией отсчетов. Для этого последовательность r[n,m] разбивается на неперекрывающиеся блоки длиной K, и в пределах одного блока производится суммирование [31, 33, 59-60]

$$\widetilde{r}[k,m] = \sum_{n=0}^{K-1} r[k \cdot K + n,m], \qquad (2.1.4)$$

где k – номер блока разбиения последовательности r[n,m]. Длина блока K выбирается в соответствии с теоремой Котельникова-Шеннона и должна удовлетворять (1.2.19).

Можно показать [31], что суммирование в пределах блока (2.1.4) полностью эквивалентно децимации выходной последовательности r[n,m] КИХ-фильтра, импульсная характеристика которого представляет собой прямоугольное временное окно: h[i]=1, i=0,1,...,K-1. В ряде задач имеет смысл использовать фильтры с импульсной характеристикой, вид которой отличен от прямоугольного окна [32].

Окончательное выражение для функции неопределённости (2.1.3) с учётом децимации (2.1.4) примет следующий вид [31-33]:

$$A[m,p] = \sum_{k=0}^{N_1/K-1} \tilde{r}[k,m] \exp\left(-j2\pi \frac{kpK}{N_1}\right).$$
(2.1.5)

Следует отметить, что вычисление взаимной функции неопределённости (2.1.5) сводится к дискретному Фурье-преобразованию $\tilde{r}[k,m]$ [59-61]. Детали последовательной реализации алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости на основе (2.1.5) приведены в Приложении 1.

При реализации алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости (2.1.5) были сгенерированы при помощи имитатора IQ-последовательностей (Приложение 2) узкополосные сигналы в виде квадратурных компонент с двоичной фазовой (BPSK), квадратурной фазовой (QPSK), минимальной частотной модуляцией (MSK) и квадратурной амплитудной модуляцией (QAM16).

На рис. 2.1 представлены «сечения» взаимной функции неопределённости данных сигналов со следующими параметрами:

• длина опорного сигнала 8192 отсчёта;

- длина исследуемого сигнала 16384 отсчётов;
- временная задержка 0,02083 с (1000 отсчётов);
- доплеровский сдвиг в исследуемом канале 5 кГц;

- скорость передачи данных 9,6 кБит/с;
- частота дискретизации 48 кГц;
- отношение сигнал/шум в опорном канале +10 дБ;
- отношение сигнал/шум в исследуемом канале 0 дБ.

Здесь и далее в диссертации под «сечением» взаимной функции неопределённости понимается массив S[m] максимальных элементов в массиве модулей преобразования Фурье последовательности $\tilde{r}[k,m]$ для каждого возможного временного сдвига m.





Следует отметить, что «сечения» взаимной функции неопределённости имеют выраженный главный максимум, соответствующий заданной временной задержке. Однако производительность последовательного алгоритма расчёта временных задержек на основе (2.1.5) не является приемлемой для работы алгоритма в масштабе реального времени. В таблице 2.1 приведена зависимость времени работы алгоритма с параметрами, указанными выше, от шага децимации *К*. Расчёты проводились с использованием процессора Intel Core i7 2.8 ГГц.

В [33] предложен вычислительно эффективный алгоритм оценки взаимной временной задержки сигналов на основе взаимной функции неопределённости на основе (2.1.6), который реализован с использованием технологий параллельных

вычислений. Автором предложены различные реализации данного алгоритма на графических процессорах общего назначения [59-62] с использованием технологии параллельных вычислений NVIDIA CUDA [63] (Приложение 1).

Таблица 2.1

Шаг децимации К	Время расчёта, с
1	35.048
2	17.853
4	9.524
8	5.740
16	3.763
32	2.859

Производительность расчёта взаимной функции неопределённости

Следует отметить, что предложенный в [33] подход требует достаточно большого объёма памяти для своей работы, что особенно проявляется при обработке широкополосных сигналов, оцифрованных с высокой частотой дискретизации. Кроме того, реализация данного алгоритма на графических процессорах не является эффективной с точки зрения оптимальности работы с памятью [63, 65]. В работе предложен и реализован модифицированный алгоритм, основанный на разбиении вычисляемой взаимной функции неопределённости на блоки и обработке сигналов в пределах данных блоков [64] (рис. 2.2).

Модифицированный алгоритм заключается в разбиении полного диапазона неопределённости временных задержек на блоки (рис. 2.2, обозначения «Блок 1», «Блок 2») таким образом, чтобы памяти вычислительной системы было достаточно для обработки одного блока. Данные блоки могут обрабатываться как последовательно, так и параллельно (например, на кластере высокопроизводительных серверов).



Рис. 2.2. Блок-схема модифицированного алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости

Для расчета взаимной функции неопределённости на первом шаге

вычисляется блочная матрица: $P = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_1 \\ \dots \end{bmatrix}$,

где
$$P_i = \begin{pmatrix} \tilde{r}[i \cdot D, 0] & \tilde{r}[i \cdot D, 1] & \dots & \tilde{r}[i \cdot D, N_1 / K - 1] \\ \tilde{r}[i \cdot D + 1, 0] & \tilde{r}[i \cdot D + 1, 1] & \dots & \tilde{r}[i \cdot D + 1, N_1 / K - 1] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tilde{r}[i \cdot (D + 1) - 1, 0] & \tilde{r}[i \cdot (D + 1) - 1, 1] & \dots & \tilde{r}[i \cdot (D + 1) - 1, N_1 / K - 1] \end{pmatrix} -$$

матрица, состоящая из отчётов последовательности $\tilde{r}[k,m]$ (2.1.5), $L = \frac{N_2 - N_1}{K \cdot D} -$ число блоков разбиения полного диапазона неопределённости временных задержек, D – длина одного блока, i – номер блока. Каждая матрица P_i формируется из столбцов $\vec{p}_{ik} = (\tilde{r}[i \cdot D,k] \tilde{r}[i \cdot D+1,k] \dots \tilde{r}[i \cdot (D+1)-1,k])^T$, являющихся результатом векторно-матричного умножения: $\vec{p}_{ik} = A_{ik}\vec{b}_k$, где

$$A_{ik} = \begin{pmatrix} s_2^*[(i+k) \cdot K] & s_2^*[(i+k) \cdot K+1] & \dots & s_2^*[(i+k+1) \cdot K-1] \\ s_2^*[(i+k+1) \cdot K] & s_2^*[(i+k+1) \cdot K+1] & \dots & s_2^*[(i+k+2) \cdot K-1] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_2^*[(i+k+K-1) \cdot K] & s_2^*[(i+k+K-1) \cdot K+1] & \dots & s_2^*[(i+k+K) \cdot K-1] \end{pmatrix} -$$

матрица, формируемая из отсчётов исследуемого сигнала s_2 , $\vec{b}_k = (s_1[k \cdot K] \ s_1[k \cdot K+1] \dots \ s_1[(k+1) \cdot K-1])^T$ – вектор, составленный из Kэлементов опорного сигнала. В свою очередь столбцы матрицы P_i можно рассчитывать независимо друг от друга (параллельно) в отдельных блоках обработки (например, двумерных блоках CUDA), обозначенных на рис. 2.2 "*Б i.k*". Детали реализации алгоритма получения матрицы P с использованием вычислений на графических процессорах описаны в Приложении 1.

После формирования матрицы выполняется быстрое преобразование Фурье каждой строки, вычисление модулей Фурье-преобразования и поиск максимального элемента в каждой строке для получения «сечения» S[m]. Данные операции могут также быть реализованы с использованием параллельных вычислений. Методы их распараллеливания описаны, например, в [63, 65].

Предложенный модифицированный алгоритм позволяет обрабатывать выборки сигналов большой размерности, при ЭТОМ вычислительная эффективность по сравнению с исходным алгоритмом [33] несколько снижается вследствие блочной обработки, однако работа с памятью ведётся значительно более эффективно. что позволяет применять данный алгоритм при многоканальной обработке больших выборок с помощью кластера высокопроизводительных серверов [64].

На рис. 2.3 представлена зависимость времени расчёта взаимной временной задержки модифицированным алгоритмом от шага децимации при различном значении длины опорного сигнала N_1 . Исследования проводились при помощи системы с процессором Intel Core i7 и графическим адаптером NVIDIA GeForce GT 960. Расчёты проводились на графическом процессоре с применением технологии параллельных вычислений NVIDIA CUDA.

53



Рис. 2.3. Зависимость времени работы алгоритма оценки взаимной временной задержки от величины шага децимации

При использовании величины шага децимации K = 8..32 алгоритм работает наиболее быстро (порядка 10 мс). Ускорение работы алгоритма по сравнению с последовательной реализацией составляет в среднем порядка 100 раз.

Следует отметить, что погрешность определения взаимной временной задержки описанным алгоритмом составляет $\delta_{\Delta t} = K/f_s$, поэтому на завершающем этапе алгоритма оценки временной задержки необходимо проводить уточнение значения τ путём вычисления функции неопределённости непосредственно на основе выражения (2.1.5) в малом диапазоне задержек $[\tau - K/f_s; \tau + K/f_s]$. Поскольку величина *K* существенно меньше величины диапазона неопределённости временных задержек, реализация данного этапа не приводит к значительному увеличению времени расчёта.

Представленный в данном разделе алгоритм является оптимальным с точки зрения получаемой оценки взаимной временной задержки сигналов, поскольку является реализацией обобщенного метода максимального правдоподобия, и обладает высокой вычислительной эффективностью при работе с оцифрованными реализациями сигналов в виде выборок большого размера. Данный алгоритм положен в основу методов определения временных задержек широкополосных сигналов в условиях существенного влияния масштабирования спектра вследствие эффекта Доплера.

2.2. Оценка взаимной временной задержки широкополосных сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты

Один из видов многочастотной модуляции (МЧМ), активно используемым для расширения спектра сигнала, основан на псевдослучайной перестройке рабочей частоты путём её скачкообразного изменения в выделенном для работы системы диапазоне (FHSS –Frequency Hopping Spread Spectrum) [47]. Как отмечалось в разделе 1.3.4, под скачкообразным изменением частоты понимается периодическая перестройка одной или нескольких частот, используемых для передачи сигналов. Характерным примером являются системы связи, построенные на основе стандарта Link16 [58, 66].

Использование спутникового сегмента в современных системах связи и навигации вносит дополнительную существенную априорную неопределенность в частотно-временные параметры сигналов, В частности, связанную с существенным влиянием эффекта Доплера. Наличие широкого диапазона возможного изменения частотно-временных параметров и наличие требования обработки сигналов в жестких временных рамках приводят к необходимости разработки эффективных методов оценивания их параметров с учетом специфики широкополосных сигналов в задачах синхронизации приёмников [67] и определения местоположения источников излучения.

2.2.1. Взаимная функция неопределённости сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой частоты

Перестройка рабочей частоты сигнала с ППРЧ происходит в полосе, включающей в себя набор частотных каналов $H_1...H_M$, где M – число частотных каналов. Каждый канал можно рассматривать как спектральную область с центральной частотой f_k , значение которой является одной из возможных несущих частот в выделенном диапазоне (рис. 2.4). Каналы могут быть смежными или разделёнными не используемыми в данный момент спектральными областями [47, 68].

Ширина спектральной полосы сигнала наряду с отношением сигнал/шум является важнейшим параметром, определяющим точность оценки взаимной временной задержки сигналов [1] корреляционными методами. Для сигналов с ППРЧ, являющихся широкополосными сигналами, метод оценки взаимной временной задержки, основанный на вычислении взаимной функции неопределённости (2.1.1), позволяющий компенсировать сдвиг спектра сигнала, не учитывает то, что сигналы каждого частотного канала характеризуются своим значением смещения несущей частоты.



Рис. 2.4. Вид спектра ППРЧ-сигналов

Взаимная функция неопределённости сигналов с ППРЧ в случае длинных реализаций сигналов не имеет главного максимума, соответствующего конкретной взаимной временной задержке и доплеровскому сдвигу, главный максимум такой функции неопределённости становится размытым вследствие влияния доплеровского сдвига, различного в каждом частотном канале $(\Delta f_i = \alpha \cdot f_i)$, и появляются побочные максимумы, что не позволяет определить положение главного максимума на фоне побочных и, как следствие, дать достоверную оценку временной задержки [68-72]. В случае коротких выборок состоятельность оценки будет низкой вследствие сильного влияния шума.

Для исследования эффективности алгоритма оценки взаимной временной задержки на основе прямого вычисления взаимной функции неопределённости

было проведено моделирование сигналов с минимальной частотной манипуляцией (Minimum Shift Keying – MSK) и сигналов с ППРЧ.

Выражение для комплексной огибающей MSK-сигнала может быть записано следующим образом (с учётом того, что частота девиации f_d связана со скоростью передачи данных *Br* соотношением $f_d = \frac{Br}{4}$):

$$s_{MSK}(t) = \exp\left(j\frac{\pi \cdot Br}{2} \cdot \int_{0}^{t} b(\tau)d\tau\right) =$$

=
$$\exp\left\{j\frac{\pi}{2} \cdot \left(\sum_{i=0}^{N-1} b_{i} + Br \cdot t \cdot b_{N} - b_{N} \cdot (N-1)\right)\right\},$$
(2.2.1)

где $b(t) = \sum_{i=0}^{\infty} W\left(t - \frac{i}{Br}\right) b_i$, $W(t) = \begin{cases} 1, 0 \le t \le \frac{1}{Br} & - \text{ функция прямоугольного окна,} \\ 0 \end{cases}$

 $\{b_i\}$ – последовательность бит передаваемой информации ($b_i = -1$, если текущий передаваемый бит является нулевым, $b_i = 1$, если текущий передаваемый бит является единичным), $N = 1 + [t \cdot Br]$ – номер передаваемого в момент времени t бита ($[\cdot]$ – операция взятия целой части от числа).

С учётом того, что MSK-сигнал (2.2.1) является узкополосным (ширина главного лепестка амплитудного спектра $\Delta F = 1.5 \cdot Br$), и масштабированием спектра при эффекте Доплера можно пренебречь, выражение для комплексной огибающей MSK-сигнала с доплеровским сдвигом запишется следующим образом:

$$\widetilde{s}_{MSK}(t) = \exp\left\{j\frac{\pi}{2} \cdot \left(\sum_{i=0}^{N-1} b_i + Br \cdot t \cdot b_N - b_N \cdot N\right)\right\} \exp(j2\pi\Delta ft), \quad (2.2.2)$$

где Δf – величина доплеровского сдвига.

Выражение для сигнала с ППРЧ (с MSK-манипуляцией в частотных каналах) может быть записано следующим образом:

$$s_{FHSS} = \exp\left\{j\frac{\pi}{2} \cdot \left(\sum_{i=0}^{N-1} b_i + Br \cdot t \cdot b_N - b_N \cdot (N-1)\right)\right\},$$

$$\cdot \sum_{k=0}^{\infty} W(t - kT_{FHSS}) \exp(j2\pi(f_k - f_0)t)$$
(2.2.3)

где Br – скорость передачи данных в частотных каналах, $W(t) = \begin{cases} 1, 0 \le t \le T_{FHSS} \\ 0 \end{cases}$ – функция прямоугольного окна, T_{FHSS} – период между двумя последовательными скачками несущей частоты, f_k – несущая частота передачи k -го слова, $f_0 = \frac{f_1 + f_M}{2}$ – центральная частота спектра действительного ППРЧ-сигнала, M – число возможных частот ППРЧ (частотных каналов).

С учётом того, что вследствие эффекта Доплера несущие частоты смещаются на различные значения, выражение для искажённого вследствие влияния эффекта Доплера ППРЧ сигнала, если пренебречь масштабированием спектра сигналов в частотных каналах, может быть записано следующим образом:

$$\widetilde{s}_{FHSS} \approx \exp\left\{j\frac{\pi}{2} \cdot \left(\sum_{i=0}^{N-1} b_i + Br \cdot t \cdot b_N - b_N \cdot (N-1)\right)\right\}, \qquad (2.2.4)$$
$$\cdot \sum_{k=0}^{\infty} W(t - kT_{FHSS}) \exp(j2\pi (f_k - f_0)t) \exp(j2\pi \alpha f_k t)$$

где $\alpha = \frac{\Delta f_0}{f_0}$, Δf_0 – смещение центральной частоты. Поскольку в выражении (2.2.4) множитель, отвечающий за доплеровский сдвиг, стоит под знаком суммы,

(2.2.4) множитель, отвечающии за доплеровскии сдвиг, стоит под знаком суммы, это приводит к неравномерному смещению частот ППРЧ вследствие влияния эффекта Доплера и, как следствие, масштабированию спектра ППРЧ-сигнала.

В работе в соответствии с (2.2.3) и (2.2.4) были получены ППРЧ-сигналы путем компьютерного моделирования. Несущая частота сигналов меняется случайным образом в полосе шириной 250 МГц (от 950 до 1200 МГц), разделенной на 51 частотный канал. Для передачи информационной последовательности используется MSK-манипуляция со скоростью передачи 5 Мбит/с. Скачок несущей происходит после передачи каждых 32 бит

(*T_{FHSS}* = 6.4 мкс) последовательности [68]. Частота дискретизации сигналов принята равной 300 МГц. Данные параметры приближены к параметрам сигналов системы связи Link-16.

Для полученных в ходе моделирования MSK и ППРЧ сигналов применялся алгоритм построения «сечения» взаимной функции неопределённости вдоль оси частот, при которых наблюдается максимум для текущего временного сдвига, опорного и исследуемого сигналов s_1 и s_2 (приведённый в разделе 2.1):

$$S[d] = \max_{p} \left| \sum_{k=0}^{N_{1}-1} \exp\left(-j2\pi \frac{Kpd}{N_{1}}\right) \sum_{n=0}^{K-1} r[k \cdot K + n, d] \right| = , \qquad (2.2.5)$$
$$= \max_{p} \left| FFT\left\{ \sum_{n=0}^{K-1} r[k \cdot K + n, d] \right\} \right|$$

где $r[n,m] = s_1[n] \cdot s_2^*[n+m]$, K – шаг децимации, выбираемый в соответствии с неравенством (2.1.5), N_1 – длина опорного сигнала s_1 в отсчётах, $FFT\{\cdot\}$ – операция быстрого преобразования Фурье.

На рис. 2.5а представлены «сечения» взаимной функции неопределённости (2.2.5) узкополосного сигнала с минимальной частотной модуляцией. На рис. 2.5б показано «сечение» взаимной функции неопределённости сигналов с ППРЧ. Временная задержка распространения сигнала в исследуемом канале задавалась равной 0,013 мс (что соответствует 4000 отсчётам), доплеровский сдвиг первого частотного канала – 10 кГц. Как видно из рис. 2.5б, при соотношении сигнал/шум (ОСШ) порядка +3 дБ в «сечении» функции неопределённости широкополосных сигналов появляются побочные максимумы, сравнимые по величине с главным [68]. При понижении ОСШ уровень побочных максимумов увеличивается так, что при ОСШ < 0 невозможно выделить главный максимум на фоне побочных.



Рис. 2.5. Вид «сечений» взаимной функции неопределённости при ОСШ=+3дБ а) узкополосных (MSK) сигналов; б) широкополосных сигналов (с ППРЧ)

С ростом величины доплеровского смещения в частотных каналах сигналов с ППРЧ в исследуемом канале резко ухудшается выраженность главного максимума «сечения» функции неопределённости на фоне побочных максимумов. Для определения достоверности оценки величины временной задержки используются различные безразмерные критерии, например, не зависящий от энергии сигналов критерий [68]

$$C = \frac{\max(S[d])}{\sqrt{\operatorname{var}(S[d])}},$$
(2.2.6)

представляющий собой отношение максимального значения в «сечении» *S*[*d*] взаимной функции неопределённости к среднеквадратичному отклонению. Данный критерий также характеризует степень выраженности главного

максимума в «сечении» функции неопределённости. На рис. 2.6 приведена зависимость величины критерия (2.2.6) от значения доплеровского сдвига частот в первом частотном канале (на несущей частоте f = 950 MFц) исследуемого сигнала.



Рис. 2.6. Зависимость степени выраженности главного максимума функции неопределённости сигналов с ППРЧ от доплеровского сдвига частоты в первом частотном канале (несущая частота равна 950 МГц) исследуемого сигнала

При увеличении влияния эффекта Доплера (доплеровского расширения спектра ППРЧ-сигналов) критерий выраженности главного максимума взаимной функции неопределённости (который также может быть использован как критерий обнаружения сигнала) резко уменьшается, что не позволяет достоверно обнаруживать сигнал и давать состоятельные оценки взаимным временным задержкам [68, 71]. В качестве критерия обнаружения сигнала s_1 в сигнале s_2 может быть использован критерий C (2.2.6), поскольку он характеризует выраженность главного максимума взаимной функции неопределённости на фоне побочных максимумов. Решение об обнаружении сигнала s_1 принимается, если текущее значение критерия больше некоторого порогового значения C_{tr} , которое подбирается заранее путем статистического компьютерного моделирования на основе критерия обнаружения Неймана-Пирсона (раздел 1.1.1). Пороговое значение выбирается исходя из постоянного значения вероятности ложной тревоги. Если для конкретной реализации сигналов $C > C_{tr}$, то принимается

решение об обнаружении, и может быть дана оценка взаимной временной задержке сигналов.

Исследование вероятности правильного определения взаимной временной задержки на основе критерия Неймана-Пирсона приводится в разделе 2.2.4.

2.2.2. Оценка взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой частоты в условиях априорной неопределённости несущих частот

Для обработки сигналов с временным разделением доступа и технологией расширения спектра методом ППРЧ предлагается алгоритм, основанный на разбиении принимаемых широкополосных сигналов s_1 и s_2 на M частотных каналов $\{s_1^i\}, \{s_2^i\}, i=1..M$, например, при помощи алгоритма цифровой фильтрации сигналов [69-70, 72]:

$$s_1^i[n] = \sum_{k=0}^{L} s_1[k] \cdot h_i[n-k], \ s_2^i[n] = \sum_{k=0}^{L} s_2[k] \cdot h_i[n-k],$$
(2.2.7)

и последующем вычислении «сечений» функций неопределенности (2.2.5) различных частотных каналов. Поскольку частоты ППРЧ определяются протоколом системы связи и считаются заранее известными, синтез цифровых фильтров $\{h_i\}$, настроенных на каждую из возможных центральных частот, может быть произведен заранее [68, 71].

Так как в ППРЧ-сигналах каналы в частотном пространстве не перекрываются, выполнив цифровую фильтрацию набором фильтров, получим набор из M относительно узкополосных сигналов с короткой длительностью информационной части, поскольку в течение времени T_{FHSS} между двумя последовательными скачками частоты полезный сигнал будет присутствовать только в одном частотном канале, а в остальных частотных каналах в это время будет наблюдаться лишь шум [68, 70]:

$$s_1^i \approx \eta(t) + \exp(j\varphi_1(t)) \cdot \exp(j2\pi(f_i - f_0)t) \cdot \sum_k W(t - kT_{FHSS}),$$

$$s_{2}^{i} \approx \xi(t) + \exp(j\varphi_{2}(t)) \cdot \exp(j2\pi(f_{i} - f_{0})t) \cdot \\ \cdot \exp(j2\pi o f_{i}t) \cdot \sum_{k} W(t - kT_{FHSS}) , \qquad (2.2.8)$$

где $\eta(t)$, $\xi(t)$ – реализация шумового процесса, $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$ – полные фазы узкополосных сигналов в частотных каналах, вычисляемые в соответствии с (2.2.1) - (2.2.4), f_i – частота с номером *i* в протоколе ППРЧ (центральная частота полосы пропускания фильтра h_i), k – номера слов, передаваемых на несущей частоте f_i , $W(t) = \begin{cases} 1, 0 \le t \le T_{FHSS} \\ 0 \end{cases}$ – функция прямоугольного окна.

Для полученного набора сигналов (2.2.8) можно применять алгоритм построения «сечения» взаимной функции неопределённости (2.2.5), однако выраженности главного максимума, соответствующего взаимной степень временной задержке между сигналами и доплеровскому смещению в одном канале, будет низкой вследствие малой длины информационной части и [68, 70-71]. Для получения достаточно высокого уровня шума хорошо максимума В «сечении» взаимной функции выраженного главного неопределённости может быть применён алгоритм, состоящий в усреднении взаимной функции неопределённости (2.2.5),(суммировании) «сечений» полученных для каждой пары сигналов s_1^i , s_2^i [68, 71].



Рис. 2.7. Структурная схема алгоритма вычисления взаимной временной задержки широкополосных сигналов с ППРЧ

Структурная схема предлагаемого алгоритма определения взаимной временной задержки ППРЧ-сигналов представлена на рис. 2.7 [70-71].

Основным ограничением последовательной реализации предложенного алгоритма (рис. 2.7) является высокая вычислительная сложность, которая оценивается как $O(M \cdot L \cdot (N_1 + N_2) + M \cdot N_1 \cdot \log N_1 \cdot (N_2 - N_1))$, где M – число выделяемых частотных каналов, L – порядок полосовых КИХ-фильтров, N_1 , N_2 – длины опорного и исследуемого сигналов соответственно. Для повышения производительности в работе разработан вычислительно эффективный алгоритм определения временных задержек широкополосных сигналов с ППРЧ, основанный на предварительном выделении частотных каналов и вычислении «сечений» взаимной функции неопределённости в данных каналах. В основу вычислительно эффективной реализации алгоритма положен метод расчёта взаимной функции неопределённости, приведенный в разделе 2.1.

2.2.3. Вычислительно эффективная реализация алгоритма оценки взаимной временной задержки сигналов с ППРЧ

Входными данными для предложенного алгоритма являются реализации сигнала $s_1(t)$ в опорном канале и $s_2(t)$ в исследуемом канале. Сигнал $s_2(t)$ является искажённой вследствие влияния эффекта Доплера и задержанной по времени копией сигнала $s_1(t)$. Необходимо оценить временную задержку τ между этими сигналами. Далее будем считать, что сигналы в форме квадратурных компонент переведены в цифровую форму, частота дискретизации сигналов f_s удовлетворяет теореме Котельникова-Шеннона, и все операции производятся с дискретными отсчетами.

На первом шаге алгоритма оценки взаимной временной задержки сигналов с ППРЧ с целью выделения отдельных частотных каналов (2.2.8) выполняется цифровая фильтрация исходных сигналов набором заранее синтезированных фильтров. Фильтры должны быть настроены на центр полосы каждого частотного канала, присутствующего в спектре сигнала. Необходимо выполнить свёртку сигналов s_1 и s_2 (2.2.7) с набором фильтров $\{h_i\}, i = 0, 1, ..., M - 1$, где M – число

всех возможных частот ППРЧ. Эффективной реализацией фильтрации, которая может быть подвергнута распараллеливанию, является алгоритм, основанный на теореме о свёртке [68-72]:

$$s_{1}^{i} = s_{1} \otimes h_{i} = F^{-1} \{ F\{s_{1}[n]\} \cdot F\{h_{i}[n]\} \},$$

$$s_{2}^{i} = s_{2} \otimes h_{i} = F^{-1} \{ F\{s_{2}[n]\} \cdot F\{h_{i}[n]\} \},$$
(2.2.9)

где F - прямое преобразование Фурье, F^{-1} - обратное преобразование Фурье.

При реализации алгоритма каждый фильтр из набора необходимо какимлибо образом дополнить до длины фильтруемого сигнала, например, нулевыми отсчётами до длины N_1 сигнала $s_1[n]$ в опорном канале, и до длины N_2 сигнала $s_2[n]$ в исследуемом канале, после чего над полученными данными выполняется одновременное (параллельное) преобразование Фурье, в результате чего получается набор { $H_i[m]$ } передаточных характеристик фильтров. Этот набор можно представить в виде матрицы [68]

каждая строка которой поэлементно перемножается с отсчётами спектра сигнала S[m]. Для получения выходных сигналов выполняется обратное преобразование Фурье над каждой строкой матрицы произведений. В результате цифровой фильтрации на выходе получается набор $\{s_1^i\}$ и $\{s_2^i\}$ сигналов в каждом из M возможных частотных каналов.

Далее по набору сигналов $\{s_1^i\}$ и $\{s_2^i\}$ с учётом выбранного шага децимации *d* рассчитываются матрицы [33, 68, 72]:

$$P_{kl}^{i} = \sum_{m=0}^{d-1} s_{2}^{i^{*}} [dk+l+m] \cdot s_{1}^{i} [k+dl+m]. \qquad (2.2.10)$$

Как говорилось выше в разделе 1.2.5, величина шага *d* должна удовлетворять неравенству (1.2.19).

Диагональные элементы получившихся матриц образуют векторы, над которыми необходимо выполнить Фурье-преобразование для вычисления функции неопределённости. Такой подход к вычислению поэлементного произведения сигналов допускает эффективное распараллеливание. Несмотря на то, что недиагональные элементы матриц полезной информации не несут, вычислительная эффективность данного алгоритма существенно превосходит эффективность последовательной реализации вычисления функции неопределенности [68].

Набор «сечений» модулей функции неопределённости каждого частотного канала вычисляется прямым преобразованием Фурье векторов, образованных диагональными элементами матриц P_{kl}^{i} :

$$S^{i}[n] = \max_{m} \left| \sum_{s=0}^{N_{1}/d-1} P^{i}_{s+n,s} \exp\left(-j\frac{2\pi}{N_{1}}nmd\right) \right|.$$
(2.2.11)

Слабая степень выраженности максимума «сечения» $S^{i}[n]$ в одном частотном канале, как описывалось выше, не позволяет дать достоверную оценку взаимной временной задержки. По полученному набору «сечений» в M каналах проводится усреднение. В полученном суммарном сигнале индекс максимального элемента будет соответствовать искомой задержке [68-72]:

$$\tau = \arg \max_{n} \left(\sum_{i=1}^{M} S^{i}[n] \right).$$
(2.2.12)

По суммарному сигналу функций неопределенности каналов вычисляется критерий *С* [68]

$$C = \max_{n} \left(\sum_{i=1}^{M} S^{i}[n] \right) / \sqrt{\operatorname{var} \left(\sum_{i=1}^{M} S^{i}[n] \right)}, \qquad (2.2.1)$$

характеризующий достоверность оценки величины временной задержки τ .

2.2.4. Исследование алгоритма оценки взаимной временной задержки ППРЧсигналов

Для исследования предложенного алгоритма проведено моделирование сигналов с ППРЧ, параметры которых описаны в разделе 2.2.1. Скачок несущей 32 бит после передачи каждых последовательности. происходит При моделировании эффекта Доплера принято во внимание, что смещение частоты в каждом канале пропорционально несущей частоте для данного канала. При этом задавалось значение доплеровского смещения частоты первого частотного канала $\Delta f_1 = 10 \kappa \Gamma \mu$, затем вычислялся масштабный коэффициент $\alpha = V/c = \Delta f_1/f_1$, который использовался при вычислении смещений частот в других каналах: $\Delta f_i = \alpha f_i$ [68]. В общем случае при моделировании эффекта масштабирования спектра необходимо учитывать сдвиг каждой спектральной составляющей, однако в данном случае достаточно учесть сдвиг несущих частот.

С помощью алгоритма цифровой фильтрации (2.2.9), ППРЧ-сигнал разбивался на M = 51 узкополосных сигналов, соответствующих набору возможных частотных каналов (рис. 2.8). Центральные частоты полосы пропускания фильтров соответствовали возможным несущим частотам сигнала.

На рис. 2.9 представлены результаты расчётов «сечений» взаимной функции неопределённости с использованием предложенного алгоритма. На рис. 2.9а «сечения» взаимной функции неопределённости (сверху – «сечение» по одному каналу, снизу – суммарное «сечение» по всем каналам), соответствующие значению ОСШ, равному 0 дБ. На рис. 2.9б показаны «сечения» взаимной функции неопределённости, соответствующие значению ОСШ, равному -3 дБ. Как видно из рисунка, «сечение» в одном канале имеет слабо выраженный максимум, тогда как по максимуму суммарного сигнала взаимных функций неопределенности каналов можно дать достоверную оценку временной задержке [68, 70-71].



Рис. 2.8. Вид сигналов в отдельных частотных каналах, ОСШ=+3дБ



Рис. 2.9. «Сечения» взаимной функции неопределённости сигналов с ППРЧ в одном частотном канале (сверху) и полученные суммированием по всем каналам (снизу) а) ОСШ 0 дБ; б) ОСШ -3 дБ

Для определения вероятности попадания в доверительный интервал оценки временной задержки проведено статистическое исследование алгоритма. Используемый в алгоритме моделирования порог принятия решения определялся на основе критерия Неймана-Пирсона, доверительный интервал соответствовал длительности одного информационного символа. Для каждого значения ОСШ проведено усреднение по 1000 реализациям, в результате чего оценивалась вероятность P_0 правильного определения взаимной временной задержки. Полученный график зависимости P_0 от ОСШ для алгоритма, основанного на непосредственном вычислении функции неопределенности, и для предложенного алгоритма показан на рис. 2.10 [68, 71-72].



Рис. 2.10. Зависимость вероятности правильного определения взаимной временной задержки от величины ОСШ

Анализ представленной на рис. 2.10 зависимости показывает, что модификация алгоритма позволяет существенно повысить вероятность правильного определения задержки при ОСШ до -6...-7 дБ.

2.3. Оценка взаимной временной задержки сигналов с OFDM-модуляцией в условиях априорной неопределённости значений поднесущих

Технология ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) широко используется в качестве физического уровня широкополосных беспроводных стандартов, таких как IEEE 802.11/Wi-Fi, IEEE 802.16/WiMAX, цифровое телевидение DVB-T и т.д. [73-74].

В настоящее время технология OFDM привлекает всё большее внимание для систем спутниковой связи. Примером такой системы является стандарт цифрового мобильного вещания DVB-SH, основанный на гибридной спутниковой и наземной передаче информации на мобильные устройства, такие как мобильный телефон или портативный телевизор. Технологии сверхширокополосного OFDM активно применяется в качестве физического уровня протокола радиосвязи Wideband Networking Waveform (WNW) в цифровых спутниковых системах связи, в частности, в JTRS-радиостанциях (Joint Tactical Radio System) [75-76]. Использование широкополосных и сверхширокополосных сигналов, таких как OFDM, в данных системах существенно повышает устойчивость к узкополосным помехам и к шумам различного рода.

В настоящем разделе рассматривается алгоритм оценки временных задержек сигналов с OFDM-модуляцией с учётом специфики данных сигналов.

2.3.1. Моделирование влияния эффекта Доплера на OFDM-сигналы

Рассмотрим влияние эффекта Доплера на широкополосные сигналы с OFDM-модуляцией. Запишем выражение для непрерывного OFDM-сигнала на несущей частоте:

$$S(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_k \exp(j2\pi (f_k + f_0)t), \qquad (2.3.1)$$

где $f_k = \frac{B}{N}k$ – значение k-й поднесущей. Вследствие влияния продольного эффекта Доплера каждая поднесущая сместится на своё значение $\Delta f_k = \frac{V\cos\theta}{c}(f_k + f_0) = \alpha(f_k + f_0)$, где $\alpha = V\cos\theta/c$. В результате выражение

(2.3.1) примет следующий вид [77]:

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

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

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_k \exp(j2\pi f_k (1 + \alpha)t) \exp(j2\pi f_0 t) \exp(j2\pi \alpha f_0 t)$$
(2.3.2)

Переходя к комплексной огибающей сигнала и дискретному времени (с частотой дискретизации *f_s*), получим:

$$\widetilde{S}[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_k \exp\left(j\frac{2\pi Bkn}{Nf_s}(1+\alpha)\right) \exp\left(j\frac{2\pi \alpha f_0 n}{f_s}\right).$$
(2.3.3)

Выражение (2.3.3) показывает, что при эффекте Доплера возникает смещение спектра на величину αf_0 , а также расширение спектральной полосы сигнала в $(1 + \alpha)$ раз вследствие масштабирования временной сетки.

Для моделирования эффекта масштабирования сигнала вследствие влияния эффекта Доплера (2.3.3) используется переход к новой сетке во временной области и интерполяция. Масштабирование спектра достигается благодаря изменению временной сетки узлов таким образом, что отсчёты масштабированного сигнала \tilde{s} в моменты времени $t_n = n \cdot \Delta t = \frac{n}{f_s}$ (Δt и f_s – соответственно период и частота дискретизации сигналов) равны отсчётам исходного сигнала *s* в моменты времени $t_n = n \cdot \Delta t \cdot (1 + \alpha)$, где $\alpha = \frac{\Delta f}{f_0}$, $\Delta f - \alpha$ задаваемое значение доплеровского смещения несущей частоты, f_0 – значение несущей частоты. Этого можно достичь переходом к новой временной сетке с шагом $\Delta t' = \frac{\Delta t}{1+\alpha}$ и последующей интерполяцией сигнала *s*[*n*]. Следует отметить, что длительность масштабированного сигнала $\tilde{s}[n]$ изменяется по сравнению с исходным сигналом: $T' = \frac{T}{1+\alpha}$.

2.3.2. Взаимная функция неопределённости сигналов с OFDM-модуляцией

В случае когда сигналы являются широкополосными, т.е. ширина полосы сигнала *B* связана с несущей частотой f_0 соотношением $B \ge 0.1 f_0$ [78], величина доплеровского расширения спектральной полосы не является пренебрежимо малой величиной. Так, при ширине полосы 400 МГц, что соответствует протоколу спутниковой OFDM радиосвязи [76], величина расширения спектральной полосы достигает 4 кГц.

Для исследования влияния эффекта Доплера выраженность максимума взаимной функции неопределённости были сгенерированы OFDM-сигналы со следующими параметрами:

• количество поднесущих 512;

- количество ненулевых поднесущих 500;
- ширина спектральной полосы 400 МГц;
- отношение сигнал/шум 10 дБ;
- несущая частота 1 ГГц
- длина циклического префикса равна 25% длительности OFDMсимвола;
- тип модуляции в подканалах BPSK.

Моделирование OFDM-сигналов производилось в соответствии с выражением

$$s_{1}[n] = \sum_{s=0}^{\infty} W_{OFDM} \left[n - sL(1 + \alpha_{cp}) \right] \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} Z_{ks} \exp\left(j \frac{2\pi Bkn}{Nf_{s}} \right) + \sum_{s=0}^{\infty} W_{CP} \left[n - (s+1)L \right] \cdot CP_{s}[n]$$
(2.3.4)

где $W_{OFDM}[n] = \begin{cases} 1, 0 \le n < L \\ 0 \end{cases}$ – прямоугольное окно длительностью $L, L = \frac{Nf_s}{B}$ – длина одного OFDM-символа, s – номер OFDM-символа, α_{CP} – длительность циклического префикса в долях длительности OFDM-символа, Z_{ks} – элемент сигнального созвездия для k-й поднесущей в s-м OFDM-символе, $W_{CP}[n] = \begin{cases} 1, 0 \le n < \alpha_{CP}L \\ 0 \end{cases}$ – прямоугольное окно длительностью, равной длине циклического префикса, $CP_s[n]$ – отсчёты циклического префикса для s-го OFDM-символа, формируемые из отсчётов самого OFDM-символа.

Последовательность бит в исследуемом сигнале $s_2(t)$ формировалась из информационной последовательности опорного сигнала $s_1(t)$ путём сдвига на величину, соответствующую заданной задержке, квадратурные компоненты исследуемого OFDM-сигнала генерировались на основе (2.3.4) с последующим смещением и расширением спектра на основе интерполяции (раздел 2.3.1). Параметры моделируемых сигналов также приведены в разделе 2.3.1.
К сигналам применялся алгоритм построения «сечения» взаимной функции неопределённости:

$$S(\tau) = \max_{p} \left| \sum_{k=0}^{N_{1}-1} \exp\left(-j2\pi \frac{dp\tau}{N_{1}}\right) \sum_{n=0}^{d-1} r[k \cdot d + n, \tau] \right| = , \qquad (2.3.5)$$
$$= \max_{p} \left| FFT\left\{ \sum_{n=0}^{d-1} r[k \cdot d + n, \tau] \right\} \right|$$

аналогично приведенному в разделе 2.2.1.

Поскольку доплеровское расширение спектра широкополосных OFDMсигналов значительно, взаимная функция неопределённости (2.3.5) не позволяет в полной мере компенсировать эффект Доплера, вследствие этого степень выраженности главного максимума на фоне побочных максимумов в функции неопределённости уменьшается [79-80]. Кроме того, как показано в разделе 2.1, другим серьёзным недостатком метода является высокая вычислительная сложность алгоритмов непосредственного расчёта «сечений» взаимной функции неопределённости (2.3.5), вследствие чего затруднена оценка взаимной временной задержки сигналов в реальном масштабе времени.

Непосредственная реализация вычисления «сечений» взаимной функции неопределённости основе (2.3.5)также на не позволяет полностью скомпенсировать расширение спектра широкополосного сигнала при эффекте Доплера [79]. Кроме того, поскольку граничная частота спектра квадратурных $f_{\rm max}$ компонент широкополосных сигналов достигает сотен мегагерц (f_{max} ~100МГц), то в соответствии с теоремой Котельникова-Шеннона минимальная длина оцифрованного сигнала

$$L_{\min} = \left[2 \cdot t \cdot f_{\max}\right] + 1 \tag{2.3.6}$$

длительностью $t \sim 1$ мс достигает порядка $L_{\min} \sim 10^5$ отсчётов.

При увеличении частоты дискретизации *f_s* число отсчётов *L* ≥ *L*_{min} возрастает, следовательно, возрастает объём оперативной памяти, занимаемый оцифрованными реализациями сигналов. В параллельных вычислениях объём

памяти является одним из самых ограниченных ресурсов. Поэтому при практической реализации алгоритма с точки зрения оптимального использования памяти целесообразно выбирать частоту дискретизации $f_s = 2...4 f_{max}$ на основе теоремы Котельникова-Шеннона. Однако при выборе такой частоты дискретизации максимальный размер блока разбиения сигналов:

$$d_{\max} = \frac{f_s}{2(f_{\max} + \Delta f_{\max})},$$
(2.3.7)

будет равен d = 2...3.

Таким образом, при вычислении взаимной функции неопределённости необходимо выполнять быстрое преобразование Фурье массивов длины порядка $L_{FFT} = \frac{N_1}{d} \sim 10^4$ отсчётов (N_1 – длина опорного сигнала). Как показано в [33, 59-62], увеличение длины быстрого преобразования Фурье приводит к резкому увеличению времени расчёта, что существенно снижает быстродействие работы алгоритма.

С другой стороны, если выбирать размер блока $d > d_{\text{max}}$, вычислительная эффективность значительно возрастает, однако это приводит к некоторому функции искажению неопределенности вследствие дополнительной низкочастотной фильтрации спектральной сигнала, полосы поскольку внутреннюю сумму в (2.3.5) можно интерпретировать как результат децимации выходной последовательности КИХ-фильтра с прямоугольной импульсной характеристикой [31, 81]:

$$\widetilde{r}[k,\tau] = \sum_{n=0}^{d-1} r[k \cdot d + n,\tau] = \sum_{n=0}^{d-1} r[k \cdot d + n,\tau] \cdot h[n] =$$

$$= \sum_{m=kd}^{kd+d-1} r[m,\tau] \cdot h[m-kd] = \sum_{m=kd}^{kd+d-1} r[m,\tau] \cdot h[d(k+1)-m-1],$$
(2.3.8)

что представляет собой свёртку с импульсной характеристикой h[k]=1, k=0..d-1 с последующей децимацией результата с шагом, равным длине dвременного окна. В выражении (2.3.8) $m=k \cdot d + n$, последнее равенство справедливо в силу симметричности последовательности h[k].



Рис. 2.11. «Сечение» взаимной функции неопределённости сигналов с OFDMмодуляцией. Отношение сигнал/шум: а) +3 дБ; б) -6 дБ

Поскольку ширина главного лепестка спектра прямоугольного окна ΔF связана с длиной окна *d* соотношением $\frac{d \cdot \Delta F}{f_s} \approx 1$, то при выборе длины окна (шага децимации) $d > d_{\text{max}}$ ширина полосы пропускания фильтра h[k] становится меньше полосы OFDM-сигнала $\Delta F < B$, что, в свою очередь, приводит к расширению основного корреляционного максимума и к увеличению амплитуды побочных максимумов во взаимной функции неопределённости (рис. 2.11). Кроме того, увеличению амплитуды побочных максимумов способствует уменьшение соотношения сигнал/шум [79].

Таким образом, в условиях значительного расширения спектральной полосы вследствие эффекта Доплера при достаточно большом размере блока d и при низком отношении сигнал/шум (ОСШ < 0) побочные максимумы взаимной функции неопределённости становятся сравнимыми по амплитуде с главным максимумом, что не позволяет дать состоятельную оценку взаимной временной задержке сигналов.

Для определения степени достоверности оценки временной задержки OFDM-сигналов по аналогии с разд. 2.2.1 предлагается использовать следующий безразмерный и не зависящий от энергии сигналов критерий [79]:

$$C = \frac{\max_{\tau} |S(\tau)| - |S(\tau)|}{\sqrt{\operatorname{var}(|S(\tau)|)}},$$
(2.3.9)

где $S(\tau)$ – «сечение» взаимной функции неопределённости сигналов (2.3.5), $\overline{|S(\tau)|}$ – среднее значение, вычисленное по данному «сечению», var $(|S(\tau)|)$ – дисперсия.

Принятие решения относительно обнаружения сигнала в исследуемом канале и, соответственно, степени достоверности оценки временной задержки производится сравнением текущего значения критерия (2.3.9) с пороговым значением, которое определяется на основе критерия Неймана-Пирсона по заданной вероятности ложной тревоги.

Влияние расширения спектральной полосы вследствие эффекта Доплера при различных величинах отношения сигнал/шум на степень выраженности главного максимума взаимной функции неопределённости исследовано на примере компьютерного моделирования OFDM-сигналов с шириной спектральной полосы 400 МГц с 512 поднесущими. На основе вычисления взаимной функции неопределённости определялась взаимная временная задержка сигналов при различных величинах доплеровского сдвига несущей частоты Δf_0 (учёт эффекта доплеровского расширения спектральной полосы производился на основе вычисления коэффициента расширения α , линейно связанного с Δf_0). Результаты моделирования представлены на рис. 2.12.



Рис. 2.12. Зависимость критерия (10) от величины доплеровского сдвига несущей частоты при величинах ОСШ: 1 – 0 дБ (1); 2 – -6дБ

При увеличении доплеровского сдвига и расширения спектра выраженность главного максимума взаимной функции неопределённости резко снижается, и в области $\Delta f_0 > 20$ кГц становится ниже порогового значения. Ввиду низкой выраженности главного максимума алгоритм прямого расчёта взаимной функции неопределённости широкополосных OFDM-сигналов для оценки взаимной временной задержки неприменим.

2.3.3. Алгоритм оценки взаимной временной задержи сигналов с OFDMмодуляцией на основе модификации вычисления взаимной функции неопределённости

Для оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с OFDM-модуляцией предлагается алгоритм, блок-схема которого представлена на puc. 2.13. По аналогии с обработкой сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой частоты алгоритм заключается в предварительном разделении принимаемых широкополосных OFDM-сигналов на отдельные узкополосные каналы методом цифровой полосовой фильтрации [70-71, 79]:

$$s_1^i[n] = \sum_{k=0}^{L} s_1[k] \cdot h_i[n-k], \ s_2^i[n] = \sum_{k=0}^{L} s_2[k] \cdot h_i[n-k],$$
(2.3.10)

и последующем вычислении «сечений» взаимной функции неопределённости (2.3.6) в полученных каналах.



Рис. 2.13. Блок-схема алгоритма оценки взаимной временной задержки ОFDM-сигналов

Целесообразно выделять физические частотные каналы, соответствующие конкретным поднесущим (центральная частота полосы пропускания фильтров $\{h_i[n]\}$ совпадает со значением поднесущих $f_i = \frac{B}{N} \cdot i$). Однако это сопряжено со следующими трудностями [79]:

 частотные каналы в OFDM-сигнале являются перекрывающимися, следовательно, невозможно точно выделить физический канал, соответствующий одной конкретной поднесущей. Наиболее ярко это проявляется, когда в сигнале присутствует доплеровский сдвиг и, как следствие, межчастотная интерференция не позволяет выделить конкретный частотный канал без помех от соседних каналов; синтез OFDM-сигналов при помощи обратного быстрого преобразования Фурье позволяет изменять протокол системы связи в процессе её работы путём изменения числа ненулевых поднесущих, добавления пилотных поднесущих и т.п. Вследствие этого предварительно синтезированные фильтры, настроенные на один набор поднесущих частот, не позволят выделить набор частотных каналов, соответствующий другому набору поднесущих.

Кроме того, при выделении большого числа частотных каналов, соответствующих различным поднесущим в OFDM-сигнале, необходим большой объем памяти для хранения отсчётов, и, как уже отмечалось выше, обработка большого числа сигналов существенно снижает вычислительную эффективность.

Для OFDM-сигналов предлагается выделять частотные узкополосные каналы s_k с произвольной центральной частотой $f_k \in [-B/2, B/2]$, ширину спектральной полосы B_k которых целесообразно выбирать таким образом, чтобы доплеровское расширение данной спектральной полосы было пренебрежимо мало для применения алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости $(B_i \ll f_0)$ [79]:

$$s_k(t) = F^{-1} \{ F\{s_1(t)\} \cdot W(f - f_k) \}, \qquad (2.3.11)$$

где $W(f) = \begin{cases} 1, 0 \le f \le B_k \\ 0 \end{cases}$ – частотное прямоугольное окно, выбираемое в качестве

частотной характеристики полосовых фильтров $h_k[n]$.

Для выделения узкополосных каналов на первом шаге алгоритма оценки временной задержки производится цифровая полосовая фильтрация входных сигналов, оцифрованных с частотой f_s , набором КИХ-фильтров (фильтров с конечной импульсной характеристикой). Число фильтров M в общем случае может выбираться произвольно, выбор минимально необходимого числа M исследуется ниже.

После выполнения полосовой фильтрации получаем набор относительно узкополосных сигналов в выделенных на первом шаге работы алгоритма

частотных каналах. Как и для сигналов с ППРЧ, эффективным алгоритмом фильтрации, который может быть подвергнут распараллеливанию, является алгоритм, основанный на теореме о свертке [68-72, 79-80]:

$$s_{1k}(t) = F^{-1} \{F\{s_1(t)\} \cdot F\{h_k(t)\}\}$$

$$s_{2k}(t) = F^{-1} \{F\{s_2(t)\} \cdot F\{h_k(t)\}\},$$
(2.3.12)

где $h_k(t)$ – импульсная характеристика k -го фильтра, F и F^{-1} – соответственно прямое и обратное преобразование Фурье.

Отметим, что доплеровский сдвиг в канале не должен приводить к выходу спектральной полосы данного канала за пределы полосы пропускания КИХфильтра. Следовательно, ширина полосы пропускания *B_k* фильтров должна удовлетворять соотношению [79]:

$$\frac{\Delta f_k}{B_k} \ll 1, \tag{2.3.13}$$

где Δf_k – величина доплеровского сдвига в k -м выделенном частотном канале.

Поскольку сигналы в выделенных каналах являются узкополосными, к ним вычисления «сечений» взаимной можно применить алгоритм функции неопределённости (2.3.5). При использовании вычислительно-эффективного алгоритма, допускающего распараллеливание, поскольку частота дискретизации сигналов много больше полосы узкополосного канала, и соотношение (2.3.13) выполняется, не происходит дополнительной фильтрации спектральной полосы сигнала. Однако вследствие влияния смежных частотных каналов при фильтрации и низкой скорости передачи в каналах ширина главного максимума взаимной функции неопределённости будет большой, и погрешность определения взаимной временной задержки увеличивается [1].

Для повышения степени выраженности главного максимума и уменьшения дисперсии оценки взаимной временной задержки предлагается подход, основанный на суммировании «сечений» взаимной функции неопределённости сигналов в узкополосных каналах, полученных на первом шаге алгоритма путем полосовой фильтрации. Таким образом, взаимная временная задержка оценивается следующим образом:

$$\tau^* = \arg \max_{\tau} \sum_{i=0}^{M-1} (S_i(\tau)), \qquad (2.3.14)$$

где $S_i(\tau)$ – «сечение» взаимной функции неопределённости в *i* -м выделенном узкополосном канале. Для определения достоверности оценки (2.3.14) вычисляется критерий (2.3.9). Если значение критерия превышает пороговое значение $C > C_{tr}$, то оценка (2.3.14) считается достоверной.

Исследование вероятности правильного определения взаимной временной задержки представленным алгоритмом от отношения сигнал/шум приведено в разделе 2.3.5.

2.3.4. Оценка взаимной временной задержки широкополосных сигналов с OFDM-модуляцией на основе нелинейной цифровой фильтрации

Предложенный в разделе 2.3.3 алгоритм оценки взаимной временной задержки сигналов с OFDM-модуляцией, основанный на модифицированном подходе к вычислению взаимной функции неопределённости, является устойчивым в условиях низкого отношения сигнал/шум и может иметь высокую вычислительную эффективность за счёт параллельной реализации алгоритма вычисления «сечений» взаимной функции неопределённости. Однако при разбиении принимаемых сигналов на требуемое для устойчивой работы число узкополосных каналов требуется значительный объём памяти.

Таким образом, представляется целесообразным разработать более эффективный по сравнению с вычислением взаимной функции неопределённости алгоритм оценки взаимной временной задержки широкополосных OFDM-сигналов.

В работах [82-84] предложены алгоритмы оценки взаимной временной задержки узкополосных сигналов, основанные на нелинейной цифровой фильтрации. Данные методы позволяют эффективно компенсировать доплеровское смещение в спектрах сигналов и являются устойчивыми в условиях

низкого отношения сигнал/шум, коротких выборок принимаемых сигналов и низкой скорости передачи.

Предлагается модифицировать предложенный в разделе 2.3.3 алгоритм (рис. 2.13), заменив блоки обработки выделенных узкополосных каналов путём вычисления взаимной функции неопределённости на блоки, выполняющие нелинейную цифровую фильтрацию полученных каналов.

В [84] предложен квадратичный фильтр, основанный на обобщении подхода минимальной дисперсии Кейпона. Подход Кейпона заключается в построении линейного фильтра, дисперсия выходного сигнала которого минимальна при условии единичного коэффициента пропускания на заданной частоте [85]:

$$\vec{c}^{H}\vec{e}(f_{0}) = 1, \ \vec{c}^{H}R_{xx}\vec{c} \to \min,$$
 (2.3.15)

где индекс *H* обозначает эрмитово сопряжение, \vec{c} – вектор коэффициентов фильтра, $\vec{e}(f_0)$ – вектор комплексных экспонент, компоненты которого равны $e_k(f_0) = \exp(j2\pi f_0 k)$, k – индекс компоненты, R_{xx} – автокорреляционная матрица гармонического сигнала с частотой f_0 . Аналитическое решение данной задачи получается путём условной минимизации дисперсии на выходе фильтра (2.3.15) методом неопределённых множителей Лагранжа и может быть записано следующим образом [84-85]:

$$\vec{c} = \frac{R_{xx}^{-1}\vec{e}(f_0)}{\vec{e}^H(f_0)R_{xx}^{-1}\vec{e}(f_0)}$$
(2.3.16)

где R_{xx}^{-1} – матрица, обратная корреляционной матрице R_{xx} .

При этом предполагается, что автокорреляционная матрица невырождена, а число коэффициентов фильтра N определяется рангом матрицы. Увеличение параметра N при вычислении автокорреляционной матрицы по обрабатываемому сигналу делает оценку коэффициентов фильтра Кейпона неустойчивой, что создаёт препятствия для практической реализации метода минимальной дисперсии в задачах фильтрации сигналов [84]. Тем не менее, идея метода Кейпона может служить основой для построения нелинейных фильтров, лишённых отмеченных выше ограничений.

На основе линейного фильтра (2.3.16) может быть построен квадратичный фильтр, выходной сигнал которого определяется выражением [84]:

$$y[n] = \frac{\vec{x}^{H}[n] R_{xx}^{-1} \vec{x}[n]}{\vec{e}^{H}(f_{0}) R_{xx}^{-1} \vec{e}(f_{0})} \exp(-j2\pi f_{0}n), \qquad (2.3.17)$$

экспоненциальный множитель начальной где отвечает за учёт фазы обрабатываемого сигнала. На практике осуществить учёт данного множителя оказывается достаточно трудно. Отказ от него приводит к незначительному (для низких соотношений сигнал/шум) ухудшению вида выходного сигнала. Вычисление обратной матрицы при произвольном порядке фильтра должно быть вычислением псевдообратной заменено матрицы Мура-Пенроуза [85]. Знаменатель выражения (2.3.17) представляет собой нормировочный множитель и для простоты вычислений может быть опущен. В результате для выходного сигнала фильтра получаем следующее выражение [84, 86-87]:

$$y[n] = \vec{x}^{H}[n]R_{xx}^{\#}(f_{0})\vec{x}[n], \qquad (2.3.18)$$

где $R_{xx}^{\#}(f_0)$ – матрица, псевдообратная по отношению к автокорреляционной матрице гармонического сигнала частоты f_0 .

Квадратичный фильтр (2.3.18) является узкополосной фильтрующей системой [84], поэтому он может быть основой для формирования алгоритма обработки узкополосных сигналов.

Для определения временной OFDM-сигналов взаимной задержки модифицированный разбиении предлагается алгоритм, основанный на широкополосных сигналов Mчастотных с последующим на каналов применением нелинейной фильтрации к сигналам в этих каналах (рис. 2.14). В качестве фильтра используется квадратичный фильтр, основанный на обобщении подхода минимальной дисперсии Кейпона.



Рис. 2.14. Блок-схема модифицированного алгоритма оценки взаимной временной задержки OFDM-сигналов с применением квадратичной фильтрации

Пары выходов квадратичных фильтров y_{1k} , y_{2k} , полученные на основе (2.3.18), поступают на корреляторы, на выходе которых получаются взаимные корреляционные функции данных сигналов [86-87]:

$$R_k(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N_1 - 1} y_{1k}[k] \cdot y_{2k}^*[k + \tau].$$
 (2.3.19)

Аналогично подходу с использованием взаимной функции неопределённости для повышения выраженности главного максимума взаимной корреляционной функции предлагается провести суммирование корреляционных функций сигналов по всем выделенным узкополосным каналам. Таким образом, искомая временная задержка оценивается по положению максимума суммы взаимных корреляционных функций [86]:

$$\tau^* = \arg \max_{\tau} \sum_{k=1}^{M} |R_k(\tau)|.$$
 (2.3.20)

2.3.5. Результаты моделирования

Исследование характеристик алгоритмов оценки взаимной временной задержки сигналов с OFDM-модуляцией проведено путём компьютерного моделирования. Параметры моделируемых сигналов [76]:

- ширина полосы $B = 400 \text{M} \Gamma$ ц;
- частота несущей $f_0 = 1 \Gamma \Gamma \mu$;
- число поднесущих (включая неиспользуемые и пилотные) N = 512.

При моделировании эффекта Доплера задавался доплеровский сдвиг несущей (центральной) частоты $\Delta f_0 = 10...50$ кГц, далее рассчитывался коэффициент доплеровского расширения полосы $\alpha = v/c = \Delta f_0 / f_0$. Моделирование расширения спектральной полосы производилось путём выполнения передискретизации исходного сигнала в $(1 + \alpha)$ раз на основе сплайнинтерполяции [79, 88].

Далее применялся предложенный алгоритм оценки взаимной временной задержки на основе вычисления взаимной функции неопределённости и его модификация на основе квадратичной фильтрации. Для этого сигнал разбивался на M частотных каналов, и для полученных каналов строились «сечения» взаимной функции неопределённости. При этом, как описано выше, выделяемые каналы не соответствуют физическим поднесущим OFDM-сигнала, а их количество M и значения центральных частот являются параметрами моделирования.

На рис. 2.15 представлены «сечения» взаимной функции неопределённости одного канала (M = 1) и суммы каналов при M = 10 и M = 50. Отношение сигнал/шум в исследуемом сигнале $OCIII = -3 \, \text{дБ}$ (рис. 2.15а) и -15 дБ (рис. 2.15б). Ширина полосы сигнала в одном канале на основе выражения

(2.3.13) была принята $B_k = 5$ МГц. При низком ОСШ по «сечению» взаимной функции неопределённости сигналов в одном канале невозможно достоверно определить взаимную временную задержку ввиду низкого значения критерия достоверности (2.3.9), и, соответственно, слабой выраженности главного максимума (рис. 2.15). Суммирование «сечений» в узкополосных каналах позволяет повысить степень выраженности главного максимума за счёт усреднения побочных максимумов, обусловленных влиянием шума и межчастотной интерференцией при фильтрации [79].



Рис. 2.15. Вид «сечений» взаимной функции неопределённости выделяемых из OFDMсигналов узкополосных каналов. Число выделяемых каналов *M*=1,10,50. Отношение сигнал/шум а) -3 дБ б) -15 дБ

При постоянной ширине полосы каналов выраженность главного максимума суммы «сечений» взаимной функции неопределённости возрастает при увеличении числа каналов M (рис. 2.15) [79]. На рис. 2.16 представлена зависимость критерия обнаружения (2.3.10), рассчитанного по сумме «сечений» взаимной функции неопределённости от числа узкополосных каналов при различных значениях ОСШ. При $M \ge 10$ функция C(M) выходит на насыщение.

Исходя из этого для каждой ширины полосы каналов B_k можно определить эффективное значение числа M. Так, при ширине полосы каналов $B_k = 5 \text{ MF}$ ц достаточно произвести выделение 10 частотных каналов для получения хорошо выраженного максимума, по положению которого можно дать состоятельную оценку взаимной временной задержки OFDM-сигналов [79].



Рис. 2.16. Зависимость критерия обнаружения (2.3.10) от числа узкополосных каналов. Величина ОСШ: 1 – 0 дБ; 2– -6 дБ; 3 – -10 дБ; 4 – -15 дБ

Для определения вероятности попадания в доверительный интервал оценки взаимной временной задержки сигналов проведено статистическое исследование алгоритма. Проведено моделирование OFDM-сигналов с параметрами, схожими с параметрами сигналов протокола Link-16 (51 поднесущая в полосе шириной 250 МГц). Сигналы разбивались на M = 51 узкополосный канал с шириной полосы 5 МГц, определялась взаимная временная задержка с помощью предложенного выше алгоритма.

Оценка временной задержки считается достоверной при превышении значения критерия (2.3.9) порогового значения. Используемый в алгоритме моделирования порог принятия решения определялся методом статистического моделирования на основе критерия Неймана-Пирсона с вероятностью ложной тревоги $p_0 = 10^{-2}$. Доверительный интервал выбран равным $\Delta t = T/N$, где T - длительность передачи одного OFDM-символа, N - число поднесущих (включая

нулевые и пилотные). Для каждого значения ОСШ проведено усреднение по 1000 реализациям, в результате чего оценивалась доверительная вероятность *P* [79]. График зависимости *P* от ОСШ для алгоритма, основанного на непосредственном вычислении функции неопределенности, и для предложенного алгоритма приведен на рис. 2.17, где также показаны аналогичные зависимости для сигналов с ППРЧ (разд. 2.2.4).



Рис. 2.17. Зависимость вероятности правильного определения временной задержки от величины ОСШ в исследуемом сигнале:

- 1 OFDM-сигнал с разделением на каналы;
- 2 OFDM-сигнал без разделения на каналы;
- 3 ППРЧ-сигнал с разделением на каналы;
- 4- ППРЧ-сигнал без разделения на каналы

Как видно из рис. 2.17, вероятность попадания в доверительной интервал оценки взаимной временной задержки OFDM-сигнала при помощи алгоритма с разделением на узкополосные каналы существенно превосходит аналогичную вероятность OFDM-сигнала при помощи алгоритма, основанного на непосредственном вычислении взаимной функции неопределённости в области ОСШ от 5 дБ до 0 дБ. В области от -15 дБ до -5 дБ предложенный алгоритм позволяет оценивать временную задержку с некоторой вероятностью, в то время как алгоритм без разделения OFDM-сигнала на узкополосные каналы не позволяет обнаруживать сигнал. Сравнение зависимостей для ППРЧ и OFDMсигналов показывает, что вероятность попадания в доверительный интервал оценок временной задержки сигналов с ППРЧ при одинаковых условиях (доплеровский сдвиг и доплеровское расширение, ОСШ) ниже аналогичной вероятности для OFDM-сигналов со схожими параметрами (число физических частотных каналов и ширина полосы). Это связано с тем, что физические каналы ППРЧ-сигналов собой представляют сигналы с MSК-манипуляцией, корреляционные свойства которых хуже, чем у сигналов с ФМн-манипуляцией, ОFDМ-сигналов, используемых при синтезе К тому же длительность информационных символов ППРЧ-сигналов меньше длительности OFDMсимволов.

Для исследования предложенного модифицированного алгоритма оценки взаимной временной задержки сигналы в каждом канале подвергались предварительной нелинейной фильтрации (2.3.18). Для полученных сигналов вычислялись взаимные корреляционные функции (2.3.19), затем в соответствии с (2.3.20) оценивалась взаимная временная задержка.

На рис. 2.18 представлен вид взаимной корреляционной функции выходов нелинейного фильтра одной пары узкополосных каналов при значении доплеровского сдвига несущей частоты $\Delta f = 30 \,\mathrm{kFu}$ и различных величинах ОСШ.

Выраженность главного максимума взаимной корреляционной функции отфильтрованных узкополосных сигналов снижается при уменьшении ОСШ (рис. 2.18), как и при применении взаимной функции неопределённости. В соответствии с (2.3.20) в процессе моделирования рассчитывалась суммарная взаимная корреляционная функция нескольких пар выделенных узкополосных каналов [86]. Результаты представлены на рис. 2.19 при M = 5,10и различных величинах ОСШ.



Рис. 2.18. Взаимная корреляционная функция одной пары выходов квадратичного фильтра *y*_{1k}, *y*_{2k}. Отношение сигнал/шум:



Рис. 2.19. Вид суммарной взаимной корреляционной функции отфильтрованных сигналов в *М* узкополосных каналах. ОСШ: а) -3 дБ; б) -10 дБ



Рис. 2.20. Зависимость критерия обнаружения (2.3.10) от числа узкополосных каналов. Величина ОСШ: 1 – 0 дБ; 2– -3 дБ; 3 – -6 дБ; 4 – -10 дБ



Рис. 2.21. Зависимость вероятности попадания в доверительный интервал оценки временной задержки от величины ОСШ в исследуемом сигнале:

1 – Взаимная функция неопределённости;

2 – Взаимная функция неопределённости с разделением на узкополосные каналы;

3 – Алгоритм, основанный на нелинейной фильтрации

На рис. 2.20 представлена зависимость критерия обнаружения (2.3.9), рассчитанного по сумме взаимных корреляционных функций отфильтрованных сигналов в узкополосных каналах от числа узкополосных каналов при различных значениях ОСШ (аналогично рис. 2.16). В отличие от использования взаимной

функции неопределённости для получения хорошей выраженности главного максимума взаимной корреляционной функции требуется выделение от 15 узкополосных каналов (функция C(M) выходит на насыщение при $M \ge 15$). Кроме того, в отличие от алгоритма с использованием взаимной функции неопределённости, предельное значение критерия выраженности C сильно зависит от отношения сигнал/шум, что позволяет эффективно использовать данный алгоритм только при ОСШ не менее -6 дБ.

Вероятность правильной оценки взаимной временной задержки OFDMсигналов на основе приведённого алгоритма с разделением сигнала на узкополосные каналы и применением квадратичной фильтрации (рис. 2.21, кривая 3), существенно превосходит аналогичную вероятность правильного определения временной задержки на основе непосредственного расчёта взаимной функции неопределённости (рис. 2.21, кривая 1) в области ОСШ от -13 до 0 дБ. В области от -15 дБ до -5 дБ модифицированный алгоритм позволяет оценивать временную задержку с вероятностью, меньшей, чем при использовании взаимной функции неопределённости в выделенных узкополосных каналах (рис. 2.21, кривая 2).

Таким образом, предложенная модификация с использованием нелинейной фильтрации эффективна при ОСШ>-5 дБ, поскольку алгоритм квадратичной фильтрации превосходит по вычислительной эффективности алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости, при этом при одинаковом числе выделяемых узкополосных каналов (от 10 до 15) критерий обнаружения значительной превосходит пороговое значение, и вероятности попадания в доверительный интервал оценки взаимной временной задержки одинаковы.

2.4. Выводы

В данной главе рассмотрена задача оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов в условиях влияния эффекта Доплера, приводящего к сдвигу и масштабированию спектров сигналов, а также в условиях низкого отношения сигнал/шум.

Разработан алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости узкополосных сигналов в задаче определения взаимной временной задержки в условиях априорной неопределённости несущей частоты. В условиях, когда влиянием масштабирования спектра можно пренебречь, алгоритм позволяет оценивать взаимные временные задержки в масштабе времени, близком к допускает распараллеливание реальному, поскольку И реализацию вычислительных системах С параллельной архитектурой. Предложена эффективная модификация алгоритма, позволяющая обрабатывать выборки большой длины путём разбиения взаимной функции неопределённости на блоки. Данный алгоритм положен в основу методов определения взаимной временной задержки широкополосных сигналов, описанных в настоящей главе.

Предложен алгоритм определения взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Поскольку такие сигналы обладают широкой спектральной полосой, прямой метод построения и анализа взаимной функции неопределённости не даёт состоятельной оценки взаимной временной задержки. Суть алгоритма состоит в разделении ППРЧ-сигнала на отдельные частотные каналы, соответствующие возможным несущим частотам, и последующем вычислении взаимной функции неопределённости сигналов в каждом канале. Суммирование «сечений» функции неопределённости по всем каналам позволяет повысить вероятность правильной оценки взаимной временной задержки (вероятность попадания в доверительный интервал) при низких отношениях сигнал/шум (например, на уровне -5 дБ вероятность правильного определения взаимной временной задержки повышается примерно в 9 раз).

Предложен алгоритм определения взаимной временной задержки сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM) с учётом специфики формирования данных сигналов. Суть алгоритма заключается в разделении OFDM-сигнала на частотные каналы произвольной ширины и на произвольной частоте. Суммирование «сечений» функции неопределённости по всем каналам позволяет повысить вероятность правильной оценки взаимной временной задержки сигналов.

Предложен вычисления взаимной алгоритм временной задержки, основанный на применении нелинейной цифровой фильтрации выделенных узкополосных каналов. Вероятность правильного определения взаимной временной задержки на основе данного алгоритма при ОСШ<0 сравнима с аналогичной вероятностью определения задержки методом, основанным на применении взаимной функции неопределённости. Однако предложенный алгоритм обладает лучшей вычислительной эффективностью по сравнению с более трудоёмким алгоритмом на основе расчёта взаимной функции неопределённости и вследствие этого может быть использован при определении взаимных временных задержек в области ОСШ выше -5 дБ.

Предложенные и описанные в данной главе методы и алгоритмы цифровой обработки широкополосных сигналов могут быть применены для оценки навигационных параметров в задаче определения местоположения источника радиоизлучения методами пассивной пеленгации. Возможность параллельной реализации предложенных алгоритмов на графических процессорах позволит решать задачу оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов в реальном масштабе времени.

Глава 3. Оценка местоположения источников излучения в широкополосных системах связи

В настоящей главе представлены алгоритмы решения задач определения местоположения источника излучения в спутниковых системах связи. В качестве метода решения выбран разностно-дальномерный метод, требующий оценки взаимных временных задержек распространения сигналов, которые могут оцениваться с применением подходов, описанных во второй главе диссертации. Предложен метод определения временных задержек распространения сигналов в случае наличия нескольких источников излучения в системе связи с кодовым разделением доступа. Поскольку при решении данной задачи на основе вычисления взаимных корреляционных функций возникает неоднозначность определения временных задержек, необходим эффективный метод устранения неоднозначности.

3.1. Разностно-дальномерный метод определения местоположения источника излучения

Одной из основных тенденций развития современной радиолокации и радионавигации является переход К многопозиционным системам И использованию в составе таких систем искусственных спутников земли (ИСЗ). ИСЗ выполняют роль ретрансляторов сигналов от наземных источников. Обработка может производиться как на борту космического аппарата, так и на наземном комплексе. Многопозиционные системы обладают рядом преимуществ, такими как высокая точность определения положения объектов, высокая разрешающая способность и многими другими, связанными с большим фиксируемой информации об объекте. К количеством единовременно многопозиционных достоинствам спутниковых систем можно отнести глобальность рабочей зоны и непрерывность производимых измерений.

Многопозиционные пассивные системы позиционирования (местоопределения) источников радиоизлучения (ИРИ) осуществляют синхронизированный во времени прием в нескольких разнесенных в пространстве точках сигнала ИРИ. При решении задач определения координат (местоположения) источника радиоизлучения по измеренным (навигационным) параметрам традиционно выделяют по типу измеряемой величины угломерные, дальномерные методы, методы измерения скоростей, а также различные комбинации данных методов [1, 89].

Определение координат источника (x_M, y_M, z_M) проводится на основе решения системы нелинейных уравнений, связывающих неизвестные координаты источника с измеряемыми параметрами, и обычно сводится к задаче глобальной оптимизации вида [90]

$$(\hat{x}_M, \hat{y}_M, \hat{z}_M) = \arg\min_{\vec{\lambda} \subset \Lambda} \Phi(x_M, y_M, z_M, \vec{\lambda}), \qquad (3.1.1)$$

где $\Phi(\cdot)$ характеризует меру близости функциональной зависимости координат модельных параметров и измеренных навигационных параметров $\vec{\lambda}$.

Дальномерные методы определения местоположения источника излучения основаны на измерении расстояний между источником и приемниками сигналов. Данные методы подразделяются на [1, 89]:

- дальномерный метод;

- суммарно-дальномерный метод;

- разностно-дальномерный метод.

Одним из наиболее широко применяемых пассивных методов определения местоположения источника радиоизлучения является разностно-дальномерный метод, навигационным параметром которого является величина взаимной временной задержки пары принятых сигналов.

Разностно-дальномерный метод основан на измерении разности расстояний $\Delta R = R_{AM} - R_{BM}$ между точкой излучения (*M*) и несколькими точками приема сигнала (*A*, *B*) (рис. 3.1). Для измерения ΔR определяют разность времени приема сигналов от ИРИ для двух приёмников (спутников) *A* и *B*. Линию, соединяющую приёмники *A* и *B*, называют базой.



Рис. 3.1. Линия положения а) и пересечение двух линий положения б) разностнодальномерного метода на фиксированной плоскости

Измеряемая разность дальностей:

$$\begin{cases} \Delta R = R_{AM} - R_{BM} = c(t_{AM} - t_{BM}) = c\tau \\ R_{AM} = \sqrt{(x_A - x_M)^2 + (y_A - y_M)^2 + (z_A - z_M)^2} \\ R_{BM} = \sqrt{(x_B - x_M)^2 + (y_B - y_M)^2 + (z_B - z_M)^2} \end{cases},$$
(3.1.2)

где t_{AM} , t_{BM} – времена распространения сигнала от источника M к приёмникам A и B соответственно, τ – временная задержка распространения сигнала к приёмнику A относительно B.

Измерение разности расстояний, пропорциональной временному сдвигу τ сигналов полученных на спутниках A и B, позволяет найти лишь поверхность положения, соответствующую этой разности и имеющую форму гиперболоида:

$$\Delta R = R_{AM} - R_{BM} = const \tag{3.1.3}$$

или в системе декартовых координат, с началом отсчета в центре базы, ось *х* которой направлена вдоль базы:

$$\frac{x^2}{a_M^2} - \frac{y^2}{b_M^2} + \frac{z^2}{c_M^2} = 1, \qquad (3.1.4)$$

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

Местоположение ИРИ находится из решения системы уравнений как точка пересечения как минимум трех поверхностей положения [1, 64, 89-92]:

$$\sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2} - \frac{\sqrt{(x_2 - x_M)^2 + (y_2 - y_M)^2 + (z_2 - z_M)^2}}{\sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}} = c\tau_{12} - \frac{\sqrt{(x_3 - x_M)^2 + (y_3 - y_M)^2 + (z_3 - z_M)^2}}{\sqrt{(x_1 - x_M)^2 + (y_1 - y_M)^2 + (z_1 - z_M)^2}} = c\tau_{13} - \frac{\sqrt{(x_4 - x_M)^2 + (y_4 - y_M)^2 + (z_4 - z_M)^2}}{\sqrt{(x_4 - x_M)^2 + (y_4 - y_M)^2 + (z_4 - z_M)^2}} = c\tau_{14}$$
(3.1.5)

Если ИРИ расположен на поверхности Земли, то для определения его местоположения третье уравнение системы (3.1.5) можно заменить уравнением Земной поверхности. В простейшем приближении земной поверхности линии положения на ней будут иметь вид гипербол (рис. 3.1). Для определения местоположения источника в пространстве необходима группировка минимум из четырёх спутников [90, 93-94].

Важно заметить, что все базы должны быть расположены под углом друг к другу для обеспечения однозначности определения точки пересечения поверхностей положения.

Точность разностно-дальномерной системы выше точности угломерной и приближается к точности дальномерной. Явным достоинством такой схемы является отсутствие необходимости знать момент начала излучения источника, а, следовательно, удобство применения данного метода в пассивной пеленгации.

Ошибку определения местоположения объекта на поверхности Земли можно оценить на основе выражения:

$$\sigma_r = \frac{c\sigma_\tau \sqrt{\sin^2\left(\frac{\varphi_1}{2}\right) + \sin^2\left(\frac{\varphi_2}{2}\right)}}{2\sin(\theta)\sin\left(\frac{\varphi_1}{2}\right)\sin\left(\frac{\varphi_2}{2}\right)}$$
(3.1.6)

где φ_1 , φ_2 – углы, под которыми видны базы из местоположения объекта, θ – угол пересечения линий положения [1].

Для решения уравнений (3.1.5) необходимо знать взаимные временные задержки сигналов, принятых парой приемников и координаты этих приемников,

соответственно. Для измерения взаимных временных задержек при наличии априорной неопределённости частотных параметров распространяющихся сигналов могут быть применены алгоритмы, описанные в главе 2.

Для решения нелинейных уравнений вида (3.1.5) определения координат источника излучения используют статистические методы оценивания [91]. Наиболее прост в реализации итерационный метод наименьших квадратов, который позволяет по единичному измерению временных задержек оценивать координаты источника. Данный метод [91-92] представляет собой итерационный процесс, на каждом шаге которого рассчитывается вектор невязок, по которому уточняются значения координат источника.

Итерационные методы решения системы вида (3.1.5) могут быть неустойчивы к погрешностям определения взаимных временных задержек вследствие низкого отношения сигнал/шум, кроме того, данные методы используют численные схемы дифференцирования, что также сказывается на устойчивости решения. В работе используется наиболее общий метод решения системы (3.1.5), заключающийся в сведении задачи к процедуре многомерной оптимизации.

Вычисляя квадратичную ошибку между правой и левой частями уравнений (3.1.5) и суммируя по количеству уравнений в системе получаем функционал [90, 93-94]:

$$\Phi(x, y, z, \vec{\tau}) = \sum_{i=2}^{N} (R_1(x, y, z) - R_i(x, y, z) - c \tau_{1i})^2, \qquad (3.1.7)$$

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, N – число уравнений системы (3.1.5). Координаты источника (x_M, y_M, z_M) являются аргументами, минимизирующими этот функционал:

$$(x_M, y_M, z_M) = \arg\min_{x, y, z} \Phi(x, y, z, \vec{\tau}).$$
 (3.1.8)

Таким образом, решение задачи определения координат источника излучения разностно-дальномерным методом может быть сведено к многомерной оптимизации функционала (3.1.7-3.1.8). В работе используется численный метод многомерной оптимизации Хука-Дживса [95].

3.2. Определение местоположения источника излучения в широкополосных системах связи на основе вычислительно эффективного алгоритма расчёта взаимных временных задержек

В работе проведено решение задачи определения местоположения разностно-дальномерным методом на основе моделирования распространения сигналов в спутниковой системе и алгоритма определения взаимных временных задержек распространения данных сигналов.

Проведено компьютерное моделирование пассивной многопозиционной спутниковой системы. Моделировалась малая группировка из четырёх спутников, схематично изображённая на рис. 3.2. Два спутника находятся друг за другом двух круговых орбитах, наклонения которых отличаются на величину ~1°. Средняя база системы (расстояние между двумя спутниками) выбрано B = 100км, высота орбит H = 1000км, погрешность задания координат спутников $|\Delta \vec{r}| \sim 100$ м.





Рис. 3.2. Моделируемая спутниковая группировкаа) Схематичное изображение в пространствеб) Проекция траекторий движения спутников на поверхность Земли

Один из спутников принимался за опорный, а взаимные временные задержки, которые впоследствии вносились в распространяющиеся в системе сигналы, рассчитывались на основе выражения:

$$\tau_i = \frac{1}{c} (R_i - R_1), \qquad (3.2.1)$$

где c – скорость света, R_i , i=1..4 – расстояние (наклонная дальность) от источника, имеющего координаты (x_M, y_M, z_M) до i-го спутника, координаты $\vec{r}_i = (x_i, y_i, z_i)$ которого генерировались в пределах заданной погрешности: $(\vec{r}_i \pm \Delta \vec{r}_i)$.

Коэффициент $\alpha = \frac{V}{c}\cos\theta$, на основе которого рассчитывалось доплеровское смещение и масштабирование спектра (1.3.10), рассчитывался исходя из заданной скорости движения спутников и геометрии системы.

Координаты источника излучения по известным временных задержкам (3.2.1) и координатам спутников находятся из решения системы нелинейных уравнений (3.1.5) как точка пересечения поверхностей положения. Решение данной системы сводилось к минимизации функционала суммы квадратов ошибок (3.1.7).

Выбор начального приближения при оптимизации не унимодального функционала (3.1.7) может быть основан на предположении, что излучающий объект находится в области видимости всех приемников, зафиксировавших сигнал. В этом случае, начальное приближение выбирается на поверхности Земли, в любой точке пересечения областей видимости приемников. Согласно данному предположению, точка внутри пересечения областей видимости спутников с радиус-вектором \vec{R} может задаваться следующим выражением [64, 94]:

$$\begin{cases} \vec{R} = \frac{\vec{r}_{c}}{|\vec{r}_{c}|} R_{3}; \\ \vec{r}_{c} = \arg\min_{\vec{r}} \left(\sum_{i=1}^{N} \left(\frac{\vec{r}_{i}}{|\vec{r}_{i}|} R_{3} - \vec{r} \right)^{2} \right), \end{cases}$$
(3.2.2)

где \vec{r}_i – радиус векторы спутников, зафиксировавших сигнал, R_3 – радиус Земли. Данное начальное приближение в подавляющем большинстве случаев оказывается достаточно близко к глобальному оптимуму функционала (3.1.7), что позволяет быстро и точно определять координаты излучающего объекта. В качестве численного алгоритма поиска локального минимума функционала (3.1.7) выбран метод Хука-Дживса [95].

На основе компьютерного моделирования проведено исследование зависимости среднеквадратичного отклонения (СКО) оценки определения местоположения источника радиоизлучения *S* от погрешностей определения координат спутников и погрешности определения взаимных временных задержек. Среднеквадратическое отклонение рассчитывалось на основе выражения:

$$S = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N} \left| \vec{r}_{Mk} - \vec{\vec{r}}_{M} \right|^{2}}, \qquad (3.2.3)$$

где усреднение проводилось по N = 1000 реализациям, \vec{r}_M – среднее арифметическое определяемого местоположения.



Рис. 3.3. Зависимость СКО оценки местоположения разностно-дальномерным методом от погрешности определения координат спутников



Рис. 3.4. Зависимость СКО оценки местоположения разностно-дальномерным методом от погрешности определения взаимных временных задержек

На рис. 3.3 представлена зависимость среднеквадратического отклонения (3.2.3) от погрешности определения координат спутников, обусловленной влиянием различных факторов на траектории движения спутников.

На рис. 3.4 представлена зависимость среднеквадратического отклонения (3.2.3) от погрешности оценки взаимных временных задержек, обусловленной влиянием шумов и точностью алгоритмов оценки.

Разностно-дальномерный метод обеспечивает потенциальную точность порядка 200-300 м при неточности задания координат спутников порядка 100 м (рис. 3.3). При этом с увеличением погрешности среднеквадратическое отклонение оценки местоположения возрастает. При неточности определения задержки порядка 100 нс (что при частоте дискретизации 400 МГц соответствует 40 отсчётам) СКО оценки местоположения составляет порядка 1 км (рис. 3.4). Погрешности на рис. 3.3 и рис. 3.4 определялись путем статистического моделирования.

Таким образом, при использовании группировки из четырёх спутников, параметры которой представлены выше, разностно-дальномерный метод может обеспечивать точность определения местоположения не менее 1 км.

3.2.1. Определение местоположения источника излучения на основе вычислительно эффективного алгоритма расчёта временных задержек узкополосных сигналов

На основе предложенного в разделе 2.1 алгоритма расчёта взаимной функции неопределённости рассчитывались взаимные временные задержки τ_i , которые затем использовались в качестве навигационных параметров при решении системы уравнений разностно-дальномерного метода (3.1.5).

В процессе моделирования с использованием разностно-дальномерного метода местоопределения источника излучения генерировались узкополосные сигналы в виде квадратурных компонент с использованием BPSK-манипуляции:

$$s_{1}(t) = \exp(j(\pi b(t) + \varphi_{0})) + \eta(t),$$

$$s_{i}(t) = \exp(j(\pi b(t - \tau_{i})) + \varphi_{0}) \exp(j2\pi\alpha_{i}f_{0}t) + \xi_{i}(t),$$
(3.2.4)

где $s_1(t)$ – сигнал, принимаемый опорным спутником, $s_i(t)$ – сигнал, принимаемый *i*-м спутником, $b(t) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k W \left(t - \frac{k}{Br} \right)$, $W(t) = \begin{cases} 1, 0 \le t \le \frac{1}{Br} & -0 \\ 0 & 0 \end{cases}$ функция прямоугольного окна, b_k – значение k-го бита информации (0 или 1), Br – скорость передачи данных, $\varphi_0 \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ – случайный начальный фазовый сдвиг, $\eta(t)$ – аддитивный белый гауссов шум в опорном канале (ОСШ=+10 дБ), α_i – коэффициент доплеровского смещения частоты для *i*-го приемника, f_0 – несущая частота, $\xi_i(t)$ – шум в исследуемом канале.

Моделировались сигналы с MSK-манипуляцией:

$$s_{1}(t) = \exp\left\{j\frac{\pi}{2}\cdot\left(\sum_{k=0}^{N-1}b_{k} + Br\cdot t\cdot b_{N} - b_{N}\cdot(N-1)\right)\right\},$$

$$s_{i}(t) = \exp\left\{j\frac{\pi}{2}\cdot\left(\sum_{k=0}^{N-1}b_{k-m_{i}} + Br\cdot t\cdot b_{N-m_{i}} - b_{N-m_{i}}\cdot(N-1)\right)\right\}.$$

$$(3.2.5)$$

$$\cdot \exp(j2\pi\alpha_{i}f_{0}t)$$

где $b(t) = \sum_{i=0}^{\infty} W \left(t - \frac{i}{Br} \right) b_i$, $\{b_i\}$ – последовательность бит передаваемой информации $(b_i = -1)$, если текущий передаваемый бит является нулевым, $b_i = 1$, если текущий передаваемый бит является единичным), $N = 1 + [t \cdot Br]$ – номер передаваемого в момент времени t бита ($[\cdot]$ – операция взятия целой части от числа), $m_i = \tau_i \cdot Br$ – индекс начала битовой последовательности опорного сигнала в исследуемом. Моделируемые сигналы имели скорость передачи данных Br = 10 кбит/с и оцифровывались с частотой дискретизации $f_s = 300$ кГц.

На основе компьютерного моделирования проведено исследование зависимости среднеквадратичного отклонения оценки определения местоположения источника радиоизлучения S от уровня шума (ОСШ) в 96]. Среднеквадратическое сигналах [90. исследуемых отклонение рассчитывалось на основе (3.2.3), усреднение проводилось по N = 1000реализациям.

На рис. 3.5 представлены зависимости среднеквадратического отклонения *S* от отношения сигнал/шум в исследуемом канале. Моделирование зависимостей, представленных на рис. 3.5, проводилось на основе определения координат источника с использованием многомерной оптимизации функционала (3.1.7) и взаимных временных задержек, оцениваемых представленным вычислительно-эффективным методом расчета функции неопределенности для сигналов с фазовой (BPSK) и частотной (MSK) цифровой модуляцией с длительностью реализаций опорного и исследуемого сигналов соответственно 16384 и 32768 (отсчетов) [90, 96]. Отношение сигнал/шум в опорном сигнале составляло +10 дБ, в исследуемом сигнале ОСШ изменялось в диапазоне от -30 дБ до +10 дБ. Значения по вертикальной оси отложены в логарифмическом масштабе.



Рис. 3.5. Зависимость СКО оценки координат от отношения сигнал/шум

Анализ полученных результатов показывает устойчивую работу алгоритма определения местоположения источника излучения при низком отношении сигнал/шум в каналах связи (до -15дБ) и изменении частотных характеристик сигнала вследствие эффекта Доплера, достигаемую за счет применения универсального алгоритма построения и анализа функции неопределенности [90].

Характерные значения СКО определения координат источника излучения составили для узкополосных BPSK сигналов ~1 км и MSK сигналов ~3 км. Ухудшение точности определения координат источника радиоизлучения при использовании MSK сигналов непосредственно связано с типом модуляции – дополнительное изменение частотных характеристик сигнала во времени приводит к увеличению уровня побочных максимумов функции неопределенности, что понижает эффективность предложенного алгоритма [90].

3.2.2. Определение местоположения источника излучения на основе вычислительно эффективного алгоритмов оценки временных задержек широкополосных сигналов

B процессе моделирования проведено исследование устойчивости разностно-дальномерного метода в системах СВЯЗИ С псевдослучайной скачкообразной перестройкой ортогональным частоты И частотным мультиплексированием.

Моделирование ППРЧ-сигналов производилось на основе выражения:

$$s_{1}(t) = \exp\left[j\frac{\pi}{2}\cdot\left(\sum_{n=0}^{N-1}b_{n} + Br\cdot t\cdot b_{N} - b_{N}\cdot(N-1)\right)\right],$$

$$\cdot\sum_{k=0}^{\infty}W(t - kT_{FHSS})\exp(j2\pi(f_{k} - f_{0})t)$$

$$s_{i}(t) \approx \exp\left[j\frac{\pi}{2}\cdot\left(\sum_{n=0}^{N-1}b_{n-m_{i}} + Br\cdot t\cdot b_{N-m_{i}} - b_{N-m_{i}}\cdot(N-1)\right)\right],$$

$$\cdot\sum_{k=0}^{\infty}W(t - (k - l_{i})T_{FHSS})\exp(j2\pi(f_{k-l_{i}} - f_{0})t)\exp(j2\pi of_{k-l_{i}}t),$$

(3.2.6)

где $m_i = \tau_i \cdot Br$ – индекс начала битовой последовательности опорного сигнала в исследуемом, аналогично (3.2.4), $l_i = \frac{\tau_i}{T_{FHSS}}$ – индекс начала ППРЧ-последовательности опорного сигнала в исследуемом, T_{FHSS} – время между ближайшими скачками частоты. Остальные параметры определяются аналогично (2.2.3)-(2.2.4).

В качестве сигналов использовались сигналы с ППРЧ с параметрами, аналогичными описанным в разделе 2.2.1 и 2.2.4, включающие в себя 50 частотных каналов, распределённых в полосе шириной 300 МГц. Скачкообразное изменение несущей частоты происходит после передачи каждых 32 информационных символов. Для передачи каждого информационного символа используется MSK-манипуляция со скоростью передачи 5 Мбит/с [97].

Моделирование OFDM-сигналов производилось на основе выражения:

$$s_{1}[n] = \sum_{s=0}^{\infty} W_{OFDM} \left[n - sL(1 + \alpha_{cp}) \right] \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} Z_{ks} \exp\left(j \frac{2\pi Bkn}{Nf_{s}} \right) + \\ + \sum_{s=0}^{\infty} W_{CP} \left[n - (s+1)L \right] \cdot CP_{s}[n]$$

$$\widetilde{s}_{i}[n] = \sum_{s=0}^{\infty} W_{OFDM} \left[n - (s - m_{i})L(1 + \alpha_{cp}) \right] \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} Z_{k,(s-m_{i})} \exp\left(j \frac{2\pi Bkn}{Nf_{s}} \right) + \\ + \sum_{s=0}^{\infty} W_{CP} \left[n - (s - m_{i} + 1)L \right] \cdot CP_{s-m_{i}}[n]$$

$$(3.2.7)$$

где $\tilde{s}_i[n]$ – сигнал в *i* -м исследуемом канале с учётом временной задержки. Для получения сигнала $s_i[n]$ необходимо провести интерполяцию сигнала $\tilde{s}_i[n]$ с коэффициентом $\alpha = \frac{\Delta f}{f_0}$ по схеме, описанной в разделе 2.3.1, Δf – задаваемый сдвиг несущей (центральной) частоты, f_0 – значение центральной частоты. $m_i = \frac{\tau_i \cdot B}{N(1 + \alpha_{CP})}$ – индекс начала последовательности опорного сигнала в

исследуемом, $W_{OFDM}[n] = \begin{cases} 1, 0 \le n < L \\ 0 \end{cases}$ – прямоугольное окно длительностью L,

 $L = \frac{Nf_s}{B}$ – длина одного OFDM-символа, *s* – номер OFDM-символа. Остальные параметры определяются аналогично (2.3.5). Параметры моделируемых OFDM-сигналов определялись аналогично описанным в разделе 2.3.5.



Рис. 3.6. Зависимость СКО оценки координат источника излучения от отношения сигнал/шум

1 – система связи с ППРЧ-сигналами

2 – система связи с OFDM-сигналами

На рис. 3.6 представлены результаты исследования зависимости среднеквадратичного отклонения (СКО) оценки определения местоположения источника радиоизлучения (3.2.3) от уровня шума (ОСШ) в исследуемых сигналах для систем связи с псевдослучайной скачкообразной перестройкой
частоты (рис. 3.6, график 1) и систем связи с OFDM (рис. 3.6, график 2). Полученные зависимости показывают, что разработанные алгоритмы оценки временных задержек широкополосных сигналов позволяют определять местоположение источника излучения с точностью порядка 100 м в области ОСШ от -6 до 0 дБ [97-98].

При этом СКО для сигналов с ППРЧ больше, чем СКО для OFDM-сигналов, что объясняется большей погрешностью оценок взаимных временных задержек (связанной с большей шириной главного максимума взаимной функции неопределённости) сигналов с MSK-манипуляцией, которыми являются сигналы в частотных каналах ППРЧ, по сравнению погрешностями оценки взаимной временной задержки сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой манипуляцией.

3.3. Оценка взаимных временных задержек распространения сигналов в системах связи с кодовым разделением доступа

Системы спутниковой связи совершенствуются в направлении не только повышения пропускной способности, но и повышения помехозащищённости каналов связи. Связные системы с кодовым разделением доступа в каналах (Code Division Multiple Access, CDMA) в наибольшей степени удовлетворяют критерию помехозащищённости и эффективного использования частотно-временного Технология СДМА обеспечивает pecypca. высокое качество передачи информации при одновременном снижении излучаемой мощности. Использование шумоподобных сигналов для передачи информации позволяет получать высокую энергетическую скрытность передаваемой информации и, как высокую конфиденциальность передаваемых [34]. следствие, данных В современных системах спутниковой связи, например в системе связи с мобильными пользователями MUOS [99], широко используются сигналы с расширенным спектром и кодовым разделением доступа.

В системах спутниковой связи с подвижными объектами и в других системах, имеющих космический сегмент, важнейшим требованием является возможность определения параметров принимаемых сигналов и максимально точных оценок местоположения источников сигналов, что необходимо для обеспечения устойчивой работы базовых станций, космических ретрансляторов и терминалов (абонентов) таких систем.

Использование спутникового сегмента В системах связи вносит существенную априорную неопределенность в частотно-временные параметры сигналов, в частности, связанную с влиянием эффекта Доплера и низким отношением сгнила/шум. Приведенные в главе 2 методы оценки частотновременных параметров широкополосных сигналов, например сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты системы Link-16 [68], являются В эффективными условиях низкого отношения сигнал/шум (OCIII) И масштабирования спектров сигналов вследствие влияния эффекта Доплера. Вместе с тем в системах связи с кодовым разделением доступа возникает проблема одновременного позиционирования нескольких источников излучения [100]. Применение традиционных корреляционных алгоритмов в данных системах не позволяет однозначно определять неизвестные параметры сигналов.

В данном разделе предложен и исследован метод определения взаимных временных задержек в спутниковых системах с кодовым разделением доступа, который может быть использован в пассивных системах местоопределения. Предложенный алгоритм позволяет устранить возникающую при применении корреляционной обработки неоднозначность.

3.3.1. Задача оценки взаимных временных задержек распространения сигналов в системе с кодовым разделением доступа

Рассмотрим многопозиционную спутниковую систему пассивной пеленгации, в которой необходимо определить координаты (x_i, y_i, z_i) *N* источников излучения (i=1..N), находящихся на земной поверхности (рис. 3.7). Для определения местоположения одного источника излучения методами пассивной пеленгации, например с использованием разностно-дальномерного метода, необходимо наличие в системе минимум двух пар ретрансляторов сигналов (искусственных спутников Земли). При наличии нескольких источников для решения задачи местоопределения может быть использована одна

спутниковая группировка, если все источники находятся в зоне видимости спутников. Без ограничения общности рассмотрим систему с тремя спутниками.



Рис. 3.7. Схема многопозиционной спутниковой системы местоопределения N источников

Для определения местоположения источников необходимо определить взаимные временные задержки распространения сигналов по различным каналам относительно канала распространения к спутнику, принятому в качестве опорного:

$$\tau_{ji} = \frac{1}{c} \left(d_{ji} - d_{1i} \right), \tag{3.3.1}$$

где d_{ji} – расстояние (наклонная дальность) от *i* -го источника до *j* -го спутника, d_{1i} – расстояние от *i* -го источника до первого (опорного) спутника, *i* = 1..*N*, *j* = 1..3, *c* – скорость света.

Модель сигналов, принимаемых спутниками, может быть записана следующим образом [101-102]:

$$\begin{cases} s_1(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t) + \xi(t) \\ s_2(t) = \sum_{i=1}^N \widetilde{x}_i(t + \tau_{2i}) + \eta_2(t), \\ s_3(t) = \sum_{i=1}^N \widetilde{x}_i(t + \tau_{3i}) + \eta_3(t) \end{cases}$$
(3.3.2)

где $x_i(t), i = 1..N$ – сигнал, излучаемый *i*-м источником, сигналы $\tilde{x}_i(t + \tau_{ji}),$ j = 2,3 представляют собой искажённые и задержанные копии сигнала $x_i(t); \xi(t)$ – некоррелированный с сигналами от источников шум в опорном канале, $\eta_2(t),$ $\eta_3(t)$ – шумы в исследуемых каналах. Для применения разностно-дальномерного метода необходимо для каждого источника с номером *i* определить пару временных задержек τ_{2i} и τ_{3i} .

Традиционно для оценки взаимной временной задержки пары сигналов в условиях априорной неопределённости параметров сигналов и низкого отношения сигнал/шум применяется схема, называемая «обобщённым кросскоррелятором» [13] (раздел 1.2.5). Если шумы представляют собой реализации гауссовских процессов с нулевым средним, данная схема является асимптотически оптимальной в смысле максимального правдоподобия.

В условиях априорной неопределённости несущей частоты, которая может быть вызвана рассогласованием приёмной и передающей аппаратуры, а также влиянием эффекта Доплера, взаимная временная задержка традиционно оценивается на основе анализа положения главного максимума взаимной функции неопределённости сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ (раздел 1.2.6).

Известны также другие методы компенсации смещения частоты в задаче определения взаимной временной задержки. В [82] предложен эффективный метод компенсации доплеровского сдвига, основанный на нелинейной фильтрации гармонического заполнения сигналов с использованием метода гармонического разложения Писаренко. Алгоритм сводится к фильтрации принимаемых сигналов и получению «функции текущей частоты», являющейся, по сути, аналогом модулирующей функции. В [84] предложена реализация алгоритма фильтрации сигналов на базе квадратичных фильтров, основанных на обобщении подхода минимальной дисперсии Кейпона. Взаимная корреляционная функция обработанных сигналов имеет главный максимум, соответствующий взаимной временной задержке. Данные алгоритмы обладают высокой вычислительной эффективностью и могут быть применены для оценки временных задержек корреляционными методами в условиях априорной неопределённости несущей частоты.

3.3.2. Метод «разностных сигналов» для устранения неоднозначности определения временных задержек

Для оценки временных задержек τ_{ji} в системе (3.3.2) рассмотрим подход, основанный на вычислении взаимных корреляционных функций $R_{12}(\Delta t)$ и $R_{13}(\Delta t)$. При этом, взаимные корреляции будут иметь следующую форму [101-102]:

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

$$R_{13}(\Delta t) = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{3j})}(\Delta t) + R_{n1}(\Delta t) \approx \sum_{i=1}^{N} R_{x_i(t), x_i(t+\tau_{3i})}(\Delta t) + R_{n2}(\Delta t), (3.3.3)$$

где $R_{x_i(t),x_j(t+\tau_{kj})}(\Delta t)$ – 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 $\max_{\Delta t} \left| R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{kj})}(\Delta t) \right| << \max_{\Delta t} \left| R_{x_i(t), x_i(t+\tau_{ki})}(\Delta t) \right|$, выполняющееся в CDMA-системе с хорошей точностью, поскольку каждому источнику назначается уникальный псевдослучайный код, обладающий хорошими корреляционными свойствами [46]. Взаимные корреляционные функции, связанные с шумами и слабо влияющие на общий вид корреляции (3.3.3), вынесены в отдельные слагаемые $R_{n1}(\Delta t), R_{n2}(\Delta t)$.

Сначала рассмотрим общий алгоритм, полагая, что взаимные задержки распространения сигналов от различных источников не совпадают. При этом взаимные корреляционные функции в CDMA-системе, содержащей *N*

источников, имеют N максимумов, соответствующих взаимным временным задержкам распространения сигналов (3.3.3). На рис. 3.8 представлен пример взаимных корреляционных функций сигналов при N = 3. В исследуемых каналах ОСШ принято равным 0 дБ.



Рис. 3.8. Вид взаимных корреляционных функций сигналов, принимаемых спутниками, N = 3, ОСШ = 0 дБ

При непосредственном вычислении корреляции возникает проблема неоднозначности соотнесения максимумов различных корреляционных функций с номером источника. Для определения местоположения источника *i* необходимо определить две взаимные временные задержки τ_{2i} и τ_{3i} . Если задержка τ_{2i} определена по положению одного из максимумов R_{12} , то решение задачи определения задержки τ_{3i} по положению соответствующего пика корреляционной функции R_{13} является неоднозначным.

В [103] предложен метод устранения неоднозначности определения временных задержек распространения широкополосных акустических сигналов в многопозиционной системе малой дальности. Данный метод основан на вычислении многомерной корреляционной функции, которая в случае наличия трёх приёмников и N источников записывается следующим образом:

$$R_{2D}(\Delta t_1, \Delta t_2) = \frac{1}{T} \int_0^T s_1(t) \cdot s_2(t + \Delta t_1) \cdot s_3(t + \Delta t_2) dt.$$
(3.3.4)

При этом предполагается наличие в функции $R_{2D}(\Delta t_1, \Delta t_2)$ N максимумов, каждый из которых однозначно соответствует паре задержек (τ_{2i}, τ_{3i}) на плоскости ($\Delta t_1, \Delta t_2$).

Однако предложенный метод (3.3.4) неприменим для спутниковых систем связи, поскольку в спутниковых группировках, используемых в данных системах, космические аппараты сосредоточены в достаточно узком конусе прямой видимости источника излучения [94]. Кроме того, вычисление двумерной корреляционной функции (3.3.8) является вычислительно трудной задачей и требует порядка $O(N_1(N_2 - N_1)(N_3 - N_1))$ операций, где N_1, N_2, N_3 – длины массивов отсчетов дискретизованных сигналов s_1, s_2 и s_3 соответственно.

Для устранения неоднозначности при определении взаимных временных задержек в задаче местоопределения источников излучения в CDMA-системах предлагается алгоритм, структурная схема которого показана на рис. 3.9 [101].



Рис. 3.9. Структурная схема метода оценки временных задержек

Сигналы $s_1(t), s_2(t), s_3(t)$, ретранслированные спутниками, подвергаются корреляционной обработке и поступают на два коррелятора. На выходе одного из корреляторов получается взаимная корреляционная функция $R_{12}(\Delta t)$, на выходе второго – взаимная корреляционная функция $R_{13}(\Delta t)$. Задержку τ_{2i} , соответствующую источнику с номером *i*, можно найти, выделив *i*-й корреляционный пик и оценив его положение на временной оси. Далее

необходимо, решив проблему неоднозначности, определить соответствующую этому же источнику временную задержку τ_{3i} . Для этого в схему (рис. 3.9) вводится блок, осуществляющий сдвиг сигнала $s_2(t)$ на величину задержки τ_{2i} [101-102, 104-106]. Сдвиг может производиться программным образом, при условии работы с дискретными массивами отсчётов. Сигнал на выходе блока, осуществляющего сдвиг, имеет следующий вид [101-102]:

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

$$= x_{i}(t) + \sum_{k=1, k \neq i}^{N} x_{k} (t + \tau_{2k} - \tau_{2i}) + \eta_{2} (t - \tau_{2i})$$
(3.3.5)

Сдвиг сигнала на величину задержки позволяет с хорошей точностью выделить компоненту $x_i(t)$, излучаемую *i*-м источником, без задержки (3.3.5). Далее выделенная компонента может быть существенно ослаблена путём формирования «разностного сигнала» на сумматоре [101-102, 105]:

$$s_{dif}(t) = \tilde{s}_{2}(t) - s_{1}(t) =$$

$$= \sum_{k=1, k \neq i}^{N} (x_{k}(t + \tau_{2k} - \tau_{2i}) - x_{k}(t)) + \eta_{2}(t - \tau_{2i}) - \xi(t)^{*}$$
(3.3.6)

Временная задержка τ_{3i} может быть вычислена на основании того факта, что в сформированном «разностном сигнале» (3.3.6) не содержится (существенно ослаблена) компонента *i*-го источника [101-102, 104-106]. При аналогичных (3.3.3) предположениях взаимная корреляционная функция $R_{dif3}(\Delta t)$ «разностного сигнала» $s_{dif}(t)$ и сигнала на третьем спутнике $s_3(t)$ имеет следующую форму [101-102]:

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

$$\approx \sum_{k=1, k \neq i}^{N} \left(R_{x_{k}(t+\tau_{2k}-\tau_{2i}), x_{k}(t+\tau_{3k})}(\Delta t) - R_{x_{k}(t), x_{k}(t+\tau_{3k})} \right) + R_{n}(\Delta t)$$
(3.3.7)

116

Анализ выражения (3.3.7) показывает, что взаимная корреляционная функция $R_{dif3}(\Delta t)$ имеет 2N-2 пиков, при условии, что взаимные временные задержки распространения от разных источников не совпадают. На рис. 3.10 а,б показан пример функций $R_{13}(\Delta t)$ и $R_{dif3}(\Delta t)$ 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 (рис. 3.10 б). Следует заметить, что во взаимной корреляционной функции $R_{dif3}(\Delta t)$ отсутствует пик, соответствующий задержке τ_{3i} , в то время как он присутствует в корреляции $R_{13}(\Delta t)$ (3.3.7). Из этого следует, что искомую задержку τ_{3i} можно определить путём сравнения корреляционных функций $R_{dif3}(\Delta t)$ и $R_{13}(\Delta t)$ (рис. 3.10 а,б).

Сравнение корреляционных функций может быть реализовано, например, путём вычитания функции $R_{dif3}(\Delta t)$ из функции $R_{13}(\Delta t)$ [101]. Функция разности содержит один глобальный максимум, положение которого соответствует искомой взаимной временной задержке τ_{3i} (рис. 3.10 в).

Следует также отметить, условием корректной работы предложенного алгоритма является равенство (или не большое различие) амплитуд принимаемых сигналов. В рассматриваемой задаче, поскольку спутники в малых группировках находятся на близких орбитах, данное условие выполняется. В остальных случаях для выравнивания амплитуд принимаемых 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 [101-102, 104-105].



Рис. 3.10. Вид взаимных корреляционных функций $R_{13}(\Delta t)$ (а) и $R_{dif 3}(\Delta t)$ (б) и их разность (в) при N = 3, ОСШ=0 дБ

Рассмотренный подход применим при условии, что временные задержки распространения сигналов от разных источников не совпадают (различные максимумы корреляции не сливаются), а также при условии, что во взаимной $R_{dif3}(\Delta t)$ на месте отсутствующего максимума не возникает корреляции максимум, соответствующий дополнительно внесённой при формировании разностного сигнала задержке. При нарушении данных допущений необходима дополнительная информация о задержках распространения сигналов, в частности, она может быть получена путём увеличения количества ретрансляторов. При числе спутников, большем трех, местоположение определяется путём

циклического применения предложенного метода «разностных сигналов», при этом вычисляется большее число задержек [101].

3.3.3. Исследование характеристик алгоритма

Для исследования предложенного алгоритма оценки взаимных временных задержек было проведено имитационное моделирование спутниковой CDMAсистемы, состоящей из N = 3 источников излучения и трёх спутников. Координаты источников задавались случайным образом на поверхности Земли в области радиусом 300 км. В сигналы вносились временные задержки распространения, рассчитанные на основе (3.3.1).

Сигналы, распространяющиеся в системе, моделировались в виде квадратурных компонент на основе протокола, параметры которого задавались близкими к параметрам сигналов стандарта CDMA2000 [107]. Каждому источнику назначался уникальный код Голда 8 порядка (длина кодовой последовательности 255), тактовая частота кодовой последовательности $F_c = 3.5 \,\mathrm{MFu}$, скорость передачи информации $Br = 100 \,\mathrm{\kappa Бит/c}$, отношение сигнал/шум ОСШ=0 дБ. Каждый бит информационной последовательности заменялся L = 35 битами последовательности $\{c\}: c_i = a \oplus b_i, i = 1..L$, где a – значение текущего бита информационной последовательности, b_i – значение текущего бита кодовой последовательности, \oplus – операция сложения по модулю 2 (XOR) [38-41]. Модулированный сигнал подвергался полосовой фильтрации в полосе пропускания $B = F_c = 3.5 \,\mathrm{MFu}$. На основе предложенного алгоритма (рис. 3.9) производилась оценка взаимных временных задержек распространения сигналов.

Поскольку решение проблемы неоднозначности определения временных задержек основано на сдвиге принимаемого сигнала на величину оценённой задержки, в работе проведено исследование устойчивости алгоритма к ошибкам определения взаимных временных задержек сигналов τ_{2i} корреляционным методом. Ошибка в определении задержек τ_{2i} приводит к неполной компенсации компонент, излучаемых соответствующим источником и, как следствие,

неполному ослаблению корреляционного максимума. В качестве количественного критерия устойчивости алгоритма выбрана безразмерная величина, представляющая собой отношение величин корреляционных максимумов [101-102, 105]:

$$K = \frac{R_{13}(\tau_{3i})}{R_{dif3}(\tau_{3i})},$$
(3.3.8)

где τ_{3i} – определяемая задержка распространения сигнала от *i*-го источника. Таким образом, введённый критерий (3.3.8) характеризует величину относительного уменьшения корреляционного максимума после компенсации сигнала от источника.



Рис. 3.11. Зависимость критерия устойчивости метода «разностных сигналов» от ошибки определения временных задержек

На рис. 3.11 приведена зависимость критерия (3.3.8) от относительной ошибки (в долях длительности бита кодовой последовательности $\Delta T = \frac{1}{F_c}$) определения взаимной временной задержки τ_{2i} . Полученные результаты усреднялись по 1000 реализациям.

Пороговое значение критерия определялось на основе статистического моделирования алгоритма по критерию Неймана-Пирсона с вероятностью ложной тревоги 10^{-2} . Эффективность компенсации сигналов снижается с увеличением ошибки определения задержек (рис. 3.11), однако метод устойчив при ошибках

определения до ~ $(0,3..0,4) \cdot \Delta T$. При этом вероятность правильного определения временных задержек составляет не менее 0.8. При бо́льших ошибках значение критерия становится ниже порогового [101].

Поскольку при распространении сигналов к движущимся спутникам возникает смещение спектров вследствие влияния эффекта Доплера, представляет интерес провести исследование устойчивости алгоритма к доплеровским сдвигам в спектрах сигналов [101, 105-106]. В процессе моделирования в сигналы s_2 и s_3 вносилось доплеровское смещение спектра величиной Δf для сигнала s_2 и $-\Delta f$ дли сигнала s_3 . Зависимость критерия (3.3.8), полученная усреднением по 1000 реализациям, от величины смещения Δf представлена на рис. 3.12.



Рис. 3.12. Зависимость критерия устойчивости метода «разностных сигналов» от доплеровского сдвига

При величине порога, аналогичного рис. 3.9, метод работает устойчиво при величинах доплеровского сдвига до 100-150 Гц (рис. 3.12). При дальнейшем увеличении доплеровского сдвига алгоритм не позволяет дать состоятельные оценки временным задержкам, поскольку во взаимных корреляционных функциях появляются побочные максимумы, сравнимые по амплитуде с главным [101, 105]. В условиях существенного влияния эффекта Доплера применение алгоритма «разностных сигналов» к оценке временных задержек распространения сигналов в системе и последующей оценки местоположения источников возможно при ограничении на длительность обрабатываемых сигналов, либо с использованием

алгоритмов компенсации. Для компенсации доплеровского сдвига могут быть применены алгоритмы предварительной нелинейной фильтрации принимаемых сигналов [82, 83], либо алгоритм предварительной оценки доплеровского сдвига, в частности, основанный на вычисления взаимной функции неопределённости принимаемых сигналов [105].

3.4. Выводы

В настоящей главе рассмотрена задача определения местоположения источника радиоизлучения в спутниковых системах пассивной пеленгации. Для решения данной задачи выбран разностно-дальномерный метод, обладающий высокой точностью оценок местоположения. В качестве навигационных параметров данного метода выступают взаимные временные задержки распространения сигналов в системе относительно приёмника (спутника), принятого в качестве опорного.

алгоритмов Проведено обработки моделирование сигналов В многопозиционной пассивной системе определения местоположения источника радиоизлучения и исследование устойчивости решения системы уравнений для определения местоположения источника радиоизлучения на основе разностнодальномерного метода в зависимости от величины ОСШ в исследуемых каналах. В качестве алгоритма определения взаимных временных задержек использован приведенный в главе 2 эффективный алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости, который может быть реализован с использованием технологии вычислений. Проведено параллельных моделирование распространения широкополосных сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой частоты в спутниковой системе. Показано, что среднеквадратическое отклонение оценки местоположения источника составляет порядка 1 км в области ОСШ>-3 дБ.

Предложен алгоритм определения взаимных временных задержек распространения сигналов спутниковых систем связи с кодовым разделением доступа, основанный на применении традиционных корреляционных методов к решению данной задачи и позволяющий устранять неоднозначность соотнесения корреляционных пиков источникам излучения.

Суть предложенного алгоритма состоит в последовательном подавлении компонент от источников в принимаемых спутниковых сигналах и последующей корреляционной обработке полученных сигналов. Подавление компонент от источника основано на предварительном выделении данных компонент в принимаемых сигналах путём сдвига и формировании «разностных сигналов». Сравнение корреляционных функций позволяет получить устойчивую оценку взаимных временных задержек. Предложенный алгоритм может быть использован в спутниковых системах связи с подвижными объектами.

Заключение

В диссертационной работе получены следующие результаты:

- Разработан алгоритм оценки взаимной временной задержки узкополосных сигналов в условиях априорной неопределённости несущей частоты на основе модификации вычисления взаимной функции неопределённости принимаемых сигналов. Предложенная реализация данного алгоритма на вычислительных системах с параллельной архитектурой позволяет обрабатывать большие выборки данных в реальном масштабе времени;
- Разработаны алгоритмы оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с ППРЧ и OFDM-модуляцией в условиях эффекта Доплера. Предложенные алгоритмы существенного влияния основаны на разбиении принимаемых сигналов на отдельные узкополосные каналы последующим применением вычислительно эффективного С алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости. Предложенные алгоритмы позволяют существенно повысить вероятность правильного определения взаимной временной задержки при ОСШ<0 по сравнению с известным алгоритмом на основе прямого расчета взаимной функции неопределённости;
- Предложен взаимной временной алгоритм оценки задержки сигналов ОFDМ-модуляцией, широкополосных с основанный на применении нелинейной цифровой фильтрации выделяемых узкополосных сигналов с учётом специфики OFDM-модуляции. Данный алгоритм обладает эффективностью и позволяет с высокой высокой вычислительной вероятностью правильно оценивать взаимные временные задержки сигналов в области ОСШ выше -5 дБ;
- Предложен и исследован метод определения взаимных временных задержек источников в системах связи с кодовым разделением доступа, позволяющий устранить неоднозначность при наличии множества источников, на основе последовательного подавления компонент сигналов от источников и применения корреляционного анализа. Исследована устойчивость предложенного алгоритма к ошибкам подавления компонент сигналов от источников и к частотному смещению.

Литература

- Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. и др. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». / Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
- Ralph D. Heppenstiel. Detection Theory: Applications and Digital Signal Processing. – CRC Press, 2002. – 325 p.
- Madisetti V.K., Williams D.B. The digital signal processing Handbook. CRC Press, 2001. – 906 p.
- 4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
- 5. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др. Теория обнаружения сигналов. Под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
- 6. Акимов П.С., Евстратов Ф.Ф., Захаров С.И. и др. Обнаружение радиосигналов. Под ред. А.А. Колосова. – М.: Радио и связь, 1989. – 288 с.
- 7. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции в 3-х т.: М.: Сов. Радио, 1972. Т1. 744 с.
- 8. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радио техники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
- 9. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
- Боряинов В.Б., Павлов И.В., Цветкова Г.М. и др. Математическая статистика: Учеб. для вузов. / Под ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. – 424 с.
- 11. Лёзин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1989. 280 с.
- 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.
- Carter G.C. Coherence and Time Delay Estimation. // Proceedings of IEEE, Vol. 75, Issue 2, 1985. – Pp. 236-255.
- Carter G.C. Time Delay Estimation for Passive Sonar Signal Processing. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 463-470.
- 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.
- 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.

- Wax M. The Estimate of Time Delay between Two Signals with Random Relative Phase Shift. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 497-501.
- 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.
- 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.
- Reed F.A., Feintuch P.L., Bershad N.J.. Time Delay Estimation Using the LMS Adaptive Filter – Static Behavior. // IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-29, No. 3, 1981. – Pp. 561-571.
- 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.
- 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.
- 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.
- 24. 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.
- Dooley S.R., Nandi A.K. Adaptive Subsample Time Delay Estimation Using Lagrange Interpolators. // IEEE Signal Processing Letters, Vol. 6, No. 3, 1999. – Pp. 65-67.
- 26. 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.
- Ianniello J.P. Time Delay Estimation Via Cross-Correlation in the Presence of Large Estimation Errors. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-30, No. 6. 1982. – Pp. 998-1003.
- 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.
- 29. Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. М.: Сов. Радио, 1955. 128 с.

- Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т.2. – М.: Мир, 1983. – 256 с.
- Stein S. Algorithms for Ambiguity Function Processing. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-19, No. 3, 1981. – Pp. 588-599.
- 32. Yatrakis C.L. Computing the cross ambiguity function a review. Binghamton University, State University of New York, 2005. 131 p.
- 33. Логинов А.А., Марычев Д.С., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Алгоритм вычисления функции неопределённости в задаче одновременной оценки частотно-временных характеристик сигналов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. №3 (27), 2013. с. 62-73.
- 34. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и Техника, 2005. 400 с.
- 35. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
- 36. Бабков В.Ю., Вознюк М.А., Никитин А.Н., Сиверс М.А. Системы связи с кодовым разделением каналов. СПб: СПбГУТ, 1999. 120 с.
- 37. 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.
- Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
- Диксон Р.К. Широкополосные системы. / Под ред. В.И. Журавлева. М.: Связь, 1979. – 304 с.
- 40. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Советское радио, 1969. – 232 с.
- 41. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
- 42. Мазурков М.И. Системы широкополосной радиосвязи: учеб. пособие для студ. вузов. Одесса: Наука и техника, 2009. 344 с.
- 43. 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.
- 44. Романов Б.Н., Краснов С.В. Теория электрической связи. Сообщения, сигналы, помехи и их математические модели: учебное пособие. Ульяновск, 2008. 127 с.
- 45. Kasami T. Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes. Tech. Report No. R-285, Univ. of Illinois, 1966.

- 46. Никитин Г.И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов: Учеб. пособие. Спб: СПбГУАП, 2003. 86 с.
- 47. Борисов В.И. и др. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частот. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.
- 48. Лебедев В. Модуляция OFDM в радиосвязи. // Радиолюбитель, №8(210), 2008.
 с. 51-55.
- 49. 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.
- Jajoria S., Singh S., Prasad S. Analysis of BER Performance of OFDM System by Adaptive Modulation. // International Journal of Recent Technology and Engineering, Vol. 1, Issue 4, 2012. – Pp. 6-9.
- 51. Tigrek R.F. Processing Technique for OFDM-Modulated Wideband Radar Signals, 2010 170 p.
- 52. Ворошилин Е.П., Рогожников Е.В., Вершинин А.С., Чигринец В.А., Долгих Д.А. Цифровая обработка сигналов в беспроводных широкополосных системах. Томск: Спектр, 2012. 154 с.
- 53. Майков Д.Ю. Алгоритмы оценки параметров символьной и частотной синхронизации в мобильных OFDM-системах радиосвязи. / Дисс. на соискание ученой степени кандидата технических наук, Томск, 2014. 133 с.
- Glisic S.G. Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM and Multicarrier CDMA. // Advanced Wireless Communications: 4G Cognitive and Cooperative Broadband Technology. – pp. 329-432.
- 55. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика. Т.2 : Теория поля. М.: Наука, 1973. 504 с.
- 56. Иванов Н.М., Лысенко Л.Н. Баллистика и навигация космических аппаратов Учебник для вузов. М.: Дрофа, 2004. 544с.
- 57. GPS Interface Specification IS-GPS-200, 2013. 213 p.
- Lekkakos D., Kragh F., Robertson C. Performance analysis of a Link-16 compatible waveform using errors-and-erasures decoding when corrupted by pulse-noise interference. // Military Communications Conference, MILCOM, 2009. – pp. 1-6.
- 59. Ершов Р.А., Логинов А.А. Реализация вычислительно-эффективного алгоритма оценки взаимной временной задержки сигналов. // Бюллетень научных студенческих обществ Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского, №2, Естественные науки. – Н. Новгород, ННГУ, 2012. – с. 43-45.
- 60. Ершов Р.А., Логинов А.А., Морозов О.А. Методы повышения вычислительной эффективности алгоритма оценки взаимной временной задержки сигналов. // XVIII Международная конференция «Информационные системы и технологии

ИСТ-2012». Материалы конференции, Н. Новгород: НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2012. – с. 27.

- 61. Ершов Р.А., Логинов А.А., Марычев Д.С. Реализация алгоритма оценки временной задержки сигналов с использованием графических процессоров. // XIX Международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии ИСТ-2013». Материалы конференции, Н. Новгород: НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2013. – с. 417.
- 62. Ершов Р.А., Логинов А.А., Марычев Д.С. Реализация вычислительноэффективного алгоритма оценки взаимной временной задержки сигналов на графическом процессоре с использованием технологии NVIDIA CUDA. // Труды XVII научной конференции по радиофизике, посвящённой 100-летию со дня рождения В.С. Троицкого, Н. Новгород: ННГУ, 2013. – с. 126-127.
- 63. Боресков А.В., Харламов А.А. Основы работы с технологией CUDA. М.: ДМК-Пресс, 2008. 232 с.
- 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. CUDA C Best Practices Guide. NVIDIA Corporation, 2014. 73 p.
- 66. Hura M, McLeod G., Larson E., Schneider J., Gonzales D., Norton D., Jacobs J., O'Connell K., Little W., Mesic R., Jamison L. Interoperability: A Continuing Challenge in Coalition Air Operations. – RAND, Santa Monica, 2000. – 235 p.
- 67. 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.
- 68. 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.
- 69. Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Вычислительно-эффективный алгоритм оценки временной задержки широкополосных сигналов. // Международная научно-техническая конференция «Перспективные информационные технологии ПИТ-2013». Сборник научных трудов, Самара: СГАУ, 2013. – с. 191-193.
- 70. 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.

- 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 Enginering, vol. 348, part IV, 2015. – pp. 851-859.
- 72. Ершов Р.А., Логинов А.А., Морозов О.А. Реализация вычислительноэффективного алгоритма построения взаимной функции неопределённости широкополосных сигналов в задаче определения временной задержки. // 16-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA-2014». Материалы конференции, Т.1, Москва, 2014. – с. 335-337.
- Koffman I., Roman V. Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16 // IEEE Communications Magazine, Vol. 40, No. 2, 2002. – pp. 96-103.
- 74. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Методики оценивания мощности интермодуляционных помех для сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием. // Радиотехника и электроника, Т.59, №2, 2014. с. 173-178.
- 75. Kim J., Oguntade A., Oza M., Kim S. et al. Range estimation of tactical radio waveforms using link budget analysis. // MILCOM'09 Proceedings of the 28th IEEE Conference on Military Communications, USA, NJ: IEEE Press Piscataway, 2009. – pp. 779-785.
- 76. Wang L., Hamilton B.A. OFDM modulation schemes for military satellite communications. // IEEE Military Communications Conference, 2008. pp. 1-7.
- 77. Майков Д.Ю., Вершинин А.С. Влияние эффектов Доплера на OFDM сигнал. // Молодой ученый, №21, 2014. с. 175-179.
- 78. Вагранов М.Е., Зиновьев Ю.С., Астанин Л.Ю. и др. Радиолокационный отклик летательных аппаратов. М.: Радио и связь, 1985. 320 с.
- 79. Ершов Р.А., Морозов О.А. Метод определения взаимной временной задержки сверхширокополосных сигналов с OFDM-модуляцией. // Радиотехника и электроника, №2, 2017. с. 139-146.
- 80. Ершов Р.А., Морозов О.А. Эффективный алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости сигналов с OFDM-модуляцией. // 18-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA-2016», доклады. Т.2, Москва, 2016. – с. 541-545.
- 81. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006. 856 с.
- 82. Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. Определение временной задержки сигналов методом адаптивной цифровой фильтрации. // Автометрия, №2, 1995. с. 108-113.
- 83. Логинов А.А., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Хмелёв С.Л. Комбинированная цифровая фильтрация гармонического заполнения фазоманипулированных

сигналов в задаче определения временной задержки. // Известия вузов. Радиофизика, Т. 50, №3, 2007. – с. 255-264.

- 84. Логинов А.А., Морозов О.А., Хмелёв С.Л. Алгоритм цифровой предварительной обработки сигналов методом адаптивной цифровой фильтрации. // Известия вузов. Радиофизика, Т.52, №5-6, 2009. с. 503-510.
- 85. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1998. 575 с.
- 86. Виноградов А.А., Ершов Р.А. Эффективный алгоритм оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с OFDM-модуляцией. // Сборник докладов научной студенческой конференции физического факультета, Н.Новгород: ННГУ, 2016. с. 6-10.
- 87. Виноградов А.А., Ершов Р.А. Метод оценки взаимной временной задержки сигналов с OFDM-модуляцией на основе модифицированного подхода минимальной дисперсии Кейпона. // Материалы XXI Всероссийской научнотехнической конференции студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях НИТ-2016», Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет, 2016. с. 319-321.
- 88. Роджерс Д., Адамс Дж. Математические основы машинной графики. М.: Мир, 2001. – 604 с.
- 89. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации а радионавигации. М.: Радио и связь, 1992. 304 с.
- 90. 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.
- 91. 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.
- 92. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 304 с.
- 93. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Определение местоположения источника излучения на основе вычислительно-эффективной реализации алгоритма расчёта временных задержек. // ХХ Международная конференция «Информационные системы и технологии ИСТ-2014». Материалы конференции, Н. Новгород: НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2014. – с. 23.

- 94. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Оценка координат источника излучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода. // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки, №4, 2014. с. 70-80.
- 95. Жиглявский А.А., Жилинскас А.Г. Методы поиска глобального экстремума. М.: Наука, Физматлит, 1991. – 247 с.
- 96. 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.
- 97. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Определение местоположения источника излучения сверхширокополосных систем связи. // Системы управления и информационные технологии, №3(1), 2015. с. 18-22.
- 98. 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.
- 99. Oetting J.D., Jen T. The Mobile User Objective System. // Johns Hopkins APL Technical Digest, Vol. 30, No.2, 2011. pp. 103-112.
- 100. 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.
- 101. 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.
- 102. 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.
- 103. 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. 124-133.

- 104. 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.
- 105. Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Определение местоположения источников излучения в спутниковых системах связи с кодовым разделением доступа в условиях влияния эффекта Доплера. // Международная научнотехническая конференция «Перспективные информационные технологии ПИТ-2016». Сборник научных трудов, Самара: СГАУ, 2016. – с. 867-871.
- 106. И.В. Гринь, Р.А. Ершов, О.А. Морозов. 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.
- 107. Yang S.C. 3G CDMA2000 Wireless System Engineering. Boston-London: Artech House, Inc., 2004. 260 p.
- 108. CUBLAS Library. User Guide. NVIDIA Corporation, 2015. 148 p.
- 109. CUFFT Library User's Guide. NVIDIA Corporation, 2015. 76 p.
- 110. Специализированное программное обеспечение для формирования тестовых сигналов «IQ генератор». Описание применения. НИФТИ, БЛКУ.00106-01.

Приложение 1. Алгоритм оценки взаимной временной задержки сигналов с применением графических процессоров

В основу эффективных алгоритмов оценки взаимной временной задержки сигналов положено выражение для вычисления взаимной функции неопределённости принимаемых сигналов $s_1[n]$ и $s_2[n]$:

$$A[m,p] = \sum_{k=0}^{N_1/K-1} \widetilde{r}[k,m] \exp\left(-j2\pi \frac{kpK}{N_1}\right),$$
 (1)

где m – индекс, соответствующий временной задержке N_1 – длина опорного сигнала s_1 в отсчётах, p – индекс, соответствующий частотному смещению, $\widetilde{r}[k,m] = \sum_{n=0}^{K-1} r[k \cdot K + n,m]$ – результат низкочастотной фильтрации

последовательности $r[n,m] = s_1[n] \cdot s_2^*[n+m]$ с децимацией отсчётов, K – размер блока разбиения последовательности r[n,m](шаг децимации).

Блок-схема последовательного алгоритма определения взаимной временной задержки сигналов на основе вычисления взаимной функции неопределённости (1) представлена на рис. 1.



Рис. 1. Блок-схема последовательного алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости

На вход алгоритма поступают сигналы: опорный $s_1[n]$ и исследуемый $s_2[n]$, организуется цикл перебора по всем возможным временным задержкам, на каждом шаге которого производится поэлементное перемножение сигналов с учётом текущего временного сдвига. Затем производится прореживание результата перемножения, выбирается шаг прореживания K, производится суммирование K отсчётов произведений сигналов, результат заносится в один

элемент массива Фурье-преобразования, следующие *К* отсчётов суммируются, и результат заносится в один элемент Фурье-преобразования и т.д. пока не будет заполнен весь массив. Далее выполняется быстрое преобразование Фурье, вычисляются значения модулей преобразования, из этих значений выбирается максимальное и соответствующий ему индекс (пропорциональный частотному сдвигу), максимальное значение на каждом шаге вычисления задержки заносится в соответствующий массив. В полученном массиве из максимальных элементов определяется глобальный максимум, индекс которого соответствует взаимной временной задержке сигналов. Таким образом, предлагается вместо полного вычисления функции неопределённости построение «сечения» из максимумов по частоте для каждого сдвига, и из этих максимумов выбирается глобальный максимум.

Алгоритм (1) (рис. 1) может быть модифицирован и подвергнут распареллеливанию для повышения вычислительной эффективности. Вычисление последовательности $\tilde{r}[k,m]$ можно свести к перемножению матриц [33], составленных из последовательностей сигналов:



Рис. 2. Схема перемножения матриц (2), составленных из отсчётов сигналов

Значения последовательности $\tilde{r}[k,m]$ располагаются на диагоналях матрицы $\hat{B} = \hat{S}_1 \hat{S}_2^H$ (рис. 2), где операция $(\cdot)^H$ обозначает эрмитово сопряжение $\tilde{r}[k, Km] = b_{k+m,k}$.

Операция перемножения матриц может быть эффективно распараллелена и реализована на большинстве современных графических процессорах (GPU). На данный момент существует достаточно много библиотек линейной алгебры с ускорением на графических процессорах, одной из наиболее известных является библиотека cuBLAS [108], являющаяся реализацией стандарта BLAS 1979 г. Данная библиотека входит в состав пакета разработки параллельных программ NVIDIA CUDA SDK.

Дальнейшая модификация алгоритма вычисления функции неопределённости состоит в переходе от полного тела неопределённости к его «сечению» S[m]. Элементы «сечения» S[m] представляют собой максимальные элементы массивов, полученных прямым преобразованием Фурье векторов, образованных диагональными элементами матрицы \hat{B}

$$S[m] = \max_{p} \left| \sum_{k=0}^{\frac{N_{1}}{K}-1} b_{k+m,k} \exp\left(-j2\pi \frac{Kpm}{N_{1}}\right) \right|.$$
 (3)

Переход к «сечениям» при вычислении функции неопределённости позволяет значительно сократить количество используемой памяти, а также сокращает объём вычислений при поиске максимума (редукции массива).

Следует отметить, что преобразование Фурье в (3) также можно выполнять на GPU. Одной из наиболее известных пакетных реализаций быстрого преобразования Фурье на графических процессорах является библиотека cuFFT [109], также входящая в состав NVIDIA CUDA SDK. Функции данной библиотеки позволяют выполнять несколько однотипных преобразований одновременно, что использовалось при реализации алгоритма.

Окончательно взаимную временную задержку можно оценить как индекс максимального элемента полученного «сечения» функции неопределённости:

$$m^* = \arg\max_m \left(S[m]\right). \tag{4}$$

Следует отметить, что погрешность определения взаимной временной задержки описанным алгоритмом составляет $\delta_{\Delta t} = K/f_s$. Поэтому на завершающем этапе алгоритма оценки временной задержки необходимо проводить уточнение значения m^* путём вычисления взаимной функции неопределённости непосредственно на основе выражения (1) в малом диапазоне задержек $[m^* - K; m^* + K]$. Поскольку в алгоритме обычно используются значения

K≤64, реализация данного этапа на GPU не приводит к значительному увеличению времени расчёта.

Модификация вычислительно эффективного алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости

Если сигнал имеет широкую спектральную полосу и, соответственно, оцифровывается с высокой частотой дискретизации, необходимо записывать и обрабатывать большое число комплексных отсчётов. Соответственно, возрастает число элементов матрицы \hat{B} и число отсчётов функции неопределённости. Так, при частоте дискретизации $f_s = 400$ МГц при оцифровке в течение примерно 10 мс получим $N_1 \approx 2^{22}$. При выборе K = 2048 и $N_2 \approx 2^{23}$ для хранения сигналов, матрицы \hat{B} и массива функции неопределённости в глобальной памяти GPU потребуется 192 МБ. Объем памяти возрастает с увеличением частоты дискретизации. Как известно, не все современные GPU обладают таким объемом глобальной памяти, к тому же, операции выделения и копирования больших объёмов трудоемкие, памяти очень что негативно сказывается на производительности.

Для оптимизации работы с памятью предлагается вычислять функцию неопределённости по независимым друг от друга блокам, размер которых соответствует объему памяти данного GPU [64].

Также желательно, чтобы недиагональные элементы матрицы \hat{B} (рис. 2) не хранились в памяти и, по возможности, вообще не вычислялись, поскольку полезной информации при определении временной задержки они не несут.



Рис. 3. Вычисление одного столбца матрицы \hat{B}

Для реализации модифицированного алгоритма операцию перемножения матриц необходимо изменить так, чтобы модифицированная функция не вычисляла недиагональные элементы. Нетрудно заметить, что для вычисления *i* -

го столбца матрицы \hat{B} в диапазоне возможных временных задержек используется подматрица исследуемого сигнала со сдвигом *i* и *i*-й столбец матрицы опорного сигнала (рис. 3).

Математически данная операция выглядит следующим образом [64]:

$$b_{ij} = \sum_{k=0}^{K-1} b_{i+j,k} \cdot a_{ki} = \sum_{k=0}^{K-1} s_1 [(i+j)K + k] \cdot s_2^* [kK + j],$$
(5)

где $b_{ii} - j$ -й значимый (штрихованный на рис. 3) элемент *i*-го столбца \vec{b}_i .

Таким образом, задача сводится к параллельной реализации множества операций вида $\vec{b} = \hat{P} \cdot \vec{a}$. По аналогии с параллельной реализацией матричного перемножения, представленной в [63] и [65], можно реализовать ядро CUDA, каждый блок которого будет вычислять несколько элементов вектора \vec{b} . При этом подматрица \hat{P} и вектор \vec{a} разбиваются на небольшие фрагменты («тайлы»), которые после чтения из глобальной памяти заносятся в разделяемую память (shared memory) GPU.

Разделяемая память обладает значительно большей скоростью доступа по сравнению с глобальной, что позволяет сократить время чтения из памяти и, соответственно, повысить производительность. После вычисления в разделяемой памяти блок вектора \vec{a} сохраняется в глобальной памяти. В результате описанной получаем матрицу, содержащую только значимые операции элементы (штрихованные элементы на рис. 2). Взаимная функция неопределённости преобразования Фурье вычисляется путем выполнения каждой строки полученной матрицы.

Описанный модифицированный алгоритм позволяет применить блочную обработку для определения временной задержки сигналов, представленных в виде выборок большой размерности. Взаимная функция неопределенности вычисляется по блокам в определенном диапазоне временных сдвигов, который эффективно помещается в глобальной памяти GPU. В каждом полученном блоке функции неопределённости находится глобальный максимум, его положение записывается В массив. далее вычисляется следующий блок функции неопределённости и т.д. В полученном в результате вычислений массиве находится глобальный максимум, положение которого и соответствует искомой временной задержке и доплеровскому сдвигу.

Приложение 2. Специализированное программное обеспечение для формирования тестовых модулирующих последовательностей "IQ генератор"

Специализированное программное обеспечение для формирования тестовых модулирующих последовательностей "IQ генератор" разработано в НИФТИ ННГУ и предназначено для:

- 1. Создания (генерации) модулирующих IQ последовательностей для имитации полигармонических радиочастотных сигналов, сигналов различных типов систем связи и импульсных сигналов;
- 2. Просмотра и анализа сгенерированных модулирующих IQ последовательностей и IQ последовательностей, полученных в результате оцифровки реальных сигналов систем радиосвязи.

При создании (генерации) модулирующих IQ последовательностей используется программа «Редактор IQ последовательностей». Интерфейс программы позволяет составлять схемы модуляции. Схема составляется из блоков формирования и обработки модулирующих последовательностей. Блоки добавляются на схему посредством расположенного слева от схемы меню. Данные и сигналы распространяются по схеме через соединения блоков. В блоках данные и сигналы распространяются только в прямом направлении (слева направо) [110] (рис. 1).

Для формирования модулирующих последовательностей на схеме должен присутствовать хотя бы один блок из числа приёмников последовательностей. Если на схеме присутствуют такие блоки, то при изменениях на схеме или в таблицах, описывающих данные, производится анализ схемы, вычисление и отображение длин формируемых последовательностей [110].

				-OX
	Смеси	Файл	1 Orn neps set	21 10 Смеситель Отношение 10 ношение (дБ) знерпи коото ипнала к рпи второго в коодном сигнале
Длины последов	ательносте	A		Сгенерировать
Получатель Файл1	отсч. 6000	c. 0,03125	бит (с 300	
	тор 1	тор1 Смеси тель1 а1 Длины последовательносте Получатель оточ. Файл1 6000	тор 1 Смеси этор а1 Длины последовательностей Получатель оточ. с. Файл 6000 0,03125	тор1 Смеси Файл1 Потучатель оточ. с. бит (с Файл1 битор Смеси Файл1 От От от от от от от от от от от о

Рис. 1. Пример формирования тестовой последовательности в «Редакторе IQ последовательностей»

На рис. 2 представлен пример генерации простейших сигналов с двоичной фазовой манипуляцией (ФМ2, BPSK), распространяющихся по различным каналам связи:

$$s_1(t) = x(t) + \eta(t),$$

$$s_2(t) = \widetilde{x}(t-\tau) + \xi(t),$$
(1)

где x(t) – эталонный (опорный) сигнал, сформированный при помощи блоков «Источник данных» и «Модулятор», τ – взаимная временная задержка распространения сигналов, $\tilde{x}(t)$ – искажённая вследствие влияния эффекта Доплера (сдвига спектра) копия сигнала x(t), $\eta(t)$ и $\xi(t)$ – аддитивные белые гауссовы шумы, причём в опорном канале отношение сигнал/шум принято равным +10 дБ.



Рис. 2. Пример генерации пары сигналов с BPSK манипуляцией

Блок «Источник данных» позволяет задать передаваемую информационную последовательность, тип модуляции (ФМ2, ФМ4, ФМ8, ЧМ2, ЧМ4, ЧМ8, ЧМ16, КАМ4, КАМ16), скорость модуляции, а также различные дополнительные параметры передаваемой последовательности (включить/выключить дифференциальное кодирование, включить/выключить режим паузы, включить маркеры в выходной сигнал).

Блок «Модулятор» позволяет оцифровать сгенерированные последовательности по времени с заданной частотой дискретизации и по уровню с заданной разрядностью в битах.

Для генерации шумов используется блок «Генератор шума», который позволяет генерировать шумовые последовательности с заданным типом распределения (нормальное, равномерное, трапецеидальное, треугольное, распределение Лапласа), оцифрованные по времени и по уровню с заданной частотой дискретизации и разрядностью.

Блок «Смеситель» служит для задания отношения сигнал/шум (ОСШ). На выходе блока формируется сигнал, представляющий собой линейную

комбинацию входных сигналов. При этом первый сигнал (верхний вход блока) входит в комбинацию без изменения, а второй умножается на константу, чтобы обеспечить на выходе заданное отношение энергий.

Для моделирования задержки в исследуемом сигнале используется блок «Линия задержки», задерживающая генерируемую последовательность на заданное время (в секундах), а для моделирования доплеровского сдвига используется «Преобразователь частоты», сдвигающий спектр сигнала на заданную величину (в Герцах). Для ограничения полосы, занимаемой шумом, используется низкочастотный фильтр, параметром которого является значение граничной частоты полосы пропускания.

Для просмотра и анализа модулирующих последовательностей используется приложение «Просмотр IQ последовательностей». На рис. 3 представлен пример сгенерированной IQ последовательности по схеме на рис. 2. Программа позволяет просматривать осциллограммы I-компоненты (рис. 3а,б, линия 1), Q-компоненты (рис. 3а,б, линия 2) сгенерированной последовательности в пределах полной выборки (рис. 3а), а также в пределах заданного временного окна (рис. 3б). Также отображается график текущей фазы (рис. 3б, линия 3).



Рис. 3. Пример сгенерированной IQ-последовательности с BPSK манипуляцией

Программа «Просмотр IQ последовательностей» позволяет также просматривать и анализировать фазовую траекторию и спектр сигнала в заданном временном окне. На рис. 4а представлен вид фазовой траектории и спектр сгенерированного BPSK сигнала $s_1(t)$ в опорном канале (ОСШ = +10 дБ), на рис. 4б представлена фазовая траектория и спектр исследуемого сигнала $s_2(t)$,

доплеровский сдвиг при этом задавался равным 10 кГц, а отношение сигнал/шум 0 дБ.



Рис. 4. Пример фазовой траектории и спектра: а) опорного сигнала, б) исследуемого сигнала

Программное обеспечение «IQ генератор» позволяет также сохранять полученные тестовые сигналы в формате .xml, которые в дальнейшем могут быть использованы для тестирования алгоритмов обнаружения и оценки параметров сигналов.