

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

На правах рукописи

Куля Дмитрий Николаевич

УДК 551.501.8:621.396.96

**УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СЛЕДЯЩИХ МЕТОДОВ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО
ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ**

Специальность: 05.12.17 - Радиотехнические и телевизионные системы

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
Карташов Владимир Михайлович
доктор технических наук, профессор

Харьков – 2016

СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ, УСЛОВНЫХ	
ОБОЗНАЧЕНИЙ, СИМВОЛОВ, ЕДИНИЦ И ТЕРМИНОВ	
	5
ВВЕДЕНИЕ.....	
	7
1	ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ РАДИОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ
	14
1.1	Дистанционные методы зондирования атмосферы
	14
1.2	Радиоакустическое зондирование атмосферы
	21
1.3	Системы радиоакустического зондирования атмосферы
	24
1.4	Методы обработки сигналов в системах РАЗ атмосферы
	35
1.5	Выводы по разделу 1.....
	39
2	ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ РАЗ И ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ВИДЫ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ
	41
2.1	Синтез оптимального алгоритма обработки сигналов систем РАЗ атмосферы
	41
2.2	Анализ синтезированного алгоритма обработки сигналов
	44
2.3	Функция рассеяния сигналов систем РАЗ атмосферы
	50
2.4	Исследование свойств зондирующих сигналов систем РАЗ
	52
2.5	Выводы по разделу 2.....
	59
3	СИНТЕЗ И АНАЛИЗ СЛЕДЯЩЕГО УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ ..
	62
3.1	Сущность метода следящей обработки сигналов
	62
3.2	Следящий метод обработки сигналов систем РАЗ
	65
3.3	Реализация следящего метода обработки сигналов в системах РАЗ
	72

3.4	Дискриминационная характеристика следящего устройства радиоакустической системы	78
3.5	Анализ дискриминационных характеристик при использовании различных видов зондирующих сигналов	92
3.6	Выводы по разделу 3.....	97
4	СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО ЛИНЕЙНОГО ФИЛЬТРА СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ	99
4.1	Характеристика методов оптимальной линейной фильтрации	99
4.2	Математические модели процессов изменения оцениваемых параметров	108
4.3	Уравнения линейной фильтрации оценок скорости звука в системах РАЗ	112
4.4	Выбор математической модели процесса изменения скорости звука	116
4.5	Параметрическая чувствительность оптимального линейного фильтра системы РАЗ	122
4.6	Структурная чувствительность оптимального линейного фильтра системы РАЗ	126
4.7	Выводы по разделу 4.....	128
5	ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ	129
5.1	Основные соотношения для расчета потенциальной точности измерения параметров атмосферы следящей системой РАЗ	129
5.2	Зависимость потенциальной точности измерения параметров атмосферы от вида зондирующих сигналов следящей системы РАЗ	131
5.3	Влияние энергетического характера параметра расстройки условия Брэгга на потенциальную точность оценки параметров атмосферы	142
5.4	Выводы по разделу 5.....	145

ВЫВОДЫ ПО ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЕ.....	147
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	151
Приложение А. Акты реализации диссертационных исследований.....	164

**ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ, УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ,
СИМВОЛОВ, ЕДИНИЦ И ТЕРМИНОВ**

FFT	(Fast Fourier Transform) Быстрое преобразование Фурье
IMD	(India Meteorological Department) Индийский метеорологический департамент
ISARS	(International Symposium for the Advancement of Boundary-Layer Remote Sensing) Международный симпозиум по улучшению дистанционного зондирования пограничного слоя
SAMEER	(Society for Applied Microwave Electronics Engineering & Research) Общество по исследованию и проектированию СВЧ электроники
SODAR	(Sonic Detection And Ranging) акустичный радар
АПС	Атмосферный пограничный слой
АРУ	Автоматическая регулировка усиления
ДХ	Дискриминационная характеристика
ЛЧМ	Линейная частотная модуляция
МРЛС	Метеорологическая радиолокационная станция
ПЭВМ	Персональная электровычислительная машина
РУ	Решающее устройство
РАЗ	Радиоакустическое зондирование
РАС	Радиоакустическая система
РВП	Радиолокационный ветровой профилер
РЛС	Радиолокационная станция

СВЧ	Сверхвысокая частота
СКО	Среднеквадратическое отклонение
ТР	Тело рассеяния
ФР	Функция рассеяния

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Знания о состоянии атмосферы позволяют в настоящее время планировать и корректировать многие аспекты человеческой жизнедеятельности, поэтому задача определения параметров атмосферы является одной из важнейших в жизни человека. Оперативное определение состояния атмосферы невозможно без использования различных дистанционных средств измерения метеопараметров: радиолокационного, акустического, лазерного, радиоакустического.

Метод радиоакустического зондирования атмосферы РАЗ, суть которого заключается в радиолокации звуковой волны, позволяет достаточно точно оценивать параметры атмосферного пограничного слоя АПШ атмосферы, высота которого зависит от конкретных условий и может принимать значения от 100 м до 2 км, накапливать экспериментальные данные о состоянии атмосферы с целью анализа и прогнозирования его поведения, контролировать состояние атмосферы с целью своевременного предупреждения тяжелых последствий технологической жизнедеятельности человека, вести метеонаблюдения взлета и посадки самолетов, исследовать принципы взаимодействия акустического и электромагнитного колебаний в атмосфере.

Однако эффективность применения систем РАЗ в значительной степени ограничивается возможностями существующих технических средств, в то время как растущие потребности практики требуют существенного улучшения основных характеристик станций. Нужно улучшать основные показатели качества систем зондирования: точность измерений, дальность действия, помехозащищенность, оперативность получения оценок.

Современные системы РАЗ разделились на 2 основных типа – системы с подстройкой частоты зондирующих сигналов и системы без подстройки

частоты зондирующих сигналов. Системы с подстройкой частоты зондирующих сигналов характеризуются удовлетворительной точностью измерения температуры воздуха (0.5К), но оперативность получения высотных профилей измеряемых параметров часто оказываются недостаточными при решении актуальных задач метеорологии и исследования свойства процессов, протекающих в атмосфере Земли. Поэтому практический интерес направлен на разработку систем РАЗ без подстройки частоты, которые характеризуются гораздо большей оперативностью получения профилей температуры воздуха. Однако применяемые при этом алгоритмы измерения основаны на методах оценки доплеровской частоты и не адекватны процессам, происходящим в радиоакустическом локационном канале, вследствие чего результаты измерений характеризуются систематической погрешностью 1-2 градуса.

Ввиду этого научно-прикладная задача по совершенствованию систем РАЗ атмосферы, следящих методов обработки рассеянных колебаний, методов оптимальной линейной фильтрации оценок параметров атмосферы, методик определения потенциальной точности получаемых результатов при использовании различных зондирующих сигналов актуальна.

Связь работы с научными программами, планами и темами. Разработанные методы, модели, алгоритмы и программные продукты внедрены в ХНУРЭ при выполнении госбюджетной НИР № 260 "Исследование потенциальных возможностей эффективного функционирования сетевых реконфигурируемых информационно-измерительных систем экологического мониторинга " (государственная регистрация № 0111U002903, 2011 – 2013 гг.), в учебном процессе кафедры "Радиоэлектронные системы" ХНУРЭ, во время выполнения дипломных и магистерских исследовательских работ, о чем свидетельствуют акты внедрения.

Цель и задачи исследований. Целью исследований является совершенствование следящих методов обработки сигналов систем

радиоакустического зондирования атмосферы, которые учитывают преобразования, которым подвергается радиосигнал при распространении в локационном радиоакустическом канале, выполняют оптимальную линейную фильтрацию получаемых оценок параметров атмосферы и обеспечивают повышение точности и оперативности измерения параметров атмосферы.

Для достижения поставленных целей в работе решены следующие задачи:

- выполнен анализ действующих радиоакустических систем и алгоритмов обработки принятых колебаний, которые в них применяются;
- разработан следящий метод обработки принятых сигналов систем РАЗ;
- выполнена оценка потенциальной точности результатов измерения параметров сигналов, получаемых с использованием предложенного следящего метода обработки;
- Синтезирована структура и выбраны параметры оптимального линейного фильтра, входящего в состав схемы следящего устройства обработки сигналов.

Объект исследования. Процесс зондирования атмосферы акустическими и электромагнитными волнами.

Предмет исследования. Следящий метод обработки рассеянных сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы.

Методы исследований. В работе использованы методы синтеза и анализа радиосистем, теории распространения волн в турбулентной атмосфере, вычислительные методы анализа, компьютерное моделирование и физический эксперимент.

Научная новизна полученных результатов.

1. Впервые разработан следящий метод обработки рассеянных радиосигналов систем РАЗ атмосферы, учитывающий преобразования, которым подвергается радиосигнал при распространении в локационном радиоакустическом канале. Разработанный метод позволяет устранить

систематические погрешности, имеющиеся в результатах измерений метеопараметров существующими системами РАЗ, а также повысить качество и оперативность получения оценок информационных параметров.

2. Впервые выполнен анализ и выбор моделей оптимальной линейной фильтрации в системах РАЗ атмосферы. Показано, что в качестве модели изменяющегося параметра оптимального линейного фильтра системы РАЗ целесообразно использовать стохастическую модель с независимыми первыми приращениями.

3. Усовершенствован метод, который позволяет оценить потенциальную точность результатов измерений, получаемых с использованием разработанного следящего метода. Метод позволяет проводить анализ потенциальной точности измерения метеопараметров при использовании различных видов зондирующих сигналов. Отличие метода заключается в формировании и анализе тела сигнальной функции радиоакустических сигналов. Построено тело сигнальной функции простых зондирующих сигналов систем РАЗ и выполнен его анализ. Тела позволяют проводить анализ потенциальной точности измерения параметров атмосферы следящим методом при использовании различных зондирующих сигналов.

4. Впервые определена потенциальная точность измерения метеопараметров системами РАЗ при использовании следящего метода обработки сигналов и простых зондирующих сигналов с прямоугольными и гауссовской огибающей. Результаты анализа подтверждают, что использование следящего метода обработки сигналов повышает потенциальную точность оценок метеопараметров.

Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и рекомендаций. Достоверность основных положений, выводов и рекомендаций, полученных в работе, обеспечивается качественным и количественным сопоставлением результатов имитационного моделирования с известными положениями теории.

Научное значение работы заключается в разработке следящего метода обработки отраженных сигналов систем РАЗ атмосферы, позволяющего устранить систематическую ошибку в измерениях параметров атмосферы, свойственную используемым на сегодняшний день в системах РАЗ алгоритмам обработки отраженных сигналов, и повысить оперативность получения оценок параметров атмосферы.

Практическое значение полученных результатов. Полученные в работе результаты позволяют повысить точность и оперативность измерений параметров атмосферы существующими системами РАЗ.

Предложенный следящий метод обработки рассеянных сигналов и выбранная модель оптимального линейного фильтра позволяют устранить имеющиеся систематические погрешности измерения метеопараметров, а использование предлагаемого способа оценки потенциальной точности измерения параметров атмосферы позволяет определять целесообразность использования тех или иных зондирующих колебаний без проведения физических экспериментов.

Практическое значение и научная новизна полученных в диссертации результатов подтверждается патентами на изобретения: № 97612 «Способ радиоакустического зондирования атмосферы для регистрации вертикального профиля температуры»; № 105052 "Способ радиоакустического зондирования атмосферы для регистрации вертикального профиля температуры"; № а2013 04840 от 6.05.15 (решение о выдаче патента) "Устройство для дистанционной регистрации вертикального профиля температуры атмосферного воздуха".

Личный вклад соискателя. Все основные результаты, которые отражают сущность диссертационной работы и содержатся в пунктах научной новизны и практического значения, получены автором лично и достаточно полно изложены в 27 научных работах, опубликованных соискателем самостоятельно и в соавторстве. Основные научные результаты диссертации получены автором самостоятельно. В статьях, опубликованных

в соавторстве, Кули Д.М. принадлежат постановка задач, получения основных результатов, выводы. Соавторы участвовали в осмотре и анализе литературных источников, компьютерном моделировании, получении многочисленных оценок, обработке экспериментальных результатов. Идеи патентов и их теоретическое обоснование принадлежат автору.

Апробация результатов диссертации. Основные положения и результаты диссертационной работы были представлены, докладывались и обсуждались на международных конференциях и форумах, а именно на: 16-м (США, 2012 г.) Международном симпозиуме по дистанционным методам зондирования атмосферы, на 22-й та 23-й Международной Крымской конференции «Свч-техніка й телекомунікаційні технології» КримМіКо, (г. Севастополь, 2012 г., 2013 г.), на 7-й Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій РТ - 2011» та 8-й Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій РТ - 2012» международной молодежной НТК «(Севастополь), на 4-м международном радиоэлектронном форуме "Прикладна радіоелектроніка. Стан та перспективи розвитку" (МРФ-2011), на Международной Школе молодых ученых «Физика окружающей среды» им. А.Г. Колесника (Томск 2012, 2013), на 15-м, 16-м, 17-м Международном молодежном радиоэлектронном форуме "Радіоелектроніка й молодь" (г. Харьков, 2011 г., 2012 г., 2013 г.).

Публикации. Результаты диссертации опубликованы в 27-и научных трудах. Среди них 7 - статьи, опубликованные в научных изданиях, включенных в перечень ВАК Украины, 4 - статьи, опубликованные в зарубежных журналах, 12 - материалы международных форумов и конференций, 1 монография, 3 патентов на изобретения, статьи [9, 10, 11] и тезисы [21, 22] изложены в научной базе Scopus.

Структура диссертации. Диссертация состоит из введения, пяти разделов, выводов и списка использованных источников. Общий объем работы составляет 151 страницу, из них: перечень сокращений, условных обозначений, символов, единиц и терминов на 2 страницах; список

использованных источников на 13 страницах, который включает 112 наименований. Диссертация содержит 77 рисунков.

РАЗДЕЛ 1

ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ РАДИОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

1.1 Дистанционные методы зондирования атмосферы

Известные методы измерения параметров атмосферы можно разделить на группы [1-7]: контактные и дистанционные. Среди дистанционных методов зондирования наиболее развиты для практического применения радиолокационный, акустический, радиоакустический, лазерный.

Радиолокация занимает важное место в исследованиях атмосферы и часто применяется в практике метеонаблюдений [8,9]. Источниками рассеянного сигнала в метеорологических радиолокационных станциях (МРЛС) могут выступать как гидрометеоры [10-12] (дождь, снег, туман, облака), так и турбулентные образования [13-16]. Некогерентные МРЛС, использующие рассеяние на гидрометеорах, позволяют определять свойства наблюдаемых метеообразований по энергетическим параметрам принимаемого сигнала, доплеровские станции этого типа позволяют дополнительно измерять динамические характеристики эволюции и перемещения метеообразований по спектру радиосигнала. Информативными являются методы поляризационного распознавания классов метеообъектов, реализуемые как в когерентных, так и в некогерентных станциях [11].

Работа лазерных метеорологических локаторов – лидаров основана на рассеянии световых волн частицами атмосферного аэрозоля, а также молекулами кислорода, азота, натрия и др. [17]. Скорость ветра лидары определяют по доплеровскому сдвигу частоты рассеянного сигнала, либо путем оценивания скорости перемещения в пространстве рассеивающих структурных неоднородностей с использованием корреляционного анализа интенсивностей принимаемых сигналов. Лидары могут оценивать скорости рассеивателей как в верхних слоях атмосферы (для этого используется

ультрафиолетовый диапазон излучения), так и в нижних слоях (при использовании видимого и инфракрасного диапазонов).

Способ лидарного определения температуры основан на спонтанном рamanовском рассеянии света молекулами кислорода и азота, а метод определения влажности основан на механизме резонансного поглощения световых волн молекулами водяного пара [13].

В последнее время интенсивно развиваются доплеровские МРЛС вертикального зондирования, основанные на явлении рассеяния радиоволн турбулентными неоднородностями показателя преломления воздуха [14,18]. Эти станции, получившие название радиолокационных ветровых профилеров (РВП) или профилометров (wind profiler), позволяют определять высотные профили скорости и направления ветра в диапазоне высот от 500 м до 15-20 км непосредственно над местом расположения радиолокационной станции (РЛС). РВП представляют собой высокопотенциальные когерентно-импульсные РЛС дециметрового или метрового диапазонов. Высотное разрешение измерений составляет 150-500 м, время получения одного профиля от нескольких минут до одного часа.

Несмотря на то, что радиолокационные и лазерные устройства позволяют получить ценную метеоинформацию с достаточно больших территорий и высот, однако приземный и пограничный слои атмосферы, а также прилегающие к ним области высот, играющие чрезвычайно важную роль в жизнеобеспечении на Земле и формировании протекающих метеопроцессов, не могут быть детально исследованы существующими радиолокационными и лидарными станциями [19].

Существенные возможности для изучения нижних слоев атмосферы дают методы дистанционного зондирования с применением звуковых волн – акустический и радиоакустический методы [18,20]. Звуковые волны интенсивнее взаимодействуют с атмосферой, чем электромагнитные волны радио и оптического диапазонов, что, с одной стороны, расширяет их возможности по оцениванию метеопараметров, с другой стороны, снижает

проникающую способность, а, значит, дальность зондирования. В соответствии с этим диапазон дальности акустических и радиоакустических локаторов ограничен высотами порядка нескольких километров, а наиболее подходящим объектом для их использования является атмосферный пограничный слой (АПС) [10,18,21].

В АПС, высота которого зависит от конкретных условий и может принимать значения от 100 м до 2 км, происходит обмен количеством движения, влагой и теплом между подстилающей поверхностью и свободной атмосферой. Значительное влияние на процессы в АПС оказывает радиация, рельеф поверхности, орография, а также процессы синоптического плана [22, 23].

В методе радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы определение метеопараметров осуществляется по характеристикам радиосигнала, отраженного от распространяющегося в атмосфере звука.

За пятидесятилетнюю историю метода РАЗ отношение к нему неоднократно менялось от оптимистического до крайне пессимистического и наоборот. Вначале оптимизм был связан с предположением о том, что метод позволит определять метеопараметры до высот в несколько десятков километров. Однако многочисленные аспекты распространения звука в реальной атмосфере и механизма взаимодействия радиоволн со звуком не были к тому времени в достаточной степени изучены. При испытании в 1961 г. первой установки радиоакустического зондирования [24] не удалось получить отраженный радиосигнал с высот более 30 метров и теоретические и практические работы в данном направлении были закрыты.

Новый интерес к методу РАЗ с начала 70-х годов связан с американским ученым Маршаллом, который, опираясь на исследования поглощения звука различных частот во влажном воздухе, выполненные Харрисом, пересмотрел существовавшие энергетические представления о методе. Главное заблуждение разработчиков и исследователей 60-х годов состояло в использовании высокочастотных звуковых волн (имеющих

частоту, например, 22 КГц), которые интенсивно затухают в атмосфере. После этого начинается полоса интенсивного развития метода в США, Швейцарии, Италии, ФРГ. В бывшем СССР исследования метода РАЗ начались в 1965 г. в Харьковском институте радиоэлектроники, именно в тот период, когда преобладало мнение о его бесперспективности.

Преимущества радиоакустических локаторов, по сравнению с другими дистанционными средствами зондирования, проявляются в наибольшей степени при измерении температурных профилей в нижней тропосфере. В настоящее время РАЗ – единственный дистанционный метод, который обеспечивает приемлемую точность измерений температуры в данном высотном диапазоне.

Дистанционное зондирование атмосферы акустическими волнами основано на рассеянии звуковых волн мелкомасштабными неоднородностями показателя преломления, которые обусловлены турбулентными флуктуациями температуры, скорости ветра и влажности. Задача о рассеянии звуковых волн была сформулирована и решена в общем виде впервые Обуховым А.М. [26]. Значительный вклад в развитие данного направления внесли эксперименты Каллистратовой М.А. [18,27-29], которые показали хорошее согласие с разработанными теоретическими моделями и доказали возможность наблюдения и применения данного эффекта. Завершенный вид теория рассеяния акустических волн в атмосфере приобрела в работах Татарского В.И. [15,16].

Можно выделить следующие основные виды взаимодействия звуковых волн со средой, которые могут быть положены в основу методов определения параметров атмосферы [10]: 1) зависимость скорости звука от значений метеопараметров; 2) рассеяние на неоднородностях; 3) поглощение, зависящее от частоты; 4) рефракция; 5) доплеровский сдвиг частоты в результате отражении от движущихся неоднородностей; 6) флуктуации амплитуды и фазы волны, связанные с турбулентностью.

Системы, основанные на акустическом методе измерения параметров атмосферы в приземном слое, получили такое название как Содары (SODAR – Sonic Detection And Ranging). Сегодня содары – это системы, которые используются для дистанционного измерения структуры вертикальной турбулентности и профиля ветра в нижних слоях атмосферы.

Системы содаров, подобны радарам (детектирование и определение расстояния посредством радиоволн). Среда распространения для содаров – воздух. Рассеивание сигнала происходит за счет наличия турбулентности в атмосфере [13,26]. Большинство содаров работают, испуская за короткие промежутки времени акустический пульсирующий сигнал, и затем принимая отраженный сигнал.

Системы содаров имеют диапазон измерительных высот в пределах от сотни до нескольких сотен метров. Максимальный диапазон высоты, может быть, достигнут в местах установки содара, которые характеризуются низким уровнем окружающего шума и умеренно высокой относительной влажностью воздуха. В пустынях диапазон высоты ниже из-за того, что затухание звука сильнее в сухом воздухе.

Содары могут быть использованы везде, где необходимо определять характеристики ветра. Некоторые типичные применения: изучение дисперсии атмосферы, распределения ветра, предупреждение бурь, мониторинг ветра, анализ распространения звука, оценка микроволновых взаимодействий и контроль вихревых потоков самолетов.

На сегодняшний день большой интерес сосредоточен в основном вокруг таких средств дистанционного зондирования как содары и лидары о чем свидетельствуют многочисленные публикации авторов из различных стран в журналах и Интернете по данной тематике.

Среди презентаций и материалов докладов симпозиумов ISARS-2010 и ISARS-2012, участие в которых приняли докладчики из таких стран как Китай, Голландия, Россия, Украина, Германия, Новая Зеландия, Дания, Франция, США, Великобритания, Швейцария, Бразилия, Италия, Индия,

Южная Корея, Болгария, количество докладов по темам содаров и лидаров составили практически 60-70% от всех предоставленных на симпозиум докладов. В докладах рассматривают основные достижения, произведенные в области дистанционного зондирования посредством лидаров или содаров, производят сравнительные характеристики разных содаров и лидаров между собой, предлагают различные способы совершенствования систем дистанционного зондирования атмосферы.

ISARS (International Symposium for the Advancement of Boundary-Layer Remote Sensing) – международный симпозиум, который является одним из основных симпозиумов, проводимых по вопросам дистанционного зондирования атмосферы. Данный симпозиум, как правило, включает следующие темы: инновации и новые потенциальные направления; разработка наземных дистанционных датчиков; наука о дистанционном наземном зондировании пограничного слоя атмосферы; исследование и моделирование физики пограничного слоя; измерение скорости ветра и применение энергии ветра; турбулентность в пограничном слое и др.

Интерес к лидарам обоснован возможностью измерения параметров атмосферы в диапазонах высот, которые составляют десятки километров. Содары в свою очередь позволяют качественно оценивать скорость и направление ветра, а также турбулентные характеристики атмосферы.

Однако лидары и содары характеризуются в свою очередь различного рода недостатками. Основными недостатками лидаров является то, что выполнение лидарных измерений возможно только в темное время суток, а точность получаемых результатов существенно зависит от степени замутненности атмосферы. Лазерные средства позволяют получать ценную метеоинформацию с достаточно больших территорий и высот. Однако приземный и пограничный слои атмосферы, а также прилегающие к ним области высот, играющие чрезвычайно важную роль в жизнеобеспечении всего живого на Земле и формировании протекающих метеопроцессов, не могут быть детально исследованы существующими лидарными станциями.

Более качественно исследовать приземные слои атмосферы позволяют содары. Однако содары не дают возможность измерять температуру воздуха и характеризуются в среднем максимальной высотой зондирования от 100 м до 500 м.

В связи с недостатками лидаров и содаров остается определенный интерес к методам радиоакустического зондирования атмосферы. Системы радиоакустического зондирования атмосферы позволяют более качественно исследовать приземный слой атмосферы по сравнению с лидарами т.к. используют звуковые импульсы для зондирования, которые интенсивнее взаимодействуют с атмосферой, чем радиоизлучение оптического диапазона, используемое в лидарах. В отличие от содаров системы РАЗ позволяют измерять температуру воздуха, а при исследовании турбулентных особенностей атмосферы позволяют достигать больших высот зондирования (1.5 – 2 км) т.к. помимо акустических сигналов используют радиосигнал, который слабее затухает в атмосфере. Кроме того, система РАЗ может иметь все возможности и преимущества, свойственные содарам т.к. фактически является их расширением. Добавив к содару радиоантенны можно получить систему РАЗ.

На симпозиумах ISARS-2010 и ISARS-2012 системам РАЗ атмосферы посвящено около 10% докладов, из которых часть посвящена непосредственно системам РАЗ и их анализу, а другая большая часть посвящена анализу атмосферы с использованием систем РАЗ. Доклады принадлежали преимущественно авторам из России, Украины, Германии, Индии и Италии. К таким докладом относятся: «Experimental study rain-induced accuracy limits for microwave temperature profiler and RASS system in comparison with meteorological tower» – центральная аэрологическая обсерватория, Россия; «Identification of Conditions Contributory to Anomalous Radio wave Refraction in PBL with the Help of Sodar and RASS» – харьковский национальный университет радиоэлектроники, харьковский университет воздушных сил, Украина; «Analysis of mean temperature profiles and gradients

in low atmosphere by RASS» – Италия (для получения результатов, описанных в докладе использовалась система РАЗ германского производства МЕТЕК SODAR-RASS system); «Relations between mixing-layer height, low-level jets and cross-over heights – evaluations of sodar and RASS measurements» – институт метеорологии и климатических исследований, Германия [31]; «The signal processing algorithms study of atmospheric radioacoustic sensing systems» – харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина [32].

1.2 Радиоакустическое зондирование атмосферы

Радиоакустическое зондирование атмосферы основано на радиолокации распространяющейся в атмосфере звуковой волны, где получение отраженного сигнала возможно в силу неполного отражения радиоволны от акустических колебаний, которые модулируют в атмосфере плотность воздуха и, следовательно, создают неоднородности диэлектрической проницаемости.

Достаточный для обработки и регистрации уровень отраженного радиосигнала может быть получен только в случае выполнения определенных условий [18]. Во-первых, необходимо отражение от «щуга» акустических волн длиной $N_s \lambda_s$ при $N_s \gg 1$, во-вторых, требуется выполнение условия Брэгга

$$\lambda_e = 2\lambda_s \sin \theta, \quad (1.1)$$

где λ_e – длина электромагнитной волны; λ_s – длина волны акустических колебаний; θ – угол между фронтом акустической волны и направлением распространения радиоволны.

Соблюдение условия Брэгга приводит к тому, что радиоволны, отраженные от различных участков акустической волны, складываются синфазно, и амплитуда отраженного радиосигнала увеличивается. Кроме явления когерентного сложения рассеянных звуком радиоволн для РАЗ характерно фокусирующее действие движущихся звуковых фронтов,

которые представляют собой протяженные сферообразные отражатели. Отраженный радиосигнал в результате этого представляет собой пучок сферических сходящихся у поверхности Земли волн. Фокусирование электромагнитных колебаний и их синфазное сложение при отражении от различных участков акустической волны могут обеспечить значительные энергетические преимущества метода, однако для этого требуется выполнение определенных условий, накладываемых на аппаратуру и параметры сигналов излучения.

Влияние неоднородностей атмосферы на звуковые волны гораздо значительнее, чем на электромагнитный сигнал. В задаче РАЗ можно пренебречь влиянием неоднородностей атмосферы на распространение радиоизлучения и ограничиться их влиянием только на параметры звукового сигнала. При этом звуковые колебания выступают своеобразным датчиком, а радиоволны – переносчиком информации, что делает метод радиоакустического зондирования достаточно чувствительным к изменениям метеопараметров в атмосфере и защищенным от негативного влияния среды при переносе информации от исследуемого слоя к поверхности земли.

Особенностью РАЗ атмосферы является то, что рассеяние радиосигнала на акустической волновой посылке имеет ряд особенностей. Во-первых, рассеяние радиоволны на звуке является частотно-зависимым: уровень рассеянного радиосигнала зависит от значения параметра расстройки условия Брэгга $q = 2k_e - k_s$, где k_e – волновое число электромагнитного колебания, k_s – волновое число акустического колебания, а во-вторых, при рассеянии на звуке существенно изменяется структура излучаемого радиосигнала. Радиосигнал приобретает в процессе рассеяния дополнительную амплитудную и угловую модуляцию, что видно на рис. 1.1, на котором изображен спектр экспериментально излученного радиосигнала, отраженного от акустического пакета на разных высотах. Спектр является не симметричным, что имеет место при совместной амплитудно-фазовой модуляции колебаний [33,34].

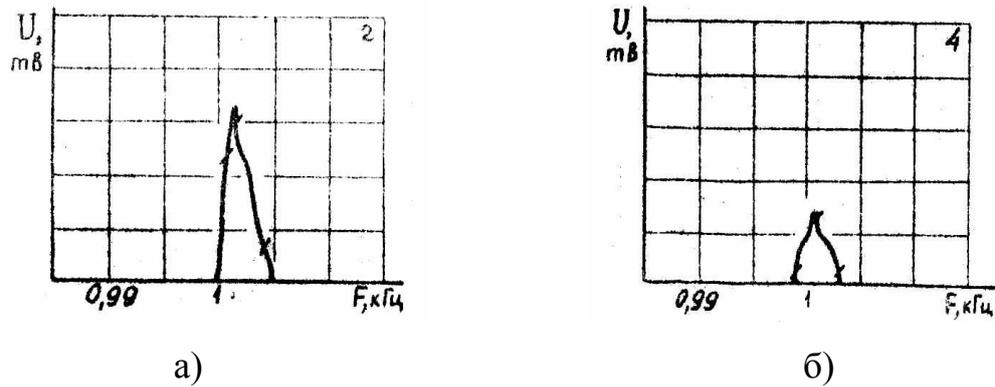


Рис. 1.1. Спектр радиосигнала, отраженного от акустического пакета на разных высотах: а) 64 м, б) 90 м

Определение метеопараметров при радиоакустическом зондировании основано на зависимости скорости звука от состояния атмосферы. Скорость звука в неподвижной среде определяется выражением [11,12]

$$c_s = (\gamma RT / \mu)^{1/2} = a_K \sqrt{T_0}, \quad (1.2)$$

где γ – показатель адиабаты (отношение теплоемкостей при постоянном давлении C_p и постоянном объеме C_v ; R – универсальная газовая постоянная;

T_0 – абсолютная температура; μ – молекулярный вес воздуха.

Коэффициент $a_K = (\gamma R / \mu)^{1/2}$ для воздуха слабо зависит от давления, температуры, влажности и на практике обычно считают $a_K = const$. При необходимости поправки эти зависимости могут быть учтены.

Скорость звука при наличии ветра [12]

$$c_s = a_K \sqrt{T_0} + \vec{V} \vec{n}, \quad (1.3)$$

где \vec{V} – вектор скорости ветра; $\vec{n} = \vec{k}_s / |\vec{k}_s|$; $\vec{k}_s = 2\pi / \lambda_s$ – волновой вектор.

В соответствии с (1.3) скорость звука функционально связана с температурой атмосферы и скоростью ветра, которые и могут быть определены при измерении характеристики c_s среды. Для этой цели

разработаны соответствующие акустические и радиоакустические методики зондирования, позволяющие определять указанные метеопараметры.

1.3 Системы радиоакустического зондирования атмосферы

Системы РАЗ – это системы, предназначенные преимущественно для измерения температуры атмосферы. Принцип работы таких систем состоит в том, что в атмосферу излучаются импульсный акустический сигнал и радиосигнал. Акустическая посылка создает в атмосфере систему неоднородностей. Электромагнитный сигнал отражается созданной системой неоднородностей, при этом в процессе отражения изменяется его структура. По отраженному радиосигналу, принимаемому радиоантенной, оценивается скорость звука, и далее вычисляются искомые параметры атмосферы, которые входят в формулу (1.2).

В первых системах РАЗ использовались импульсные радио и акустические сигналы и конструировались они по моностатической схеме, в которой фазовые центры всех антенн совмещены в одной точке. Длина радиоволны первой системы ЕМАС [34], которая была создана в 1961 г., составляла $\lambda_e = 3$ см, длина акустической волны – $\lambda_s = 1,5$ см, а максимальная дальность действия – 30 м. Полученная дальность не оправдала надежд исследователей и следующая разработка появилась только в 1972 г. Установка называлась RASS и имела следующие параметры [22]: $\lambda_e = 8,15$ м; $\lambda_s = 4,075$ м. С использованием такой установки удалось получить отраженный сигнал с высоты 1,5 км, но минимальная высота зондирования составляла 600 м, а пространственная разрешающая способность – 200 м.

В ряде последующих установок РАЗ применялись импульсный акустический сигнал и непрерывное монохроматическое радиоизлучение, использовались отдельные, разнесенные на определенное расстояние приемная и передающая радиоантенны (рис. 1.2). Передающая акустическая антенна, как правило, располагается посередине между радиоантеннами.

Такая схема расположения антенн в совокупности с указанной комбинацией зондирующих радио и акустического сигналов получила название «основной» и к середине 80-х годов, когда сформировались принцип построения и структура доплеровской радиоакустической системы (РАС), в мире насчитывалось около 10 работающих установок РАЗ, большинство из которых были выполнены по основной схеме [23].

Отличия известных установок состояли, в основном, в используемых диапазонах частот сигналов, мощностях излучения и числах длин волн в импульсе акустического сигнала. Заметим, что число длин волн в акустическом импульсе (длительность акустической посылки) легко может быть изменено и не является по сути существенной характеристикой.

Все имевшиеся к тому времени системы (кроме ЕМАС и РАЗ-10) были стационарными. В качестве передающих и приемных радиоантенн чаще всего использовались параболические зеркальные антенны, в качестве акустических излучателей – решетки динамиков.

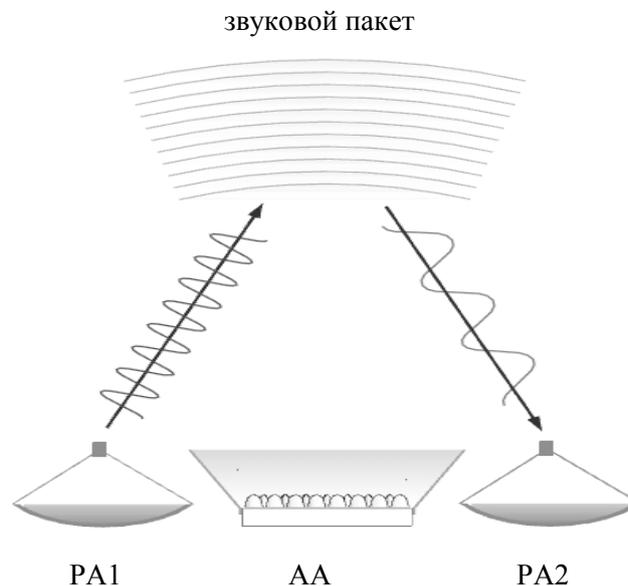


Рис. 1.2. Схема расположения антенн:

РА1 – передающая радиоантенна;

АА – акустическая антенна; РА2 – приемная радиоантенна

Важно отметить, что в бывшем Советском Союзе, а ныне в Украине исследования метода и систем РАЗ наиболее интенсивно проводились (и

проводятся в настоящее время) именно в ХНУРЭ. За период с 1965 г. по 2003 г. здесь созданы 5 экспериментальных установок РАЗ, в том числе первая в Европе, и выполнен большой объем атмосферных и аппаратурных исследований [35].

Определенные структурные особенности имеет установка РАЗ-10, разработанная в Харьковском национальном университете радиозлектроники (ХНУРЭ). Здесь радио и акустическая антенны размещаются по основной схеме, только на вращающейся платформе, а акустическая антенна может перемещаться в направлении, перпендикулярном линии, соединяющей центры радиоантенн.

Сделано это с той целью, чтобы скомпенсировать в небольших пределах ветровой снос звукового пакета. Работоспособность установки при смещенной акустической антенне обеспечивается за счет вращения платформы до момента появления в приемнике отраженного электромагнитного сигнала. Затем акустическую антенну смещают на значительную величину и добиваются получения отраженного сигнала из следующей точки профиля, что позволяет увеличить дальность действия установки и производить грубую оценку скорости и направления горизонтального ветра в исследуемом слое атмосферы.

С самого начала развития метода РАЗ стали делаться попытки получения профилей «по одной звуковой посылке» с подстройкой частоты акустического излучения в среднем по трассе. Связано это с тем, что настройка на условие Брэгга для каждой из точек профиля вручную путем изменения частоты излучаемого звукового сигнала занимает достаточно много времени, которое в зависимости от количества «площадок» может составлять 0,5 – 3 часа [36,37]. Однако достаточный для регистрации уровень отраженного сигнала даже при благоприятных метеоусловиях удалось получить только из нескольких соседних точек профиля. Нарушение при этом условия Брэгга в крайних точках, в которых удается зарегистрировать сигнал, способствует появлению ошибок в определении температуры

порядка $0,5 - 2^{\circ}\text{C}$ [38-42]. Указанная ошибка не превышает случайных ошибок радиозондов, но оказывается коррелированной с градиентом температуры, причем, градиент, всегда занижается по абсолютной величине. И хотя общее время измерения температурного профиля по такой методике значительно уменьшается, однако появляется неслучайная ошибка, которая не может быть уменьшена осреднением и коррекцией результатов измерений.

Решением вопроса о повышении оперативности радиоакустического зондирования и точности измерения метеопараметров является подстройка частоты электромагнитного излучения под условие Брэгга по мере продвижения простого акустического импульса в атмосфере. Разработке таких методов посвящены публикации [43- 48].

С целью обеспечения соблюдения условия Брэгга во всем диапазоне изменения длин акустических волн за счет подстройки частоты радиосигнала целесообразно медленные изменения метеопараметров компенсировать подстройкой частоты звукового генератора. Такая подстройка частоты звука может быть выполнена по прямым измерениям температуры и скорости ветра у поверхности земли и может осуществляться автоматически. Компенсацию быстрых изменений длины акустической волны необходимо производить путем изменения частоты электромагнитного излучения. Так, чтобы обеспечить, выполнение условия Брэгга при изменении температуры атмосферы с высотой на 10°C необходимо необходима возможность перестройки частоты радиосигнала в пределах $1,5\%$ с точностью порядка $0,05\%$ и скоростью порядка $0,1\%$ за $0,1\text{ с}$ [47]. Однако сведения об успешной реализации подобных процедур на практике отсутствуют, что можно объяснить технической сложностью задачи, с одной стороны, и несовершенством алгоритмов управления частотами зондирующих сигналов – с другой.

В случае применения в системах РАЗ дискретной приемной радиоантенны схема излучения и приема сигналов, представленная на

рис. 1.2, видоизменяется, – приемная антенна (на рис. 1.2 она обозначена как РА2) замещается антенной решеткой. Для эффективного использования апертуры решетки передающие электромагнитная и акустическая антенны могут перемещаться при изменении метеоусловий, занимая положение с наветренной стороны, либо используется соответствующее количество передающих антенн, которые переключаются [49]. Разработаны алгоритмы обработки сигналов для такой схемы, которые позволяют также оценивать координаты центра пятна рассеянных колебаний, перемещающегося в процессе измерений по апертуре решетки.

О международном научном и практическом интересе радиоакустического метода зондирования атмосферы свидетельствуют теоретические и практические разработки, которые ведутся в таких странах как Германия, Индия, Япония, Россия.

В Индии в городе Мумбаи с середины 70-х существует отдельное сообщество SAMEER (Society for Applied Microwave Electronics Engineering & Research) созданное как автономная лаборатория от университета Электроники (Department of Electronics). В лаборатории SAMEER проводят научные исследования и разработки в области оптоэлектроники, медицинской техники, радарных приборов, метеорологии и дистанционного зондирования атмосферы, СВЧ-систем и компонентов, навигационной электроники и т.д.

На рис. 1.3–1.5 показана система РАЗ, разработанная в лаборатории SAMEER, которая и сегодня используется для исследований атмосферы в индийском метеорологическом институте IMD (India Meteorological Department).



Рис. 1.3. Система PAZ IMD

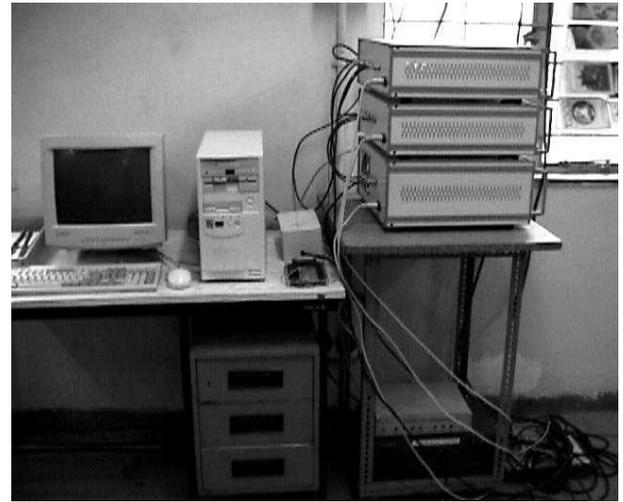


Рис. 1.4. Вычислительная техника IMD

Система, представленная на рис. 1.3–1.5 позволяет определять профили температуры на высоте до 1 км. Измерение температуры осуществляется на основании зависимости скорости звука от температуры воздуха. Для измерения температуры на определенном уровне трассы зондирования в системе производится подстройка частоты акустического сигнала под условие Брэгга, после чего измеряется доплеровский сдвиг частоты отраженного от акустической посылки радиосигнала. При взаимодействии радиоволн с акустическими волнами в системе предусмотрена возможность изменения частоты акустического сигнала в пределах от 805 Гц до 961 Гц.

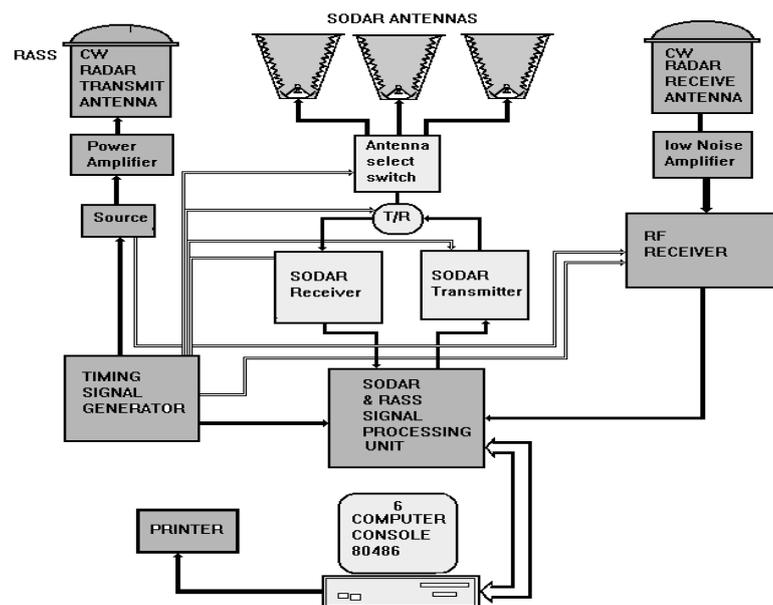


Рис. 1.5. Структурная схема PAZ IMD

Ведутся разработки радиоакустического метода зондирования атмосферы в японском научно-исследовательском институте (Research Institute for Sustainable Humanosphere) и индийской исследовательской лаборатории (National Atmospheric Research Laboratory).

В сентябре 2008 года в журнале «Annales Geophysicae» вышла статья (www.ann-geophys.net/26/2531/2008/) «Development of radio acoustic sounding system (RASS) with Gadanki MST radar – first results» как результат совместной работы ученых японского научно-исследовательского института и индийской национальной лаборатории по исследованию атмосферы.

В статье описывается система радиоакустического зондирования атмосферы, полученная в результате расширения MST радара (Gadanki MST Radar). Расширение представляет собой мощный акустический возбудитель, который настроен на совместную работу с MST радаром. В результате расширения MST радар вместе с акустическим возбудителем позволили производить зондирование атмосферы в радиоакустическом режиме.

Схема системы РАЗ реализованная на основе MST радара показана на рис. 1.6. Схема радара показана слева на рисунке, акустическая часть показана справа. В таблице 1.1 показаны характеристики радара и акустической части.

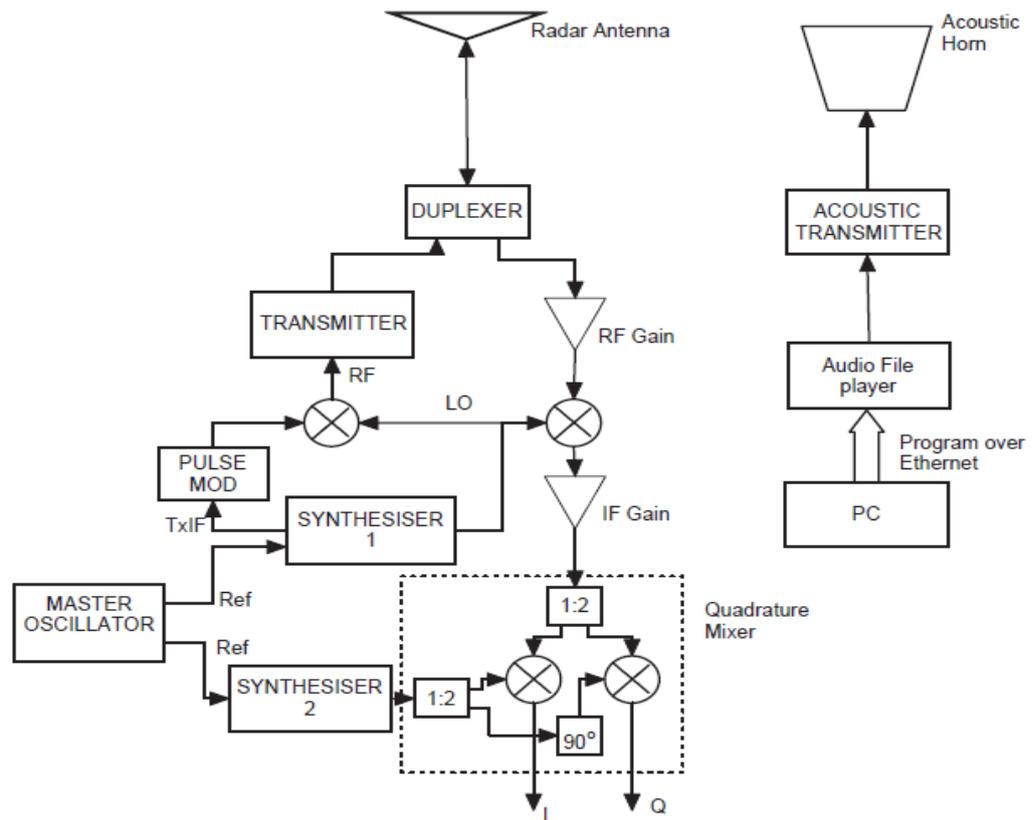


Рис. 1.6. Структурная схема системы РАЗ на основе Gadanki MST Radar

Система РАЗ показанная на рис. 1.6 предусматривает 2 режима работы: режим измерения скорости ветра и радиоакустический режим, позволяющий измерять температуру воздуха. Изменение режимов осуществляется путем ручного переключения частоты второго синтезатора (synthesizer-2) со значения 5 МГц на значение 4.999890 МГц. Такое переключение частоты позволяет не изменять технические характеристики фильтров системы (Gadanki MST Radar) для возможности приема отражений от акустической посылки, которая движется со скоростью приблизительно 300 м/с и добавляет к сдвигу доплеровской частоты приблизительно -110 Гц. В результате переключения частоты второго синтезатора выделяемая в квадратурном приемнике доплеровская частота сосредоточена в области около 0 Гц и принимает значения приблизительно ± 40 Гц в зависимости от того, на сколько отличается скорость звука от значения 300 м/с, вместо значений в диапазоне от -70 Гц до -150 Гц. После переключения частоты для

обеспечения радиоакустического режима работы компьютер автоматически сдвигает вычисленный спектр отраженного радиосигнала на -110 Гц.

В процессе радиоакустического зондирования в системе (рис. 1.6) производится подстройка частоты акустического сигнала с целью обеспечения вдоль трассы зондирования условия Брэгга при взаимодействии радиосигнала и акустического сигнала.

Таблица 1.1

Характеристика системы Gadanki MST Radar

Описание	Значение
Радио система	
Расположение	Gadanki (13.46 °N, 79.17 °E)
Радио частота	53 МГц
Промежуточная частота	5 МГц
Выходная мощность	2.5 МВт
Ширина импульса	1-31 мкс
Точки FFT	512
Акустическая система	
Частота	90-130 Гц
Акустическая мощность	140 дБА
Антенна	Гиперболический рупор

В Германии с 1988 существует фирма МЕТЕК (Meteorologische Messtechnik GmbH), информация о которой доступна на сайте <http://www.metek.de/home.html>. Фирма занимается разработкой и производством метеорологического оборудования для дистанционного зондирования атмосферы.

В список продукции, производимой на фирме, входят системы радиоакустического зондирования атмосферы. На рис. 1.7 и 1.8 показаны системы РАЗ выпущенные и поддерживаемые фирмой МЕТЕК.

Системы РАЗ были получены путем расширения системы СОДАР (PCS.2000-64 SODAR). В результате расширения была получена систем РАЗ – PCS.2000-64 SODAR/1290 MHz RASS System, которая позволяет получать температурный профиль атмосферы.



Рис. 1.7. RASS (1290 MHz)



Рис. 1.8. RASS (482 MHz)

В основе принципа работы систем РАЗ (рис. 1.7 и 1.8) лежит зависимость скорости звука, распространяющегося в атмосфере, от температуры воздуха. Оценка скорости звука осуществляется по доплеровскому сдвигу частоты отраженного от акустической посылки радиосигнала. Системами РАЗ (рис. 1.7, 1.8) предусмотрена подстройка частоты звукового сигнала с целью удовлетворения условию Брэгга при отражении радиосигнала от акустической посылки о чем свидетельствует описание системы 1290 MHz RASS на сайте <http://www.biral.com/meteorological-sensors/wind-profilers/rass-extension-915-1290mhz> – «Поскольку звуковая частота может сильно варьировать в зависимости от времени и высоты, что обусловлено воздействием температуры, RASS не использует только одну частоту акустического сигнала, а использует определенный диапазон частот».

Система 482 MHz RASS появилась после системы 1290 MHz RASS. В отличие от системы 1290 MHz RASS за счет меньшей частоты зондирования и больших размеров антенны (4 м) система 482 MHz RASS позволяет получать профили температуры воздуха в диапазоне от 0 до 1 километра и более. Однако система 482 MHz RASS характеризуется меньшим

разрешением по высоте получаемого профиля температуры чем система 1290 MHz RASS.

Используется в Германии ветровой профилер (482 MHz wind profiler) совмещенный с системой РАЗ, который был установлен в Линденбергской Метеорологической обсерватории (Meteorological Observatory Lindenberg) (рис. 1.9).



Рис. 1.9. Система РАЗ установленная в Германии в Линденберге

Основная часть ветрового профилера с рабочей частотой 482 МГц – это приемно-передающая антенна с размерами 13 м × 13 м, состоящая из 120 элементов с 20 диполями в каждом. Четыре акустических источника располагаются вокруг антенны ветрового профилера для излучения звуковых волн в атмосферу для обеспечения радиоакустического режима зондирования (RASS).

Важно отметить, что до сих пор преимущественно все вопросы системного, технического характера, возникающие при разработке радиоакустических систем решались экспериментальным путем. Рассматривались возможности использования различных видов радиоантенн, акустических излучателей, радиоприемников, устройств выделения сигнала доплеровской частоты, схем и алгоритмов спектрального анализа.

Сравнительно удачная комбинация зондирующих сигналов, которая получила широкое распространение на практике, – импульсный акустический сигнал с синусоидальным заполнением и непрерывный

монохроматический радиосигнал, предложена инженерами. Ряд теоретических работ [50-54], посвященных анализу некоторых типов зондирующих сигналов, появились позднее. Полученные в них результаты подтвердили правильность инженерной интуиции, подсказавшей использование указанной комбинации сигналов, и несколько расширили представления о свойствах и возможностях других видов зондирующих колебаний.

Таким образом, в области разработки систем радиоакустического зондирования атмосферы господствует ситуация, когда основными методами проектирования являются инженерная интуиция и эксперимент.

1.4 Методы обработки сигналов в системах РАЗ атмосферы

Используемые в настоящее время в системах РАЗ методы обработки сигналов [33] представляют собой эвристические поисковые методы оценивания энергетического параметра сигнала, содержащего информацию о скорости распространения в атмосфере звуковой посылки.

И один и второй применяемые на практике алгоритмы направлены на поиск точки $q = 0$ на оси значений параметра расстройки условия Брэгга q . При этом используются следующие подходы: точке $q = 0$ соответствует максимум амплитуды отраженного сигнала; в точке $q = 0$ доплеровский сдвиг частоты рассеянного радиосигнала совпадает с частотой излучаемой звуковой посылки. С нахождением точки $q = 0$ однозначно определяется доплеровская частота рассеянного сигнала и возможность нахождения скорости звука и температуры среды.

Оба используемые алгоритмы обработки сигналов включают в себя изменение частоты звукового излучения (наиболее часто вручную): при изменении значения частоты звукового излучения и неизменном значении частоты радиосигнала изменяются значения параметра $q = 2k_e - k_s$. В первом алгоритме ищется глобальный максимум выходной функции – максимум

амплитуды рассеянного сигнала или максимум модуля функции рассеяния, (рис. 1.10). Поскольку во внимание при анализе принимается только огибающая рассеянного сигнала, а фазовая структура при этом игнорируется, метод можно назвать методом некогерентного последовательного оценивания информационного параметра.

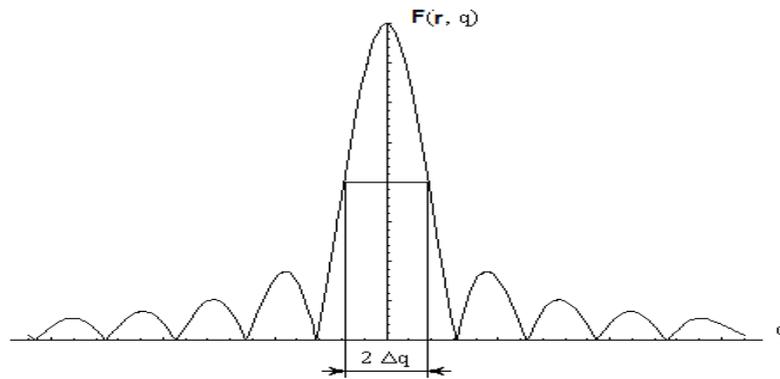


Рис. 1.10. Поиск глобального максимума функции рассеяния при некогерентном последовательном методе оценивания

Во втором методе оценивания также последовательно изменяется частота звукового излучения, т.е. параметр расстройки условия Брэгга q , а точечная оценка ищется не по максимуму амплитуды выходного сигнала, а путем измерения частоты рассеянного сигнала, при этом добиваются совпадения доплеровской частоты рассеянного сигнала с несущей частотой звуковой посылки. Этот метод, вообще говоря, недостаточно корректен, поскольку при наличии расстройки по q формирующийся рассеянный сигнал по структуре не является монохроматическим. Такой метод можно назвать методом когерентного последовательного оценивания информативного параметра.

И первый и второй рассмотренные методы – это методы последовательного оценивания информационного параметра сигнала с использованием дискриминатора (если перестройка частоты осуществляется вручную, то функции дискриминатора частично или полностью выполняет оператор): в первом случае амплитудного, во втором – частотного.

Применение частотного дискриминатора здесь, как уже указывалось, не совсем корректно, по сути это должен быть структурный дискриминатор, характеристики которого нуждаются в дополнительном исследовании и уточнении.

И в одном и в другом алгоритмах на оси q ищут точку $q = 0$, в которой можно проводить доплеровские измерения, поскольку получаемая частота в этом случае является чисто доплеровской, а следовательно, при этом можно использовать привычные технику измерений и методику интерпретации результатов измерений для нахождения скорости звука и температуры среды.

В ряде систем зондирования скорость звука определяется по доплеровскому сдвигу частоты электромагнитных колебаний, рассеянных на звуковой посылке, без использования подстройки частот зондирующих сигналов. Устройства обработки таких станций радиоакустического зондирования атмосферы, независимо от видов используемых зондирующих акустических и электромагнитных сигналов, построены как измерители доплеровской частоты, а теоретической моделью применяемых в системах РАЗ устройств обработки является известная многоканальная корреляционная или фильтровая схема оценки информативного параметра (рис. 1.11).

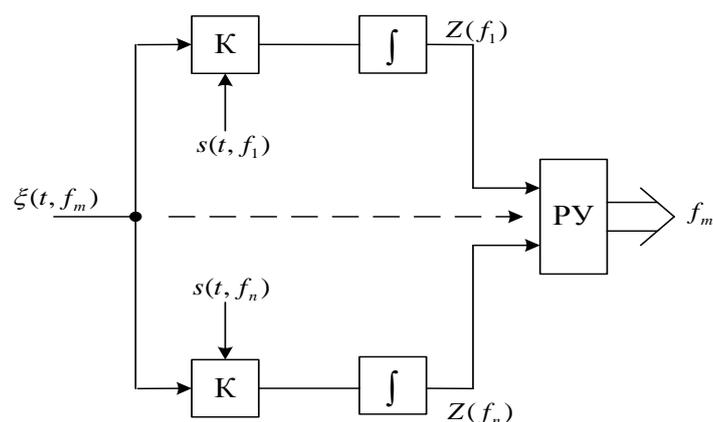


Рис. 1.11. Корреляционный приемник для оценки доплеровского сдвига частоты.

Принцип работы алгоритма описывается выражением (1.4).

$$Z(f_i, f_m) = \frac{2}{N} \int_0^T \xi(t, f_m) \cdot s(t, f_i) dt, \quad i = \overline{1, n}, \quad (1.4)$$

где $\xi(t, f_m)$ – принятый электромагнитный сигнал со значением несущей частоты f_m .

Методы с подстройкой частоты зондирующих сигналов требуют большого количества времени для зондирования, а результаты измерений, получаемые с использованием существующих алгоритмов без подстройки частоты зондирующих сигналов, сопровождаются значительными по величине систематическими погрешностями: получаемая температура атмосферы отличается от истинной на величину 1-2 градуса [18]. Такой уровень погрешности систем без подстройки частоты зондирующих колебаний, прежде всего, связан с тем, что алгоритм оценки скорости движения звуковой посылки по доплеровскому сдвигу частоты не учитывает факта изменения структуры отраженного сигнала по отношению к излученному.

При отражении радиосигнала от акустической посылки его структура не будет изменяться только в случае, если будет соблюдаться условие Брэгга [18]. Во всех остальных случаях форма отраженного сигнала уже не будет сходна с формой излученного и классический алгоритм будет давать систематическую ошибку, что доказывает график (рис. 1.12), на котором приведены 3 профиля (осредненные по 100 звуковым посылкам) полученные на расдаре РАЗ 30 при трех различных значениях звуковой частоты, отличающихся на $\pm 0,21\%$. Для контроля стационарности атмосферных условий измерения на каждой частоте проводились 2 раза – от низшей к высшей и в обратном порядке. Профили, полученные таким образом на каждой частоте, совпали с точностью до толщины линий на графике, поэтому на рис. 1.14 нанесено только по одному профилю для каждого значения f_s . Кружками на профилях отмечены те высоты, на которых f_∂ в пределах $\pm 0,02\%$ совпадала с f_s , т.е. высоты для которых $q = 0$. Крестиком на оси

абсцисс отмечено значение температуры на высоте 1 м над поверхностью земли. Жирная ломаная линия, соединяющая кружочки, соответствует, таким образом, точно измеренному профилю температуры. На границе видно, что наличие расстройки не просто сдвигает температурные профили на величину ΔT , но сильно искажает температурный градиент.

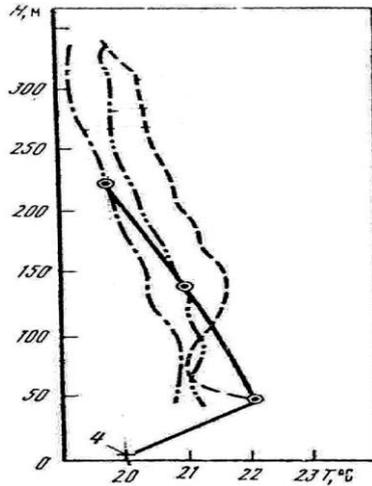


Рис. 1.12. Профили температуры в атмосфере

Таким образом, подтверждается отличие сдвига частоты отраженного радиосигнала от чисто доплеровского сдвига.

1.5 Выводы по разделу 1

Развитию методов и систем дистанционного зондирования атмосферы с использованием звуковых волн уделяется значительное внимание. Развита теория методов, рассматривающая вопросы распространения и рассеяния волн в турбулентной атмосфере, прежде всего в трудах советских ученых Татарского В.И., Кона А.И., Каллистратовой М.А. и др. Разработаны методики определения основных метеовеличин: температуры, скорости ветра, влажности, параметров турбулентности, путем экспериментальных исследований определены принципы построения содаров и доплеровских расдаров. Накоплено достаточно большое количество результатов аппаратного характера, касающихся особенностей работы станций в различных частотных диапазонах и погодных условиях, возможностей

применения тех или иных радиоустройств, а также получены обширные геофизические данные по распределению метеопараметров в различных местах, областях, над разными континентами, океаном и т.д.

Системы дистанционного зондирования атмосферы имеют ряд особенностей, которые выделяют их в специфический класс локационных систем. Особенности рассматриваемых систем обусловлены, прежде всего, уникальностью используемых в них локационных объектов. Излучаемые колебания акустическихлокаторов рассеиваются на распределенных «повсеместно» в пространстве естественных турбулентных неоднородностях среды. В РАС в качестве радиолокационной цели используется акустический волновой пакет, характеризующийся когерентным распределением неоднородностей в продольном и поперечном направлениях. Особенности последнего накладывают достаточно жесткие ограничения на вид и параметры излучаемой радиоволны (требуется, например, выполнение условия Брэгга), с одной стороны, и порождают специфические свойства рассеянного радиосигнала, с другой: сигнал содержит когерентную и некогерентную составляющие, фокусируется определенным образом в пятно на поверхности земли и т.д. Тем самым объект формирует определенные, характерные только для данной области, требования к радиопередающей и радиоприемной частям системы.

Станции радиоакустического и акустического зондирования привлекаются к решению научных и прикладных задач, требующих сведений об атмосферных процессах. Однако эффективность их применения в значительной мере ограничивается возможностями существующих технических средств, в то время как возрастающие потребности практики требуют существенного улучшения основных характеристик станций.

Требуется улучшать основные показатели качества систем зондирования: точность измерений, дальность действия, пространственное и временное разрешение, помехозащищенность, оперативность получения оценок.

РАЗДЕЛ 2

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ РАЗ И ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ВИДЫ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

2.1 Синтез оптимального алгоритма обработки сигналов систем РАЗ атмосферы

Рассмотрим задачу синтеза устройства обработки сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы с учетом характерных для них условий работы и имеющихся ограничений. Смесь сигнала и помехи на входе устройства обработки и воспроизведения информативного параметра x представим в виде

$$y(t) = u_c(t, x) + u_{ш}(t), \quad (2.1)$$

где $u_c(t, x)$ – сигнал произвольной формы, известный в месте приема точно, за исключением неизвестного информативного параметра x с априорным распределением $P(x)$; полезный сигнал принимается на фоне помехи, представляющей собой аддитивный независимый стационарный нормальный белый шум $u_{ш}(t)$ с известной спектральной плотностью N_0 . При рассмотрении вопроса необходимо учитывать особенность систем РАЗ – излучение в атмосферу двух зондирующих колебаний – акустического и электромагнитного, которые представляют собой векторный зондирующий сигнал.

Апостериорное распределение информативного параметра при известной реализации $y(t)$ имеет вид $P(x | y) = kP(x)P(y | x)$, где k – константа, не зависящая от x и поэтому не влияющая на результаты синтеза; $P(y | x)$ – условная плотность вероятности (функция правдоподобия) реализации $y(t)$ при данном x .

Для заданных условий апостериорное распределение параметра x имеет вид [55]

$$P(x|y) = c^1 P(x) \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - u_c(t,x)]^2 dt \right], \quad (2.2)$$

где c^1 – несущественная константа, поскольку решение о значении x , которое должно быть выдано на выходе приемного устройства, зависит лишь от формы распределения $P(x|y)$, но не от его масштаба по оси ординат.

Выражение (2.2) можно представить в виде

$$P(x|y) = c'' P(x) \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T y(t) u_c(t,x) dt \right] \exp \left[-\frac{Q_x}{N_0} \right]. \quad (2.3)$$

Здесь $c'' = c^1 \exp \left[\frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t) dt \right]$ – константа (для данной реализации

$y(t)$), не зависящая от x и поэтому не влияющая на результаты синтеза.

Априорное распределение $P(x)$ сообщений в данной задаче можно полагать не зависящим от x в пределах $x_{мин}, x_{макс}$ и равным нулю вне этих пределов.

Величина $Q_x = \int_0^T u_c^2(t,x) dt$ – энергия сигнала при заданном значении

сообщения x . Для широкого класса радиолокационных задач, в частности при измерении скорости объектов, и используемых сигналов величина Q_x полагается не зависящей от параметра x , в процессе формирования искомой оценки не учитывается и включается в константу c'' . Однако в данном случае, применительно к системам радиоакустического зондирования атмосферы, это условие не выполняется. В системах РАЗ рассеяние электромагнитного сигнала на акустической волновойсылке является частотозависимым, определяется и описывается совместной функцией рассеяния используемых звукового и радиосигнала [45,59]. В качестве информативного параметра в данной задаче выступает скорость распространения звука в атмосфере, с помощью которой определяются температура и скорость ветра среды. В целях удобства в качестве

информативного параметра целесообразно использовать величину $q = 2k_e - k_s$, характеризующую степень расстройки условия Брэгга, которая однозначно функционально связана со скоростью звука. Здесь k_e, k_s – волновые числа радиоволны и звуковой волны соответственно. Таким образом, в данной задаче энергия принимаемого сигнала зависит от скорости звуковой посылки и от значения параметра q , т.е. имеет место функциональная зависимость – $Q(q)$.

В большинстве же задач, рассмотренных в литературе, вид функции $P(x|y)$ определяется главным образом корреляционным интегралом

$$J(x) = \int_0^T y(t)u_c(t,x)dt. \quad (2.4)$$

Как следует из ряда работ по теории оптимального приема, например, [56,57,58], при указанном виде помехи структура оптимального приемного устройства в этом случае включает вычислитель величины $J(x)$ и решающее устройство. Это связано с тем, что уравнение (2.2) является трансцендентным относительно искомого параметра x и не имеет, как правило, строгого аналитического решения. Поэтому на практике используют различные способы приближенного решения поставленной задачи. Вычислитель $J(x)$ должен определять значения корреляционного интеграла (2.4) для всех возможных значений воспроизводимого сообщения x , т.е. воспроизводит развертку функции $\ln p(y/x)$ на интервале возможных значений x , и выдает результаты этого вычисления на решающее устройство. Решающее устройство на основе, поступившей на его вход информации должно вынести решение x^* .

Обработка поступающей на вход приемника смеси $y(t)$ по закону (2.4) называется согласованной (с формой сигнала $u_c(t,x)$), так как каждое значение интеграла $J(x)$ определяется для соответствующего ожидаемого сигнала $u_c(t,x)$, т.е. для соответствующего образца (копии) сигнала.

В задачах оценивания непрерывного параметра x воспроизвести развертку функции $\ln p(y/x)$ на всем интервале возможных значений x технически затруднительно (исключение составляет лишь случай, когда x представляет собой время прихода сигнала или параметр, линейно связанным с ним). Во всех других случаях, как правило, воспроизводится функция $J(x)$ лишь для совокупности дискретных точек в области возможных значений x . Устройство вычисления $J(x_1)$ строится по многоканальной схеме и выполняется с использованием двух теоретически равноценных устройств обработки: корреляционных и фильтровых [57,58].

Таким образом, для рассмотренного вида помехи оптимальная обработка сигнала в приемном устройстве сводится к обработке, согласованной с ожидаемым сигналом $u_c(t,x)$ и состоящей в основном в вычислении корреляционного интеграла вида (2.4). Множитель в (2.3), содержащий величину Q_x , при построении устройств оценивания информативных параметров, практически не учитывается, выполняя роль некоторой константы, определяющей масштаб функции $P(y|x)$ по оси ординат, и не перемещающей экстремум функции по оси абсцисс. Действительно, энергия принимаемого сигнала практически не зависит от его частоты, начальной фазы и времени прихода. Вследствие этого значение анализируемого члена, содержащего величину Q_x , принимается во внимание только в задачах обнаружения и учитывается в значении порога.

2.2 Анализ синтезированного алгоритма обработки сигналов

Большинство известных радиоакустических систем предназначены для измерения температуры атмосферы, которая функционально связана со скоростью звука в среде. В известных системах скорость звука определяется по доплеровскому сдвигу частоты электромагнитных колебаний, рассеянных на звуковой посылке. Поэтому устройства обработки всех известных станций радиоакустического зондирования атмосферы, независимо от видов

используемых зондирующих акустических и электромагнитных сигналов, построены как измерители доплеровской частоты. Теоретической моделью применяемых в системах РАЗ устройств обработки являются рассмотренная выше многоканальная корреляционная или фильтровая схема оценки информативного параметра, или следящая схема, содержащая дискриминатор в виде двухканального коррелятора с расстроенными на величину Δx каналами.

Однако, структура оптимального приемника, в общем случае, как следует из выражения (2.1), определяется не только корреляционным интегралом, но и характером сообщения x , видом зависимости $u_c(x)$, значением величины Q_x , а также видом критерия оптимальности.

Распространенные в радиолокации алгоритмы обработки колебаний строятся в предположении, что форма сигнала $u_c(t, x)$ при отражении от цели (при различных значениях вектора параметров цели, например скорости движения цели и ее производных) не изменяется, а изменяются лишь значения параметров отраженного сигнала, в которые и «закладывается» полезная информация об информативных параметрах цели x . Оптимальной в этом случае является многоканальная схема обработки принимаемых сигналов с использованием корреляторов или фильтров, согласованных с излучаемым сигналом, которые позволяют решать задачи обнаружения, оценивания параметров, разрешения [56,57].

Аналогичные процедуры обработки реализуются в настоящее время и в радиоакустических станциях. Однако в радиоакустическом локационном канале, как показано в [59], наблюдается изменение формы излучаемых колебаний, значительно изменяется как фазовая структура колебания, так и форма огибающей. Спектр рассеянного сигнала становится несимметричным, что, как известно из теории сигналов [56,57], имеет место при совместной амплитудно–угловой модуляции. Изменение фазовой структуры сигнала происходит в соответствии с характером функциональной зависимости

$u_c(t, x)$, а изменение огибающей сигнала приводит к изменению величины Q_x с изменением параметра x .

Поскольку принимаемый радиосигнал систем РАЗ существенно отличается от излучаемого или опорного в соответствующем канале многоканальной корреляционной схемы обработки, а энергия принимаемого сигнала существенно разнится по каналам в силу наличия зависимости $Q(x)$, то результаты измерений, например, доплеровской частоты в расдарах содержат систематическую погрешность, что характерно как для простых, так и сложных звуковых импульсов. Величина смещения максимума решающей функции зависит, прежде всего, от вида функции рассеяния зондирующих акустического и электромагнитного сигналов, используемых в конкретной радиоакустической станции. Чем резче спадает функция рассеяния вдоль оси q , тем больше и значение формируемой систематической погрешности измерений [18,59].

Таким образом, алгоритм формирования оценок существующих систем радиоакустического зондирования атмосферы не соответствуют полностью выражению (2.3), т.е. получаемые оценки не являются оценками максимума апостериорной плотности вероятности или оценками максимального правдоподобия. Действительно, максимально правдоподобные оценки, как известно, – состоятельные, асимптотически несмещенные и асимптотически эффективные, а оценки существующих систем РАЗ содержат систематическую погрешность, т.е. являются смещенными даже при значительном объеме выборки и достаточно большом по величине отношении сигнал-шум.

Для того чтобы в системах РАЗ формировать оценки максимального правдоподобия необходимо, чтобы алгоритм их получения полностью соответствовал выражению (2.3), т.е. обязательно следует принимать во внимание не только член, содержащий корреляционный интеграл, но и член, содержащий энергию принимаемого сигнала $\exp(-Q_x/N_0)$.

Таким образом, данная схема формирования оценки в большей степени соответствует схеме формирования оценки энергетического параметра сигнала. Такое положение достаточно непривычно, поскольку в радиолокации утвердилась точка зрения, что оценивание скорости движения объекта осуществляется посредством оценивания неэнергетических параметров сигнала, чаще всего частоты колебания.

Несущественным изменение формы сигнала в радиоакустическом канале можно считать только при использовании простых акустических импульсов и выполненном условии Брэгга $q=0$, когда имеет место только искажение огибающей без нарушения тонкой внутренней структуры колебания. Инженерам, эксплуатирующим системы РАЗ, удалось экспериментально установить отсутствие систематической ошибки измерений при $q=0$. В этом случае спектр рассеянного сигнала, как следует из многочисленных экспериментальных данных, всегда является симметричным [18,59]. Поэтому при $q=0$ используемые в системах РАЗ традиционные устройства обработки, предназначенные для измерения доплеровской частоты, не дают специфической систематической погрешности оценивания скорости звука, обусловленной искажениями сигнала в канале. Если же $q \neq 0$ такая ошибка имеет место и возрастает с увеличением значения параметра q .

На практике процесс выполнения измерений при использовании простых звуковых импульсов осуществляют, как правило, применяя адаптацию – подстройку частоты акустического или электромагнитного сигналов под условие Брэгга, т.е. добиваются выполнения условия $q=0$ и используют по существу только один, центральный канал многоканальной корреляционной схемы обработки.

Это существенно усложняет систему и процесс зондирования, поскольку адаптация осуществляется в ручном режиме. Выполняют измерения и без частотной адаптации системы к метеорологической

обстановке по трассе распространения волн, но систематические ошибки оценивания метеопараметров получаются в этом случае очень значительными. Подобная ситуация с формированием ошибки имеет место и при использовании сложных акустических импульсов.

Значение скорости звука c_s , после того как выполнена оценка величины q в соответствии с предложенным алгоритмом, формирующим оценки максимального правдоподобия, определяется по формуле

$$c_s = \frac{2\pi f_s}{4\pi f / c - q}, \quad (2.5)$$

где f_s – частота звука; f – частота радиосигнала; c – скорость распространения радиоволн.

Таким образом, как следует из вышесказанного, применяемые в настоящее время в системах РАЗ алгоритмы обработки сигналов не адекватны процессам, происходящим в локационном канале. Во-первых, не учитывается изменение формы (структуры) излучаемого сигнала при рассеянии на звуковой посылке, во-вторых, не принимается во внимание зависимость энергии рассеянного радиосигнала от величины скорости звука.

Чтобы обеспечить формирование оценок максимального правдоподобия информативного параметра в системах РАЗ, необходимо учитывать изменение формы опорных колебаний в многоканальной корреляционной схеме в соответствии с функциональной зависимостью $u_c(t, x)$, которая определяется видом зондирующих акустического и электромагнитного сигналов, а также принимать во внимание зависимость $Q(q)$ – энергии сигнала от величины параметра q .

Задача оценивания скорости звука в соответствии с предложенным алгоритмом по существу сводится к оцениванию параметра q , который выступает как энергетический параметр, характеризующий оба составляющие векторного зондирующего колебания и состояние среды.

На рис. 2.1 показана структурная схема алгоритма обработки, который необходимо применять с целью формирования оценок максимального правдоподобия информативного параметра в системах РАЗ.

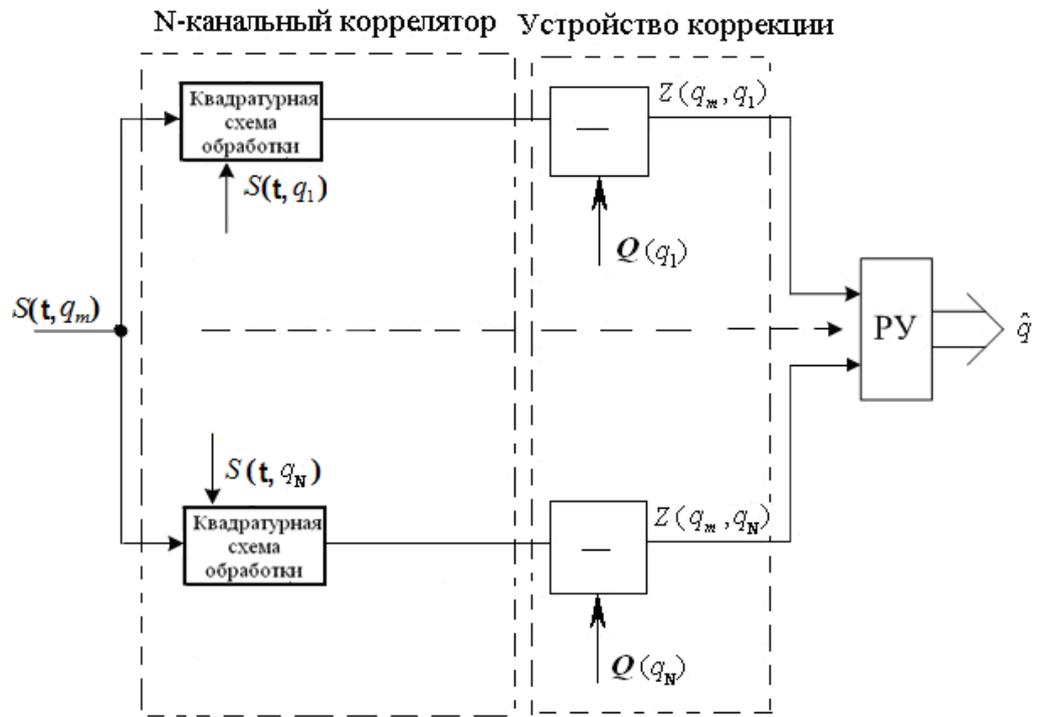


Рис. 2.1. Схема формирования оценок максимального правдоподобия информативного параметра в системах РАЗ

Схема состоит из N -канального коррелятора, где в качестве опорных сигналов используются колебания $S(t, q_N)$, сформированные с использованием функции рассеяния $F(r, q)$ (2.8) [45] и приведенные к временным с использованием выражения (2.6)

$$t = r / c, \quad (2.6)$$

где r – пространственная протяженность сигнала, c – скорость света.

Выходной сигнал схемы (рис. 2.1) описывается выражением (2.7)

$$Z(q_m, q_i) = |S(q_m, q_i)| - \frac{1}{2} Q(q_i), \quad i = 1, N, \quad (2.7)$$

где $S(q_m, q_i) = \int_0^T S(t, q_m) \cdot S(t, q_i) dt$ – функция взаимной корреляции входного полезного сигнала и опорного сигнала; $Q(q_i) = \int_0^T S^2(t, q_i) dt$ – энергия опорного сигнала, в соответствии со значениями которого осуществляется коррекция сигнала коррелятора.

После устройства коррекции стоит решающее устройство (РУ), которое определяет канал с наибольшим из полученных, после коррекции значением сигнала и принимается решение о значении параметра q , которым характеризуется опорный сигнал, наиболее близко совпавший по форме с принимаемым сигналом. Далее определяется скорость звука по формуле (2.5) с использованием полученного в результате процедуры оценивания значения параметра расстройки условия Брэгга q .

2.3 Функция рассеяния сигналов систем РАЗ атмосферы

Рассеянная на звуке радиоволна представляет собой взаимную корреляционную функцию взаимодействующих электромагнитного и акустического колебаний по продольной пространственной координате [53]. Следовательно, вид и характеристики рассеянного сигнала, принимаемого в радиоакустических системах, зависят от форм и параметров зондирующих колебаний $E(2r')e^{j2k_e r'}$ и $S(r')e^{jk_s r'}$, а также характеристик атмосферы, получивших отражение в указанных функциях. Электромагнитная волна практически не чувствительна к изменению метеопараметров, звуковая волна, напротив, очень остро воспринимает текущее состояние среды, изменяя под ее влиянием параметры и даже структуру. Формально это проявляется посредством изменения частоты k_s . В соответствии с изложенным вводится понятие двумерной взаимокорреляционной функции зондирующих акустического и электромагнитного сигналов

$$F(r, q) = \int_{-\infty}^{\infty} E(2r' - r) S^*(r') e^{jqr'} dr', \quad (2.8)$$

где $q = 2k_e - k_s$ – параметр расстройки условия Брэгга; $k_s = 2\pi f_s / c_s$ – волновое число для звука; $k_e = 2\pi f / c$ – волновое число электромагнитной волны; r – смещение сигналов по координате «дальность»; $E(2r'-r)$ – пространственная огибающая радиосигнала; $S(r')$ – пространственная огибающая акустического сигнала;

Как следует из (2.8) r, q – основные параметры, характеризующие пространство рассеянных сигналов, все их возможное многообразие для заданных видов функций E и S . Причем, влияние среды проявляется интегральным образом через параметр q , значения которого зависят от всех метеовеличин, влияющих на скорость звука – температуры, влажности, скорости ветра, давления и т.д. Другими словами, влияние среды представлено одним параметром, что упрощает модель и делает ее более удобной для проведения «системных, инженерных» исследований.

Двумерная взаимокорреляционная функция характеризует основные свойства пары зондирующих сигналов, состоящей из акустического и электромагнитного колебаний. Она содержит в себе информацию о форме огибающей и пространственной протяженности рассеянного радиосигнала, о диапазоне возможных значений параметра расстройки условия Брэгга, в котором амплитуда рассеянной волны не выходит за определенные рамки, и ряд других важных показателей.

Особенность функции состоит в том, что она описывает рассеянные сигналы в пространстве; зондирующие колебания, входящие в выражение (2.8), также содержат в качестве аргумента координату r , а не время t . В то же время полученные с помощью функции пространственные характеристики сигналов достаточно легко преобразуются во временные характеристики. Использование пространственного представления сигналов и двумерной взаимокорреляционной функции диктуется тем обстоятельством, что именно пространственными характеристиками

определяются возможности взаимодействия сигналов (условие Брэгга), а также результаты и особенности этого взаимодействия.

2.4 Исследование свойств зондирующих сигналов систем РАЗ

Потенциальные возможности извлечения информации системами радиоакустического зондирования атмосферы зависят от свойств совокупности зондирующих сигналов – акустического и электромагнитного колебаний [60].

В литературе уделено значительное внимание простым акустическим зондирующим сигналам [60-62].

Анализ и исследование свойств зондирующих сигналов позволяет произвести функция рассеяния (ФР) (2.8) [45]. С использованием ФР формируется тело рассеяния (ТР) для заданных видов сигналов. По ТР можно судить об эффективности использования заданных зондирующих сигналов в конкретных условиях.

Рассмотрим в качестве примера анализ простых зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими $S(r)$ и $E(r)$ (2.9) и (2.10)

$$S(r) = \begin{cases} 0, & r < r_0 - r/2 \\ S, & r_0 - r/2 \leq r \leq r_0 + r/2, \\ 0, & r > r_0 + r/2 \end{cases} \quad (2.9)$$

где r_0 – центр пространственной огибающей акустического сигнала.

$$E(r) = \begin{cases} 0, & r < r_0 - r/2 \\ E, & r_0 - r/2 \leq r \leq r_0 + r/2, \\ 0, & r > r_0 + r/2 \end{cases} \quad (2.10)$$

где r_0 – центр пространственной огибающей радио сигнала.

Представим тело рассеяния таких сигналов и проведем анализ полученного графического представления функции рассеяния (рис. 2.2). На рис. 2.3а и 2.3б представлены сечения тела рассеяния вдоль координаты q – параметра расстройки условия Брэгга и пространственной координаты r .

Характер изменения тела рассеяния позволяет наглядно представить процесс взаимодействия акустической посылки и электромагнитной волны, оценить степень и скорость убывания амплитуды рассеянного сигнала в зависимости от расстройки по q и r . Тело рассеяния должно иметь широкий основной пик по координате q . Это обеспечит величину амплитуды входного сигнала в устройстве обработки выше некоторого порогового значения даже при значительном изменении параметров атмосферы на трассе зондирования. Обеспечение хорошей разрешающей способности требует узкого сечения тела рассеяния вдоль пространственной координаты r .

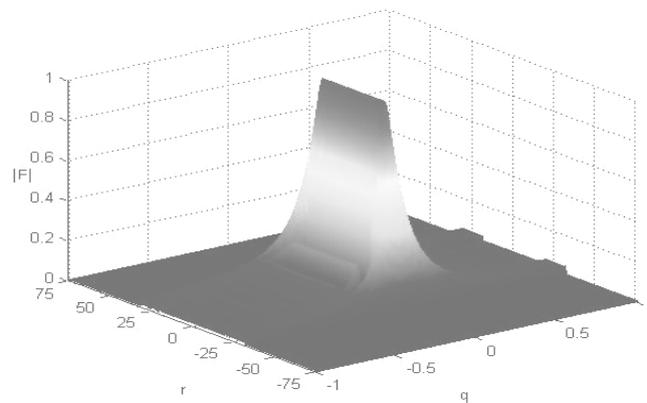


Рис. 2.2. Тело рассеяния акустического и радио сигналов с прямоугольными огибающими

Как видно на рис. 2.3а и 2.3б, простые сигналы с прямоугольной огибающей не обеспечивают вышеперечисленных требований к характеристикам рассеянной волны. Если ширину тела рассеяния вдоль координаты r для таких колебаний можно регулировать, варьируя длительность зондирующих сигналов, то скорость и характер спада амплитуды принятого сигнала вдоль координаты q (рис. 2.3а) является характерной особенностью данной пары сигналов и не может быть отрегулирована подбором их параметров.

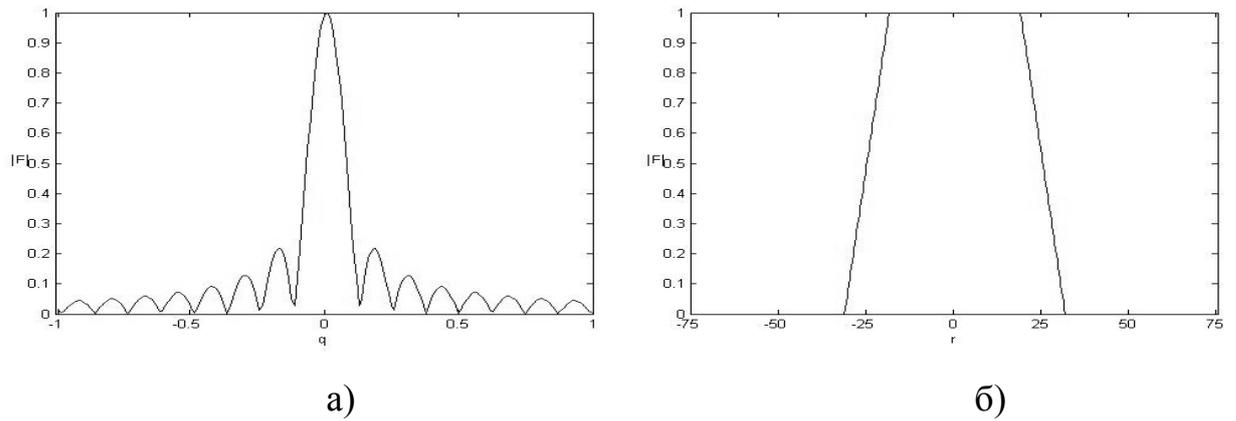


Рис. 2.3. Сечение тела рассеяния представленного на рис. 2.2: а) вдоль координаты q , б) вдоль координаты r .

В целях сравнения проанализируем простые сигналы, где акустический сигнал – с колоколообразной огибающей (2.11), а радиосигнал – с прямоугольной огибающей (2.10)

$$S(r) = S e^{\frac{-r^2}{2a^2}}, \quad (2.11)$$

где a – ширина колоколообразной огибающей.

На рис. 2.4 представлен вид функции рассеяния акустического сигнала с колоколообразной, а радиосигнала с прямоугольной огибающей.

На рис. 2.5а и 2.5б представлены сечения функции рассеяния по координатам r и q соответственно.

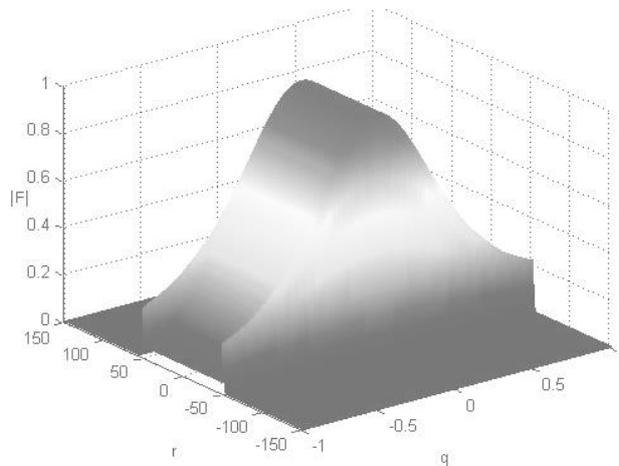


Рис. 2.4. Тело рассеяния акустического сигнала с колоколообразной огибающей и радиосигнала с прямоугольной огибающей

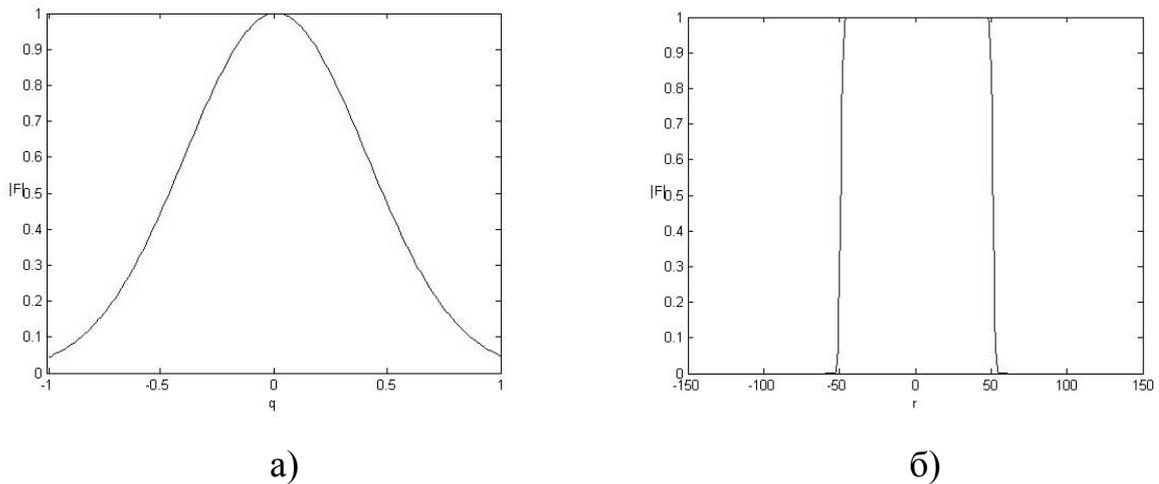


Рис. 2.5. Сечение тела рассеяния представленного на рис. 2.4: а) вдоль координаты q , б) вдоль координаты r

Сравнивая сечения функции рассеяния для данных сигналов с аналогичными графиками сечений функции $F(r, q)$ для простых сигналов с прямоугольными огибающими (рис. 2.3а и 2.3б) можно сделать ряд выводов. В отличие от тела рассеяния зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими, функция $F(0, q)$ не имеет характера периодически повторяющихся угасающих волн, а спадает плавно к минимуму. Ширина пика тела рассеяния по q (рис. 2.4) больше, чем у тела рассеяния (рис. 2.2). Поэтому, в отличие от простых радио сигнала и акустического сигнала с прямоугольными огибающими, при использовании акустического колебания с колоколообразной огибающей, амплитуда сигнала на входе устройства обработки падает ниже допустимого порога более медленно при увеличении расстройки по q . Сравнение графиков 2.3б и 2.5б позволяет заключить, что для радио сигнала и акустического сигнала сечение функции рассеяния по r довольно широкое и может не обеспечить необходимого пространственного разрешения, а ширина пика тела рассеяния по q у обоих тел достаточно узкая. Недостатком таких сигналов является уменьшение диапазона волновых чисел рассеяния при увеличении пространственной протяженности звуковых сигналов; и, наоборот, при уменьшении пространственной

протяженности излучаемых колебаний растет полоса пространственных частот, но уменьшается энергетическая эффективность взаимодействия акустического сигнала и радиосигнала.

Простейшим способом увеличения диапазона волновых чисел рассеяния без изменения пространственной протяженности, излучаемых колебаний является введение частотной модуляции или фазовой манипуляции в акустический сигнал. Проанализируем посредством компьютерного моделирования, какие изменения претерпевают тела рассеяния изучаемых сигналов при введении в звуковой сигнал линейной частотной модуляции при постепенном увеличении значения девиации пространственной частоты Δk . На рис. 2.6 представлены тела рассеяния сложного акустического сигнала с прямоугольной огибающей и простого радиоимпульса, имеющего огибающую гауссовской формы, для разных значений скорости изменения пространственной частоты b .

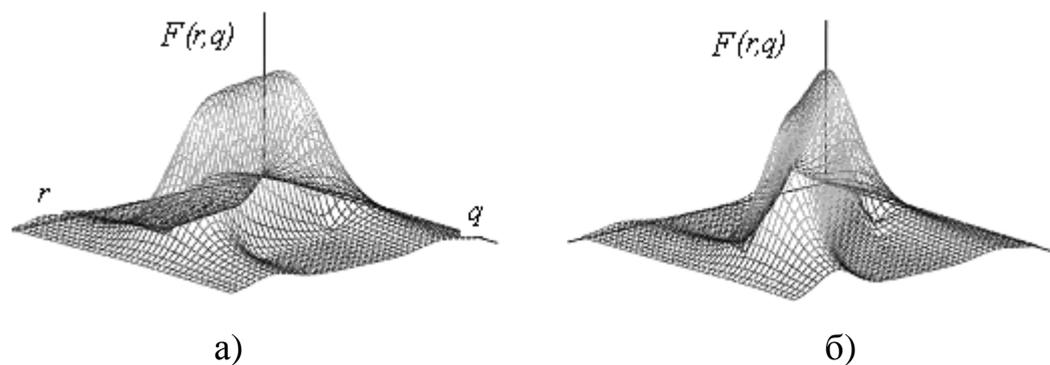


Рис. 2.6. Тела рассеяния сложного акустического сигнала с прямоугольной огибающей и простого радиоимпульса, имеющего огибающую гауссовской формы, для различных значений скорости изменения пространственной частоты: а) $b = 0.1$ б) $b = 0.35$

Как видно из представленных рисунков, полученных методом компьютерного моделирования, основной лепесток тела рассеяния «разворачивается», т.е. происходит уширение тела вдоль оси q и расширяется диапазон волновых чисел взаимодействия зондирующих сигналов, но с другой стороны, это сопровождается уменьшением

длительности рассеянных радиосигналов. Физической причиной уменьшения длительности сигнала является уменьшение протяженности пространственной области эффективного взаимодействия акустического и электромагнитного колебаний вследствие наличия модуляции параметров по пространству. Пространственная неоднородность, создаваемая звуковой волной, становится в этом случае, неоднородной, модулированной по пространству, и узкополосный радиосигнал эффективно взаимодействует только с некоторой областью акустического волнового пакета. В то же время, модуляция средой звукового пакета не является столь критичной в плане уменьшения амплитуды рассеянного сигнала, как это имеет место при использовании узкополосных акустических сигналов, поскольку радиосигнал все равно «находит» резонансные области взаимодействия в сложно модулированной пространственной области.

Рассмотрим теперь тела рассеяния акустического импульса с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) (2.12) и радиоимпульса с прямоугольной огибающей (2.10)

$$S(r') = e^{-i\frac{\Delta k}{2a}r'^2} \times \begin{cases} 1, \text{ если } |r'| \leq l_s, \\ 0, \text{ если } |r'| > l_s; \end{cases} \quad (2.12)$$

где Δk – девиация пространственной частоты, a – константа, определяющая ширину импульса. Тела рассеяния ЛЧМ акустического сигнала, имеющего огибающую прямоугольной формы, и электромагнитного импульса с прямоугольной огибающей при различных значениях скорости изменения пространственной частоты в пределах импульса приведены на рис. 2.7.

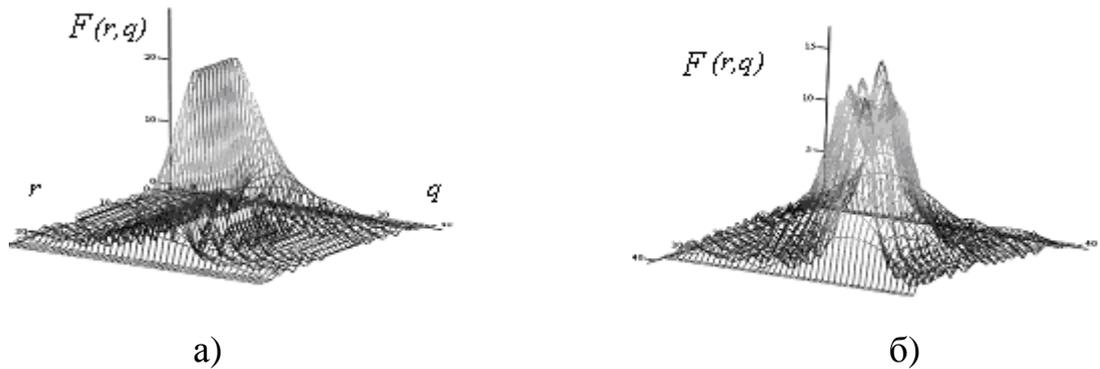


Рис. 2.7. Тела рассеяния ЛЧМ акустического сигнала, имеющего огибающую прямоугольной формы, и электромагнитного импульса с прямоугольной огибающей для различных значений скорости изменения пространственной частоты а) $b = 0$ б) $b = 0.02$

С увеличением значения базы акустического сигнала в представленном семействе тел рассеяния наблюдаются аналогичные изменения, как и в телах на рис. 2.6. Тела также расширяются вдоль оси q , разворачиваются, и вершина их становится изрезанной, что объясняется появлением в пространственном спектре звуковых колебаний «френелевских» пульсаций. Происходит также поворот тела на угол, который растет с увеличением Δk .

Как можно видеть, тела разворачиваются относительно оси $Z=0$ на угол, пропорциональный девиации частоты Δk . Это влечет за собой смещение в пространстве рассеянного радиосигнала при изменении параметра расстройки условия Брэгга.

Аналогичный поворот имеет место и в теле неопределенности ЛЧМ радиоимпульса, однако сжатия рассеянного сигнала в данном случае не наблюдается. При наличии расстройки $q \neq 0$ поворот тела проявляется как смещение максимума рассеянного сигнала во времени, определяющее ошибку измерения времени запаздывания или дальности до цели. Подобные ошибки расстройки свойственны процедурам, сводящимся к вычислению корреляционного интеграла. Так, аналогичный поворот тела неопределенности ЛЧМ радиоимпульса приводит к скоростным ошибкам

измерения времени запаздывания, соответствующего положению цели в момент начала ее облучения зондирующим импульсом [60-63].

Понятно, что рассматриваемая ошибка дальности по абсолютной величине не выходит за пределы пространственной протяженности акустического пакета l_s и возрастает с увеличением l_s , Δk и q .

При дальнейшем увеличении базы акустического сигнала продолжает расти область волновых чисел, в пределах которой происходит рассеяние. Кроме того, вершина тела рассеяния становится более плоской, что объясняется уменьшением амплитуды «френелевских» пульсаций в спектре сложно модулированного акустического импульса.

Изменяя вид и характеристики зондирующих сигналов можно, анализируя тело функции рассеяния, подбирать радиосигнал и акустический сигнал, наиболее подходящие в конкретных условиях использования системы РАЗ.

2.5 Выводы по разделу 2

Применяемые в настоящее время в системах РАЗ алгоритмы обработки сигналов не адекватны процессам, происходящим в локационном канале, и характеризуются систематической погрешностью оценки температуры воздуха. Во-первых, не учитывается изменение формы (структуры) излучаемого сигнала при рассеянии на звуковой посылке, во-вторых, не принимается во внимание зависимость энергии рассеянного радиосигнала от величины скорости звука.

Задача оценивания скорости звука без систематической ошибки, по существу сводится к оцениванию параметра q , который выступает как энергетический параметр. Такое положение достаточно непривычно, поскольку в радиолокации утвердилась точка зрения, что оценивание скорости движения объекта осуществляется посредством оценивания неэнергетических параметров сигнала, чаще всего частоты колебания.

Чтобы обеспечить формирование оценок максимального правдоподобия значений параметра расстройки условия Брэгга q в системах РАЗ, необходимо использовать корреляционную схему обработки, в которой опорные сигналы должны формироваться с использованием функции рассеяния, а их энергия корректироваться в зависимости от значения параметра q .

Качество оценок параметров атмосферы в системах РАЗ зависит от вида используемых зондирующих акустических и электромагнитных сигналов. Выбор зондирующих сигналов необходимо производить исходя из анализа характера тела функции рассеяния. Характер изменения тела рассеяния позволяет наглядно представить процесс взаимодействия акустической посылки и электромагнитной волны, оценить степень и скорость убывания амплитуды рассеянного сигнала в зависимости от расстройки по q и r .

Тело рассеяния должно иметь широкий основной пик по координате q . Это обеспечит величину амплитуды входного сигнала в устройстве обработки выше некоторого порогового значения даже при значительном изменении параметров атмосферы на трассе зондирования. Обеспечение хорошей разрешающей способности требует узкого сечения тела рассеяния вдоль пространственной координаты r .

Анализ тел рассеяния простых зондирующих сигналов с прямоугольными и колоколообразными огибающими показал, что сечение тела рассеяния по r довольно широкое и может не обеспечить необходимого пространственного разрешения, а ширина пика тела рассеяния по q достаточно узкая.

Улучшить такие показатели зондирующих сигналов как ширина основного пика по координате q и r позволяет введение дополнительной модуляции в звуковой акустический сигнал. Регулировка уровня модуляции приводит к эффекту «разворачивания» тела функции рассеяния

зондирующих сигналов. Такой эффект позволяет производить регулировку ширины пика тела рассеяния по q и r , добиваясь улучшения качества получаемых оценок системой РАЗ.

РАЗДЕЛ 3

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ СЛЕДЯЩЕГО УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

3.1 Сущность метода следящей обработки сигналов

В известных измерительных радиосистемах различного назначения помимо оптимальных приемников, представляющих собой схемы многоканальной корреляционной обработки, применяют следящие измерительные схемы (схемы автосопровождения), которые представляют собой упрощенную оптимальную схему обработки сигнала, где упрощение достигается за счет использования значения оцениваемого параметра, определенного на предыдущих циклах наблюдения [64, 65]. В теории автоматического регулирования следящими называют такие системы, в которых некоторая управляемая величина автоматически изменяется в соответствии с заранее неизвестным изменением входного (управляющего) воздействия.

На рис. 3.1 показана схема устройства автосопровождения по дальности одной цели [65], состоящая из временного дискриминатора, интегрирующего усилителя (интегратора), схемы управляемой временной задержки, схемы выработки опорного напряжения временного дискриминатора.

На временной дискриминатор подаются два напряжения:

а) выходное напряжение приемника $\varphi(\alpha - \alpha_{m\text{отсч}})$, которое представлено на рис. 3.1б в виде импульса, имеющего в m -м периоде посылки абсциссу вершины $\alpha_{m\text{отсч}}$;

б) опорное напряжение временного дискриминатора $\psi(\alpha - \alpha_{m\text{пр}})$ (рис. 3.1в), антисимметричное относительно некоторой точки $\alpha_{m\text{пр}}$; значение

$\alpha_{m пр}$ соответствует ожидаемому запаздыванию отраженного сигнала, прогнозированному по отсчетам, предшествующим отсчету с номером m .

Во временном дискриминаторе в каждом периоде посылки осуществляется перемножение и интегрирование подаваемых на него напряжений, в результате чего вырабатывается напряжение

$$U_{dm} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\alpha - \alpha_{m отсч}) \psi(\alpha - \alpha_{m пр}) d\alpha, \quad (3.1)$$

которое в конце периода сбрасывается. Опорное напряжение $\psi(\alpha - \alpha_{m пр})$, изображенное на рис. 3.1в, заменяет в формуле (3.1) величину $\delta'(\alpha - \alpha_{m пр})$, входящую в [65].

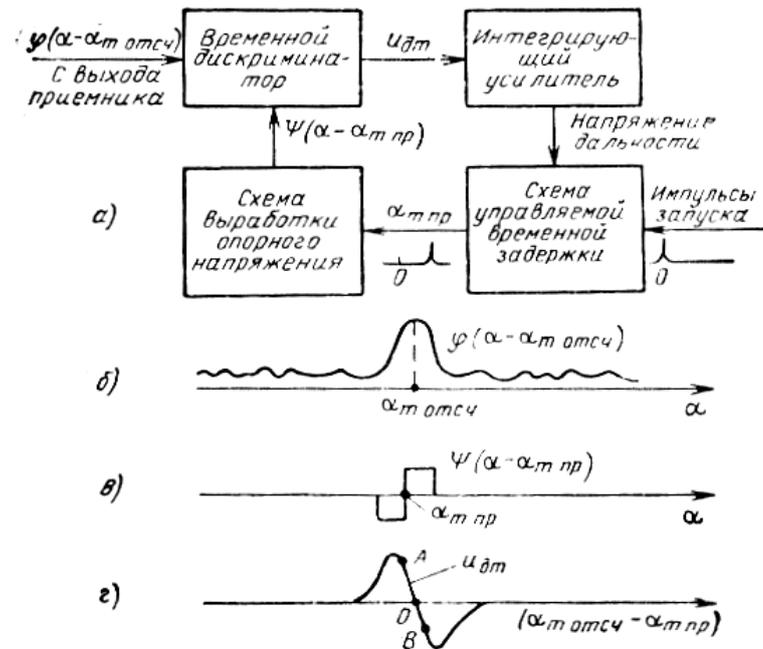


Рис. 3.1. Схема автосопровождения по дальности с одним интегратором (а) временные эпюры напряжений на входе дискриминатора: сигнал (б) и опорное напряжение (в); дискриминационная характеристика (г)

Производя замену переменной интегрирования $\alpha = \alpha_{m отсч} + t$, получим

$$U_{dm} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) \psi(\alpha_{m отсч} - \alpha_{m пр} + t) dt, \quad (3.2)$$

что определяет зависимость выходного напряжения дискриминатора

$$U_{dm} = F(\alpha_{m \text{ отсч}} - \alpha_{m \text{ пр}}), \quad (3.3)$$

как функцию разности $\alpha_{m \text{ отсч}} - \alpha_{m \text{ пр}}$. Соответствующая этой зависимости кривая называется дискриминационной характеристикой временного дискриминатора (рис. 3.1г). На линейном участке АВ этой характеристики выходное напряжение пропорционально разности $\alpha_{m \text{ отсч}} - \alpha_{m \text{ пр}}$, т. е. временной дискриминатор с точностью до множителя вырабатывает разность текущего отсчета и прогнозированной по предыдущим отсчетам оценки.

Таким образом, работа классического следящего измерителя состоит в том, что на его вход поступает радиосигнал $f(t, a)$ с неизвестным значением параметра a , который необходимо оценить. В измерителе сравнивается принимаемый радиосигнал с опорными сигналами, сформированными с такими значениями оцениваемого параметра, при которых будет выполняться равенство

$$\int_0^T f(t, a_0) u(t, a_1 - \Delta a) dt - \int_0^T f(t, a_0) u(t, a_1 + \Delta a) dt = 0, \quad (3.4)$$

где $f(t, a_0)$ – радиосигнал, принимаемый на предыдущем цикле измерения, $u(t, a_1 - \Delta a)$ и $u(t, a_1 + \Delta a)$ – опорные сигналы текущего цикла измерения.

В результате в измерителе формируется разность r

$$\int_0^T f(t, a) u(t, a_1 - \Delta a) dt - \int_0^T f(t, a) u(t, a_1 + \Delta a) dt = r. \quad (3.5)$$

По значению r определяется разность оцениваемых параметров сигналов $f(t, a_0)$ и $f(t, a)$, исходя из которой, используя значения искомого параметра на предыдущем цикле измерения, вычисляется значение искомого параметра на текущем цикле измерения. Далее, используя найденное значение искомого параметра, вычисляются параметры опорных сигналов

для следующего цикла измерения, и далее процесс слежения повторяет описанные выше операции.

Для вычисления величины r схема следящего измерителя включает дискриминатор (рис. 3.2) [65], который вычисляет корреляционные интегралы принимаемого и опорных сигналов и сравнивает их между собой.

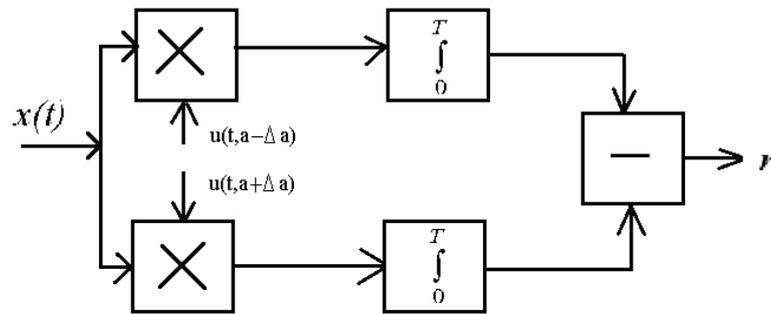


Рис. 3.2. Схема классического радиолокационного дискриминатора

3.2 Следящий метод обработки сигналов систем РАЗ

Принципы следящего метода обработки радиосигналов применимы к системам радиоакустического зондирования атмосферы.

Применение принципов следящего метода обработки радиосигналов к системам РАЗ атмосферы позволяет упростить схему формирования оценок максимального правдоподобия информативного параметра, рассмотренную во втором разделе диссертации, где принимаемый радиосигнал подвергают N - канальной корреляционной обработке, а в качестве опорных сигналов многоканального коррелятора используются N сигналов, сформированных с использованием функции рассеяния.

На выходе многоканального коррелятора формируются выходные сигналы $U(x/q)$, которые представляют собой значения функции правдоподобия в дискретных точках для конкретных значений оцениваемого параметра q . На рис 3.3 показан вид функции правдоподобия в случае выполнения условия Брэгга в атмосфере [66].

Для обеспечения многоканального корреляционного приема необходимо формировать опорные сигналы, количество которых

соответствует количеству каналов коррелятора. Это требует достаточно больших аппаратных и вычислительных затрат. Применение принципов слеящего приема сигналов позволит сократить количество каналов коррелятора и, соответственно, необходимое количество опорных сигналов до двух.

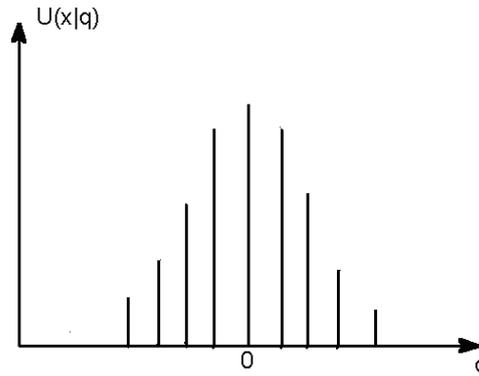


Рис. 3.3. Сигнал на выходе многоканального коррелятора, когда в атмосфере выполняется условие Брэгга

Рассмотрим алгоритм работы слеящего устройства, который соответствует уравнениям (3.4 и 3.5), с учетом особенностей радиоакустического зондирования.

Известно, что функция правдоподобия параметра q при радиоакустическом зондировании имеет один выраженный максимум (рис. 3.3), поэтому, если максимум наблюдается, например, при $q = q_0$, то существуют такие значения параметров q как $q_1 = q_0 - \Delta$ и $q_2 = q_0 + \Delta$ при которых функция правдоподобия будет иметь равные значения (рис. 3.4).

Предположим, что сигнал $S(t, q_0)$ принимается с заданного уровня трассы зондирования и характеризуется значением параметра $q = q_0$. Тогда корреляционные интегралы принимаемого сигнала и опорных сигналов, сформированных с параметрами q_1 и q_2 будут равны между собой

$\left| \int_0^T S(t, q_0) S(t, q_1) dt \right| = \left| \int_0^T S(t, q_0) S(t, q_2) dt \right|$, а их разность будет равна, соответственно, нулю $\left| \int_0^T S(t, q_0) S(t, q_1) dt \right| - \left| \int_0^T S(t, q_0) S(t, q_2) dt \right| = 0$.

Далее принимается сигнал $S(t, q_m)$ со следующего уровня трассы зондирования, который характеризуется, например, значением параметра $q = q_m$. Корреляционные интегралы сигнала, принимаемого со следующего уровня трассы зондирования, и опорных сигналов, сформированных с параметрами q_1 и q_2 , будут отличаться на величину x (рис. 3.5)

$\left| \int_0^T S(t, q_m) S(t, q_1) dt \right| - \left| \int_0^T S(t, q_m) S(t, q_2) dt \right| = x$, которая зависит от того, на сколько параметр q_m этого следующего уровня трассы зондирования отличается от параметра q_0 на прежнем уровне трассы зондирования. Т.е. величина x зависит от значения разности $y = q_m - q_0$ (рис. 3.5) между значениями параметра q , которыми характеризуются сигналы, принятые из двух соседних уровней трассы радиоакустического зондирования. Используя зависимость $x(y)$, является возможным производить оценку значения параметра q на различном уровне трассы зондирования. Определив величину x , выбирается соответствующее значение y на зависимости $x(y)$ и рассчитывается значение параметра q по формуле

$$q_m = q_0 + y,$$

где q_0 – значение параметра q на заданном уровне трассы зондирования, q_m – значение параметра q на следующем уровне трассы зондирования.

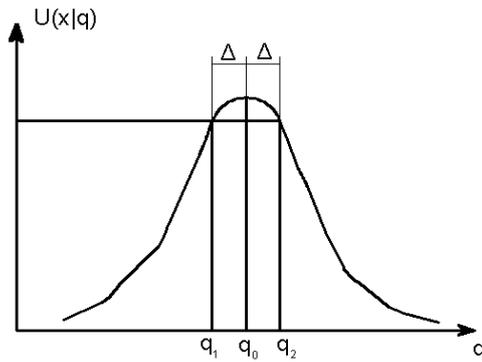


Рис. 3.4 Принцип выбора значений параметра q для опорных сигналов

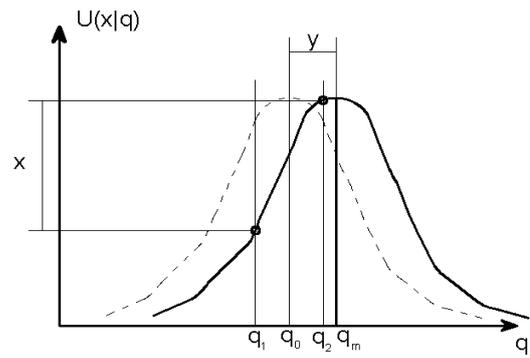


Рис. 3.5 Разность между амплитудами сигналов двух каналов коррелятора

Определив q_m , необходимо определить следующие значения параметра q двух опорных сигналов $S(t, q_{1m})$ и $S(t, q_{2m})$, для которых верно

уравнение
$$\left| \int_0^T S(t, q_m) S(t, q_{1m}) dt \right| - \left| \int_0^T S(t, q_m) S(t, q_{2m}) dt \right| = 0$$
 и которые

используются для оценки величины x на следующем уровне трассы зондирования, по формулам $q_{1m} = q_m - \Delta$ и $q_{2m} = q_m + \Delta$.

Таким образом, при обработке сигнала с каждого последующего уровня трассы зондирования происходит подстройка опорных сигналов с учетом значения величины q на прошлом уровне трассы зондирования, чтобы оценивать разность между значениями параметра q двух соседних уровней трассы зондирования.

Исходя из выше описанного, для определения параметра q на каждом следующем уровне трассы зондирования необходимо формировать два опорных сигнала с такими значениями параметров q_a и q_b , которые отличаются на 2Δ . При этом значения корреляционных интегралов сигнала с предыдущего уровня трассы зондирования и опорных сигналов будут равны между собой.

При радиоакустическом зондировании атмосферы имеет место зависимость мощности получаемого сигнала от степени выполнения условия Брэгга, которая описывается выражением вида $Q(q) = \int S^2(t, q) dt$, т.е.

мощность сигнала с заданного уровня трассы зондирования варьируется в зависимости от того, насколько на этом уровне выполняется условие Брэгга [67]. Другими словами оцениваемый параметр q является энергетическим параметром. На одни входы корреляторов устройства обработки подается сигнал, который принимается с выбранного уровня трассы зондирования, и, одновременно, на другие входы подаются сигналы с опорного генератора, энергия которых определяется функцией $Q(q)$. Выходные напряжения сигналов коррелятора зависят не только от взаимной корреляции опорного напряжения и информационного сигнала (что является решающим для принятия положительного решения оптимального обнаружителя), а и от амплитуд выходных сигналов генератора опорных сигналов, которые должны соответствовать функции рассеяния. В таком случае ошибочно определяется разность x , что приводит к возникновению погрешности определения q на каждом уровне трассы зондирования. Для предотвращения возникновения погрешности такого рода необходимо исключить влияние амплитуды выходного сигнала генератора опорных сигналов на амплитуды выходных сигналов коррелятора с каждого уровня трассы зондирования, подвергая выходной сигнал каждого коррелятора коррекции в соответствии с функцией $Q(q) = \int S^2(t, q) dt$.

Таким образом, следящий алгоритм обработки сигналов системы РАЗ соответствует уравнениям (3.6) и (3.7)

$$\left(\left| \int_0^T S(t, q_0) S(t, q_1) dt \right| - Q(q_1) \right) - \left(\left| \int_0^T S(t, q_0) S(t, q_2) dt \right| - Q(q_2) \right) = 0, \quad (3.6)$$

$$\left(\left| \int_0^T S(t, q) S(t, q_1) dt \right| - Q(q_1) \right) - \left(\left| \int_0^T S(t, q) S(t, q_2) dt \right| - Q(q_2) \right) = U, \quad (3.7)$$

где $S(t, q_1)$, $S(t, q_2)$ – опорные сигналы, сформированные с использованием функции рассеяния; $S(t, q_0)$, $S(t, q)$ – сигналы с соседних уровней измерения; U – напряжение определяющее величину отличия

между q_0 и q ; $Q(q_1)$, $Q(q_2)$ – корректирующие слагаемые, соответствующие энергетическим уровням опорных сигналов.

Схема следящего устройства обработки радиосигнала на основе двухканального коррелятора, построенная в соответствии с уравнениями (3.6) и (3.7), показана на рис. 3.6 [68-80].

Схема состоит из датчика температуры, дискриминатора, управителя, генератора опорных сигналов и устройства коррекции. Датчик температуры измеряет температуру на первом нижнем уровне трассы зондирования в соответствии, с которой формируется управляющий сигнал для генератора опорных сигналов. Значения параметров расстройки условия Брэгга q_1 и q_2 , с которыми необходимо формировать опорные сигналы для второго уровня трассы зондирования выбираются такими, чтобы разность между корреляционными интегралами сигнала принимаемого с первого уровня трассы зондирования и опорных сигналов равнялась нулю (3.6).

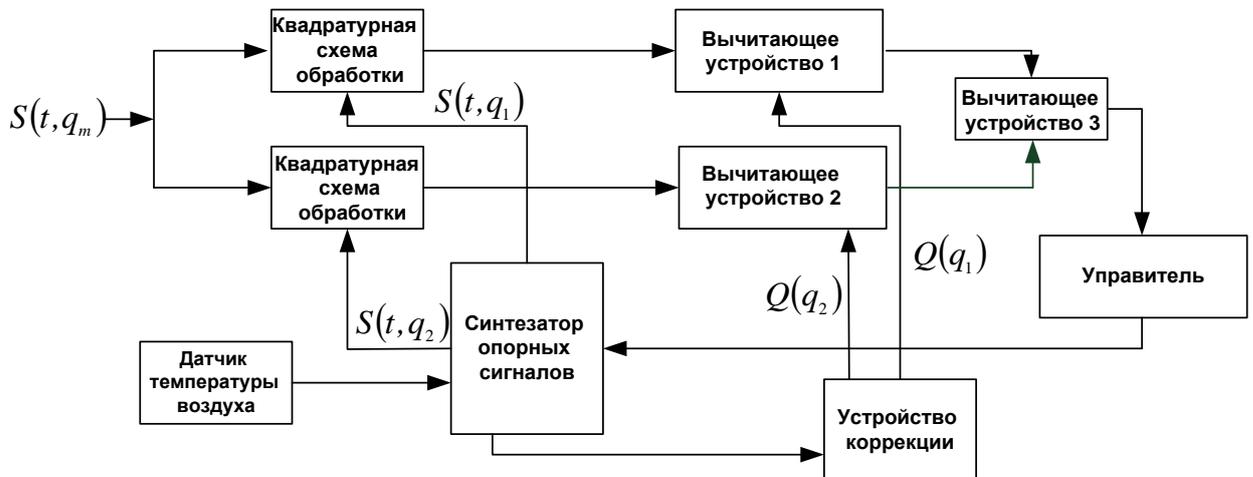


Рис. 3.6. Следящее устройство обработки сигналов систем РАЗ атмосферы

Опорные сигналы поступают на устройство коррекции, которое формирует корректирующие сигналы в соответствии с энергиями данных сигналов и на дискриминатор, состоящий из двухканального коррелятора и 3-х вычитающих устройств. На выходе дискриминатор вычисляет разность

U (3.7) между корреляционными интегралами, формируемыми в корреляционных каналах с различными опорными сигналами.

Работа дискриминатора определяется дискриминационной характеристикой (ДХ) (рис. 3.7), которая показывает зависимость напряжения U на выходе дискриминатора от разности $y = q - q_0$, где q – расстройка условия Брэгга на некотором уровне трассы зондирования, q_0 – расстройка условия Брэгга на предыдущем уровне трассы зондирования. Длина линейного участка ДХ для заданных видов зондирующих колебаний зависит от величины 2Δ –разность, на которую отличаются параметры расстройки условия Брэгга q_1 и q_2 опорных сигналов.

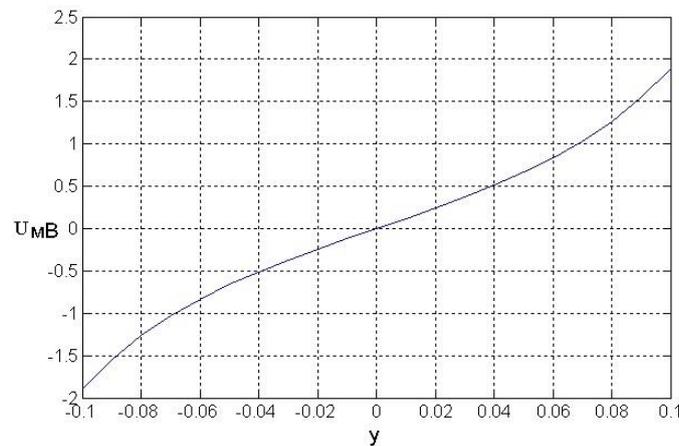


Рис 3.7. Вид дискриминационной характеристики $U(y)$ в случае использования зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими

Напряжение с выхода дискриминатора поступает на управитель, который вычисляет значение параметра расстройки условия Брэгга на текущем уровне трассы зондирования и формирует управляющий сигнал, задающий для генератора опорных сигналов значения параметра расстройки условия Брэгга, при которых напряжение на выходе дискриминатора для сигнала с текущего уровня трассы зондирования будет стремиться к нулю.

3.3 Реализация следящего метода обработки сигналов в системах РАЗ

Регистрация вертикального профиля температуры воздуха проводится с помощью системы радиоакустического зондирования. При этом вертикально вверх излучается акустический импульс, который облучается электромагнитными колебаниями. Параметры акустического импульса – частоту синусоидального заполнения, продолжительность и период повторения – формируются с помощью звуковой карты персональной электровычислительной машины (ПЭВМ) 4 (рис 3.8). Значения этих параметров выбираются таким образом, чтобы условие Брэгга выполнялась на первом уровне трассы зондирования, то есть, чтобы на первом уровне трассы зондирования соблюдалось равенство $q_0 = 0$, где q_0 – расстройка условия Брэгга на первом уровне трассы зондирования. Для этого датчиком температуры воздуха 3 измеряется приземная температура воздуха на уровне верхнего среза акустической антенны, далее рассчитывается скорость звука по формуле $c_a \approx 20\sqrt{T}$ и длина акустической волны, необходимой для выполнения условия Брэгга на этом уровне для заданной длины волны электромагнитного колебания системы радиоакустического зондирования, а рассчитанная длина акустической волны используется для расчета самой звуковой частоты синусоидального заполнения акустического импульса по формуле $f_a = c_a / \lambda_a$.

Поскольку на первом уровне трассы зондирования температура измерена датчиком температуры, рассеянные от акустического импульса, находящегося на втором уровне трассы зондирования, электромагнитные колебания принимают, усиливают, в дальнейшем последовательно умножаются в корреляторе 9, 10 с опорными сигналами, сформированными с параметрами $q_1 = q_0 - \Delta = -\Delta$ и $q_2 = q_0 + \Delta = \Delta$, чтобы оценить насколько отличается параметр q второго уровня трассы зондирования относительно

параметра $q_0 = 0$, которым характеризуется первый уровень трассы зондирования.

Выходные сигналы коррелятора подвергаются коррекции в устройстве вычитания 13 в соответствии с функцией $Q(q) = \int S^2(t, q)dt$ после чего оценивается разность x между ними, после оценки которой определяется разность y между значениями параметров q первого и второго уровней трассы зондирования по зависимости $x(y)$, которая заложена в память компьютера 4 и далее уже рассчитывается значение параметра q на втором уровне трассы зондирования по формуле $q_m = q_0 + y$, где q_m – расстройка условия Брега на втором уровне трассы зондирования.

Определив параметр q на втором уровне трассы зондирования, рассчитываются параметры q опорных сигналов, которые используются для корреляционной обработки сигнала, принимаемого с третьего уровня трассы зондирования, по формулам $q_{m1} = q_m - \Delta$, $q_{m2} = q_m + \Delta$, где q_{m1} , q_{m2} – параметры опорных сигналов для корреляционной обработки сигнала с третьего уровня трассы зондирования.

Далее рассеянные от акустического импульса, достигшего третьего уровня трассы зондирования, электромагнитные колебания принимаются, усиливаются, в дальнейшем последовательно умножаются в корреляторе с опорными сигналами, сформированными с параметрами q_{m1} и q_{m2} , чтобы оценить насколько отличается параметр q третьего уровня трассы зондирования относительно параметра q_m , которым характеризуется второй уровень трассы зондирования.

Выходные сигналы коррелятора подвергаются коррекции в соответствии с функцией $Q(q) = \int S^2(t, q)dt$ и оценивается разность x между ними, оценив которую определяется разность y между параметрами q второго и третьего уровней трассы зондирования по зависимости $x(y)$, которая заложена в память компьютера и рассчитывается параметр q на

третьем уровне трассы зондирования по формуле $q_v = q_m + y$, где q_v – расстройка условия Брега на третьем уровне трассы зондирования. Определив параметр q на третьем уровне трассы зондирования, рассчитываются параметры q опорных сигналов, используемых для корреляционной обработки сигнала с четвертого уровня трассы зондирования, по формулам $q_{v1} = q_v - \Delta$, $q_{v2} = q_v + \Delta$, где q_{v1} , q_{v2} – параметры опорных сигналов для корреляционной обработки сигнала с четвертого уровня трассы зондирования. Значение q для всех последующих уровней трассы зондирования оценивается аналогичным образом.

Опорные сигналы формируются с использованием функции рассеяния [68]. Оценки значения q всех уровней трассы зондирования используются для расчета температуры воздуха для всех точек вертикального профиля температуры воздуха. Оценка параметра расстройки условия Брега q и расчеты температуры всех точек вертикального профиля температуры воздуха выполняются по командам, которые формирует персональный компьютер 4. Он рассчитывает и задает параметры q для генераторов опорного напряжения 11 для каждого уровня трассы зондирования и - при необходимости - количество зондирований (продолжительность времени, необходимого усреднения единичных профилей температуры, традиционно для измерений в метеорологии) и срок вывода вертикального профиля на экран монитора или к внешним средствам отображения метеорологической информации.

Рассмотрим устройство для реализации предлагаемого способа. Структурная схема устройства приведена на рис. 3.8.

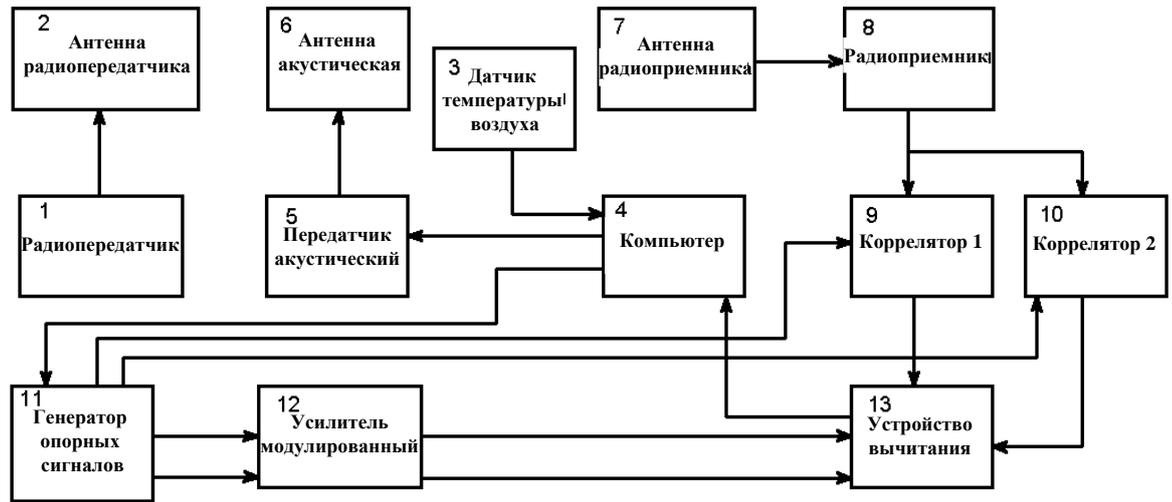


Рис. 3.8. Структурная схема радиоакустической следящей системы

Устройство содержит передатчик 1, выход которого соединен с входом антенны радиопередатчика 2, датчик температуры воздуха 3, выход которого соединен с первым входом персонального компьютера 4, передатчик акустический 5, выход которого соединен со входом антенны акустической 6, вход передатчика акустического 5 соединен с первым выходом персонального компьютера 4, радиоприемник 8, первый вход которого соединен с выходом антенны радиоприемника 7, а выход радиоприемника 8 соединен с первым входом коррелятора 9 и первым входом коррелятора 10, второй вход коррелятора 9 и второй вход коррелятора 10 соединены соответственно с первым и вторым выходами генератора опорных сигналов 11, выход коррелятора 9 соединен с первым входом устройства вычитания 13, а выход коррелятора 10 соединен со вторым входом устройства вычитания 13 третьей и четвертый входы которого соединены соответственно с первым и вторым выходами усилителя модулированного 12, выход устройства вычитания 13 соединен со вторым входом компьютера 4, третий и четвертый выходы генератора опорных сигналов 11 соединены соответственно с первым и вторым входами усилителя модулированного 12, вход генератора опорных сигналов соединен со вторым выходом персонального компьютера 4.

Работа устройства. Перед зондированием в персональный компьютер 4, программа работы которого включает шесть подпрограмм: подпрограмму зондирования, подпрограмму формирования акустического импульса, подпрограмму расчета функции рассеяния, подпрограмму определения параметров q опорных сигналов, подпрограмму определения q на уровнях трассы зондирования и подпрограмму расчета температуры, вводятся данные: дата и время зондирования, длина электромагнитной волны системы радиоакустического зондирования, значение коэффициента a , продолжительность и период повторения акустического импульса, количество уровней измерения температуры на трассе зондирования M .

Радиопередатчик 1 формирует выходные непрерывные колебания высокой частоты с высокой стабильностью и заданной мощности, которые подаются на вход антенны радиопередатчика 2, где превращаются в электромагнитные колебания и излучаются вертикально вверх. Датчик температуры воздуха 3 измеряет значение температуры на первом уровне трассы зондирования. Компьютер 4 по значению температуры, измеренной датчиком температуры 3, рассчитывает значение звуковой частоты синусоидального заполнения акустического импульса и по команде "Пуск", с помощью звуковой карты, генерирует акустический импульс заданной длительности и заданным периодом повторения, который подается на вход передатчика акустического 5, в котором звуковые колебания усиливаются до заданной мощности и с выхода которого подаются к входу антенны акустической 6, с помощью которой электрические колебания звуковой частоты превращаются в мощные акустические колебания, излучаемые в направлении зондирования атмосферы.

Рассеянные от акустического импульса электромагнитные колебания антенной радиоприемника 7 превращаются в электрические колебания, поступающие на вход радиоприемника 8, где усиливаются и одновременно подаются на корреляторы 9 и 10, в которых сигналы с выхода радиоприемника 8 перемножаются в одном корреляторе с одним колебанием

генератора опорных сигналов 11 и во втором корреляторе со вторым колебанием генератора опорных сигналов 11 генерируемые последним по командам персонального компьютера 4 согласно функции рассеяния с параметрами q , зависящие от значения расстройки условия Брега на предыдущем уровне трассы зондирования, относительно уровня, с которого на данный момент принимается сигнал. Одновременно два колебания генератора опорных сигналов 11 подаются на усилитель модулированный 12, который формирует два выходных сигнала согласно с функцией $Q(q) = \int S^2(t, q) dt$. Выходные сигналы усилителя модулированного 12 подаются на вход устройства вычитания 13, в котором вычитаются из выходных сигналов коррелятора 9 и коррелятора 10, после чего устройство вычитания 13 отнимает друг от друга результаты предыдущего вычитания из исходных сигналов коррелятора 9 и 10 сигналов усилителя модулированного 12 и подает разность на второй вход компьютера 4, по которой компьютер 4 определяет значение параметра расстройки условия Брега q на текущем уровне трассы зондирования. Компьютер 4 по значению параметра расстройки условия Брега q для каждого из M уровней трассы зондирования и технических параметров системы радиоакустического зондирования рассчитывает значения температуры воздуха для каждой точки вертикального профиля температуры. По окончании расчетов температуры воздуха для всех точек вертикального профиля температуры воздуха компьютер 4 генерирует команду "Стоп" для системы радиоакустического зондирования и выдает единичный вертикальный профиль температуры на монитор или на другое средство воспроизведения метеорологической информации.

Таким образом, при радиоакустическом зондировании атмосферы, использование значения параметра расстройки условия Брега q текущего уровня трассы зондирования для определения расстройки условия Брега q следующего уровня трассы зондирования позволяет использовать два

коррелятора и формировать, соответственно, два опорных сигнала, что уменьшает необходимую вычислительную мощность оборудования, а коррекция опорных сигналов в соответствии с функцией $Q(q) = \int S^2(t, q) dt$ снижает влияние амплитуды выходных сигналов генератора опорных сигналов на точность определения параметра расстройки условия Брэга q для каждого уровня трассы зондирования, что позволяет получить достаточно высокую точность регистрации вертикального профиля температуры воздуха радиоакустическим зондированием без выполнения условия Брэгга по трассе зондирования.

3.4 Дискриминационная характеристика следящего устройства радиоакустической системы

В классической радиолокации дискриминационная характеристика – это характеристика, показывающая зависимость напряжения x на выходе дискриминатора от разности $y = a - a_1$, где a – значение искомого параметра на некотором цикле измерения R , a_1 – значение искомого параметра на предыдущем относительно R цикле измерения [65].

В классической радиолокации получение ДХ осуществляется, как правило, экспериментальным или расчетным путем, который состоит в том, что на один вход дискриминатора (рис. 3.1) подаются сигналы $x(t)$ с известными значениями информационного параметра a , а на другой – опорные сигналы с фиксированными значениями того же параметра: $a_1 - \Delta a_1$ и $a_1 + \Delta a_1$. В дискриминаторе вычисляется разность x (3.5), которой будет соответствовать уже известная разность $y = a - a_1$, т.к. a_1 и a нам известны.

ДХ радиоакустической следящей системы – это характеристика, показывающая зависимость напряжения U на выходе дискриминатора (рис. 3.7) от разности $y = q_0 - q$, где q_0 – расстройка условия Брэгга на некотором

уровне R трассы зондирования, q – расстройка условия Брэгга на предыдущем относительно R уровне трассы зондирования.

Для получения ДХ воспользуемся экспериментальным методом, т.е. на один вход дискриминатора (рис. 3.6) будем подавать сигналы $S(t, q_0)$ с известными параметрами расстройки условия Брэгга q_0 , а на другой – опорные сигналы $S(t, q_1)$, $S(t, q_2)$ с фиксированными значениями искомого параметра $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$. В результате в дискриминаторе будет вырабатываться напряжение U (3.7), которому будет соответствовать уже известная разность $y = q_0 - q$, т.к. q и q_0 нам известны заранее.

Прежде чем получить ДХ дискриминатора радиоакустической следящей системы, рассмотрим особенности оценки скорости звука в радиоакустических системах по энергетическому параметру расстройки условия Брэгга q .

Особенностью оценки скорости звука в радиоакустических системах по энергетическому параметру расстройки условия Брэгга q является то, что логарифм функционала отношения правдоподобия (3.8), по максимальному значению которого производится определение искомого параметра q , имеет различную форму и ширину главного максимума в зависимости от значения параметра расстройки условия Брэгга q_0 , при которой формируется рассеянный на акустической посылке радиосигнал. На рис. 3.9–3.12 показаны логарифмы функционала правдоподобия при различных значениях q_0 для случая, когда используются зондирующие электромагнитный и акустический сигналы с прямоугольными огибающими.

$$M(q_0, q) = \left| \int_0^T S(t, q_0) S(t, q) dt \right| - Q(q), \quad (3.8)$$

где $S(t, q_0)$ – рассеянный на акустической посылке радиосигнал, $S(t, q)$ – опорный сигнал, сформированный с использованием функции рассеяния, $Q(q)$ – энергия опорного сигнала.

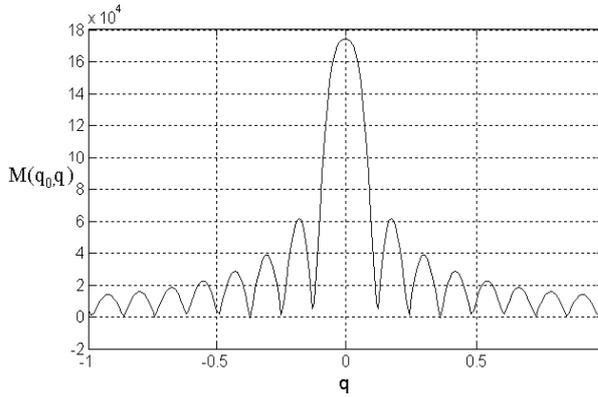


Рис. 3.9. Логарифм функционала
отношения правдоподобия
при $q_0 = 0$

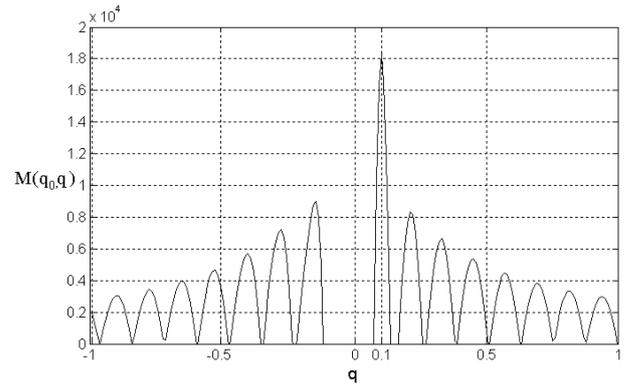


Рис. 3.10. Логарифм функционала
отношения правдоподобия
при $q_0 = 0,1$

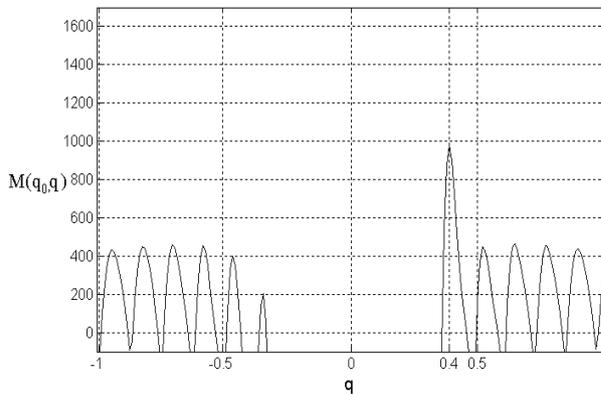


Рис. 3.11. Логарифм функционала
отношения правдоподобия
при $q_0 = 0,4$

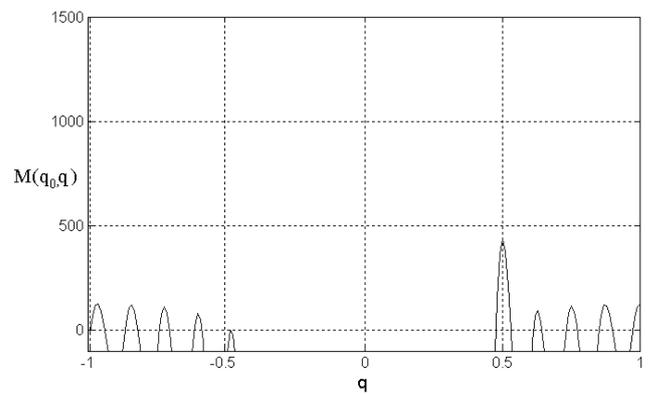


Рис. 3.12. Логарифм функционала
отношения правдоподобия
при $q_0 = 0,5$

Как видно по рисункам, с изменением расстройки условия Брэгга q_0 , при которой формируется рассеянный на акустической посылке радиосигнал, действительно изменяется форма кривой функционала правдоподобия, в частности изменяется форма лепестка главного максимума. Форма лепестка главного максимума изменяется таким образом, что он становится несимметричным относительно своего максимального значения, что наиболее отчетливо видно на рис. 3.11, кроме того с изменением значения q_0 изменяется ширина главного лепестка – он становится уже.

Причина изменения ширины главного лепестка функционала правдоподобия связана с тем, что при увеличении расстройки условия Брэгга q_0 , усложняется структура рассеянного радиосигнала, в результате чего он лучше выделяется на фоне остальных сигналов.

Лепесток главного максимума функционала правдоподобия несимметричен относительно своего максимума при $q_0 \neq 0$.

Рассмотрим вопрос более детально. Предположим, имеется сигнал $S(t, q_0)$ с расстройкой $q_0 = 0,4$, тогда функционал правдоподобия (3.8) будет иметь максимум в точке $q = 0,4$, а в равноотстоящих от $q = 0,4$ точках, например, $q = 0,35$ и $q = 0,45$ значения функционала правдоподобия будут отличаться между собой, т.е. $M(0,35) \neq M(0,45)$. Такой эффект связан с тем, что опорный сигнал, сформированный при $q = 0,35$, отличается по форме и энергии от опорного сигнала с $q = 0,45$, в результате чего сигнал $S(t, q_0)$ с расстройкой $q_0 = 0,4$ имеет разную степень корреляции с такими опорными

сигналами, т.е. $\left| \int_0^T S(t, 0.4)S(t, 0.35)dt \right| \neq \left| \int_0^T S(t, 0.4)S(t, 0.45)dt \right|$. Аналогичный

эффект наблюдается для всех тех случаев, когда $q_0 \neq 0$.

Только для случая, когда имеется сигнал $S(t, q_0)$ с расстройкой $q_0 = 0$, функционал правдоподобия является симметричным относительно своего максимума. В этом случае максимум наблюдается при вычислении корреляции с опорным сигналом, у которого $q = 0$, т.е. функционал правдоподобия (3.8) имеет максимум в точке $q = 0$, а в равноотстоящих от $q = 0$ точках, например, $q = -0,1$ и $q = 0,1$ значения функционала правдоподобия не отличаются друг от друга, т.е. $M(-0,1) = M(0,1)$. Это связано с тем, что опорный сигнал при $q = -0,1$ совпадает по форме и энергии с сигналом сформированным при $q = 0,1$, сигнал при $q = -0,2$ совпадает по форме и энергии с сигналом при $q = 0,2$ и т.д., в результате чего

сигнал $S(t, q_0)$ с расстройкой $q_0 = 0$ имеет одинаковую степень корреляции с опорными сигналами, у которых $q = -0.1, 0.1; -0.2, 0.2 \dots$ т.е.

$$\left| \int_0^T S(t, 0) S(t, -0.1) dt \right| = \left| \int_0^T S(t, 0) S(t, 0.1) dt \right|, \quad \left| \int_0^T S(t, 0) S(t, -0.2) dt \right| = \left| \int_0^T S(t, 0) S(t, 0.2) dt \right|.$$

Для того чтобы разобраться, каким образом все эти особенности оценки скорости звука в радиоакустических системах по энергетическому параметру расстройки условия Брэгга q формируют особенности ДХ дискриминатора радиоакустической следящей системы, рассмотрим пример получения ДХ дискриминатора радиоакустической следящей системы экспериментальным методом.

Как говорилось выше, в экспериментальном методе необходимо для начала задать некоторые опорные сигналы для дискриминатора (рис. 3.6) и подавать на его вход сигналы с известными значениями расстройки условия Брэгга q_0 . Для случая, когда используются зондирующие сигналы с прямоугольными огибающими, зададим, например, опорные сигналы, с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, где $q = 0$, $\Delta = 0,05$ и будем подавать поочередно на вход дискриминатора сигналы с параметрами q_0 , лежащими в диапазоне например $[-0.3, 0.3]$. В результате на выходе вычитающего устройства (рис. 3.6) будут формироваться значения напряжения U (3.8), которые соответствуют разности $y = q_0 - q$, которая заранее определена, т.к. известны значения q и q_0 . Т.е., например, если подается сигнал с $q_0 = 0,1$, тогда на выходе сформируется напряжение U , соответствующее разности $y = q_0 - q = 0.1 - 0 = 0.1$ и в результате мы получим одну из точек $[U, y]$ дискриминационной характеристики $U(y)$.

Таким образом, задав опорные сигналы $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, где $q = 0$, $\Delta = 0,05$ получим кривую дискриминационной характеристики, показанную на рис. 3.13.

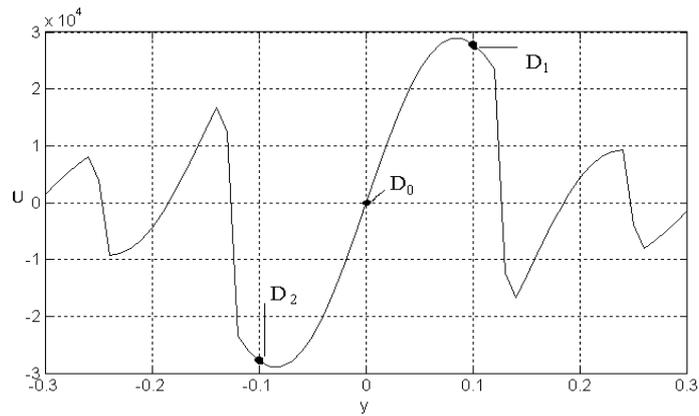


Рис. 3.13. ДХ при использовании опорных сигналов с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$ (при $q = 0$, $\Delta = 0,05$), для случая, когда используются зондирующие колебания с прямоугольными огибающими

Как видим, ДХ является симметричной относительно нуля, а разности $y = 0$ соответствует $U = 0$. Разберемся, почему так получается. Для этого сравним формулы (3.8), которая описывает работу дискриминатора (рис. 3.6), и (3.8): из сравнения видно, что с помощью формулы (3.8) находится разность между точками функционала правдоподобия $M(q_1) = M(q - \Delta)$ и $M(q_2) = M(q + \Delta)$. При экспериментальном методе последовательность получается следующей. Для случая, когда используются опорные сигналы $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, где $q = 0$, $\Delta = 0,05$, а на вход дискриминатора подается сигнал с параметром $q_0 = 0$, по формуле (3.8) находится разность между точками $M(q - \Delta) = M(-0,05)$ и $M(q + \Delta) = M(0,05)$ функционала правдоподобия, показанного на рис. 3.9, т.к. $q_0 = 0$. Поскольку значения функционала правдоподобия в точках $M(-0,05)$ и $M(0,05)$ при $q_0 = 0$ равны между собой, то $U = 0$, а $y = q_0 - q = 0 - 0 = 0$. В результате получается центральная точка ДХ $D_0(U, y) = D_0(0, 0)$ (рис. 3.13). Значения функционала правдоподобия в точках $M(-0,05)$ и $M(0,05)$ при $q_0 = 0$ также равны между собой т.к. функция правдоподобия при $q_0 = 0$ является симметричной относительно своего максимума, наблюдаемого в точке $M(0)$. Если далее на

вход дискриминатора подавать сигнал с $q_0 = 0,1$, то разность U будет находиться между точками $M(q - \Delta) = M(-0,05)$ и $M(q + \Delta) = M(0,05)$ функционала правдоподобия показанного на рис. 3.10, который отличается от функционала при $q_0 = 0$, поскольку для радиоакустических систем при оценке скорости звука по параметру расстройки условия Брэгга имеет место изменение формы функционала правдоподобия (3.8) в зависимости от значения q_0 по описанным выше причинам. В результате при $q_0 = 0,1$ будет вычислена некоторая разность U_1 соответствующая значению $y = q_0 - q = 0,1 - 0 = 0,1$ и мы получим точку ДХ $D_1(U, y) = D_1(U_1, 0.1)$ (рис. 3.13). Теперь если на вход дискриминатора подавать сигнал с параметром $q_0 = -0,1$, то разность U будет находиться между точками $M(q - \Delta) = M(-0,05)$ и $M(q + \Delta) = M(0,05)$ функционала правдоподобия при $q_0 = -0,1$. В результате будет вычислена некоторая разность U_2 , соответствующая значению $y = q_0 - q = -0,1 - 0 = -0,1$ и мы получим точку ДХ $D_2(U, y) = D_2(U_2, -0.1)$ (рис. 3.13), где $|U_2| = U_1$, а функционал правдоподобия при $q_0 = 0,1$ совпадает по форме с функционалом правдоподобия при $q_0 = -0,1$. Т.к. $|U_2| = U_1$, точки D_2 и D_1 являются симметричными относительно центральной точки ДХ, т.е. относительно точки D_0 . Далее, если подавать на вход поочередно сигналы с $q_0 = 0.01, -0.01; 0.02, -0.02$ и т.д., то мы будем получать точки ДХ, которые будут располагаться симметрично относительно точки D_0 на плоскости UOY (рис. 3.13).

Таким образом, при использовании опорных сигналов с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, где $q = 0$, $\Delta = 0,05$, ДХ является симметричной относительно нуля т.к. функционал правдоподобия (3.8) при равноотстоящих от q значениях $q_0 = 0.01, -0.01; 0.02, -0.02$ и т.д. имеют одинаковую форму, а функционал правдоподобия при $q_0 = 0,01$ имеет одинаковую форму с

функционалом правдоподобия при $q_0 = -0,01$, соответственно при $q_0 = -0,02$ – одинаковую с $q_0 = 0,02$ и т.д.

Если теперь сформируем опорные сигналы с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, где $q = 0.1$, $\Delta = 0.05$ то получим кривую дискриминационной характеристики, показанную на рис. 3.14.

Как видим, при заданных опорных сигналах мы имеем совершенно другую форму ДХ, которая не является симметричной относительно нуля, а разности $y = 0$ не соответствует значение $U = 0$, т.е. центральная точка дискриминационной характеристики D_0 сместилась при изменении опорных сигналов, чего не наблюдалось при оценке скорости звука по неэнергетическому параметру.

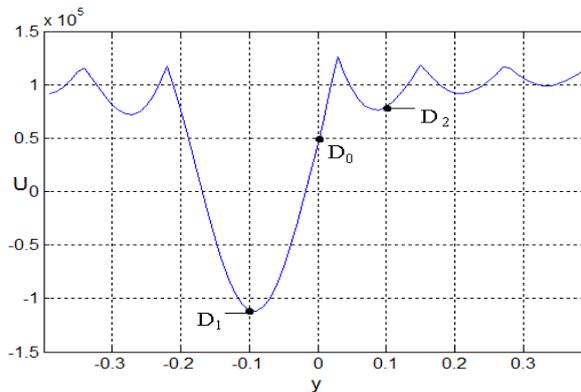


Рис. 3.14. ДХ при использовании опорных сигналов с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$ (при $q = 0.1$, $\Delta = 0.05$), для случая, когда используются зондирующие колебания с прямоугольными огибающими

Разберемся более подробно с особенностями наблюдаемой характеристики. Когда используются опорные сигналы с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, при $q = 0.1$, $\Delta = 0.05$, а на вход дискриминатора подается сигнал с $q_0 = 0.1$, то вычисляется разность между точками $M(q - \Delta) = M(0,05)$ и $M(q + \Delta) = M(0,15)$ функционала правдоподобия, показанного на рис. 3.10. Значения функционала правдоподобия в точках $M(0,05)$ и $M(0,15)$ при $q_0 = 0.1$ не равны между собой, и разность между

ними составляет $U = 0.03$ мВ, а $y = q_0 - q = 0 - 0 = 0$, в результате получается центральная точка ДХ $D_0(U, y) = D_0(0.03, 0)$ (рис. 3.14), которая смещена относительно $D_0(U, y) = D_0(0, 0)$ (рис. 3.13) (центральная точка – это точка, у которой значение координаты y равно нулю). Причиной смещения центральной точки является несимметричность функционала правдоподобия при $q_0 = 0.1$ относительно своего максимума. Причина несимметричности функционала правдоподобия описана выше. Далее, если на вход дискриминатора подавать сигнал с $q_0 = 0$, то разность U будет находиться между точками $M(q - \Delta) = M(0, 0.05)$ и $M(q + \Delta) = M(0, 0.15)$ функционала правдоподобия, показанного на рис. 3.9, который отличается от функционала при $q_0 = 0.1$ т.к. для радиоакустических систем при оценке скорости звука по параметру расстройки условия Брэгга свойственно изменение формы функционала правдоподобия (3.8) в зависимости от q_0 по описанным выше причинам. В результате при $q_0 = 0$ будет вычислена некоторая разность U_1 , соответствующая значению $y = q_0 - q = 0 - 0.1 = -0.1$ и мы получим точку ДХ $D_1(U, y) = D_1(U_1, -0.1)$ (рис. 3.14). Теперь, если на вход дискриминатора подавать сигнал с $q_0 = 0.2$, то разность U будет находиться между точками $M(q - \Delta) = M(0, 0.05)$ и $M(q + \Delta) = M(0, 0.15)$ функционала правдоподобия при $q_0 = 0.2$. В результате будет вычислена некоторая разность U_2 соответствующая значению $y = q_0 - q = 0.2 - 0.1 = 0.1$ и мы получим точку ДХ $D_2(U, y) = D_2(U_2, 0.1)$ (рис. 3.14), где $|U_2| \neq U_1$ т.к. функционал правдоподобия при $q_0 = 0$ не совпадает по форме с функционалом правдоподобия при $q_0 = 0.2$. Т.к. $|U_2| \neq U_1$, точки D_2 и D_1 не являются симметричными относительно центральной точки ДХ т.е. относительно точки D_0 . Далее если подавать поочередно сигналы с $q_0 = 0.05, 0.15, 0.2$ и т.д., то мы будем получать точки ДХ, которые будут располагаться не симметрично относительно D_0 на плоскости UOY (рис. 3.14).

Таким образом, при использовании опорных сигналов с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, при $q = 0.1$, $\Delta = 0.05$, ДХ не является симметричной относительно нуля, т.к. функционалы правдоподобия (3.8) при равноотстоящих от q значениях $q_0 = 0.05, 0.15, 0.2$ и т.д. имеют разную форму, функционал правдоподобия при $q_0 = 0.05$ по форме отличается от функционала правдоподобия при $q_0 = 0.15$, а при $q_0 = 0$ – отличается от $q_0 = 0.2$ и т.д.

Если построить ДХ для других значений q опорных сигналов с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, то полученные ДХ будут отличаться друг от друга.

Рассмотрим процесс изменения формы ДХ в зависимости от значений параметра q опорных сигналов. Результаты моделирования представлены на рис. 3.13–3.15.

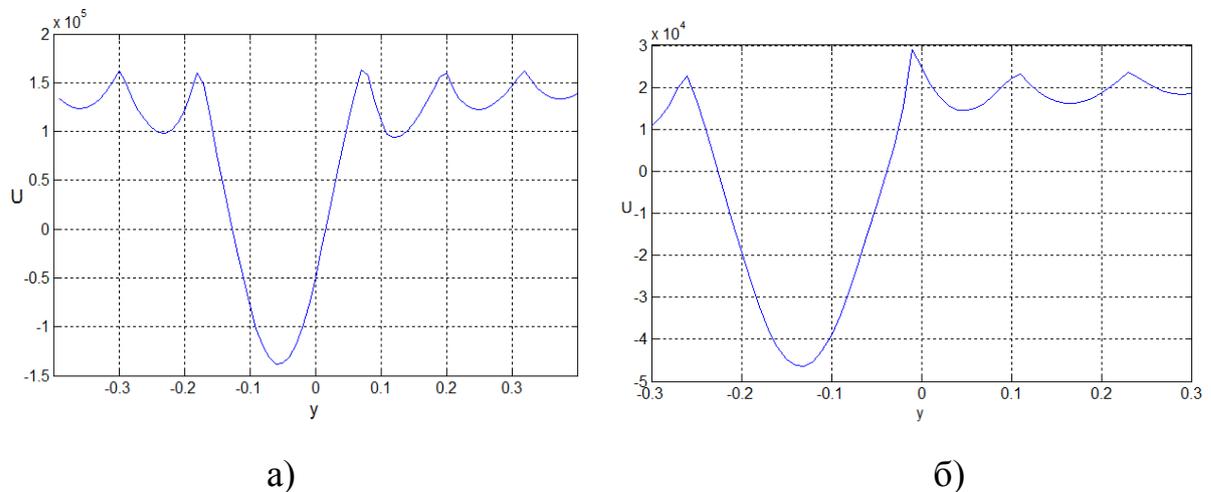


Рис. 3.15. ДХ при использовании опорных сигналов с параметрами а) $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$ (при $q = 0.05$, $\Delta = 0.05$), б) $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$ (при $q = 0.15$, $\Delta = 0.05$) для случая, когда используются зондирующие колебания с прямоугольными огибающими

Из приведенных рисунков видно, что для зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими при изменении параметра q имеет место существенное изменение формы ДХ. Во-первых, значительно нарушается ее

симметричность, что не позволяет равноценно определять смещение искомого параметра в обе стороны, в отрицательную и положительную, а во-вторых, уменьшается длина линейного участка ДХ. При увеличении q до определенных значений, ДХ становится не подходящей для нормальной работы устройства. Таким образом, можно сделать вывод, что при расстройках условия Брэгга $q_0 > 0.1$, для зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими, использование системы недопустимо без дополнительной подстройки частот зондирующих сигналов.

Следовательно, в радиоакустической следящей системе каждому значению параметра q , входящего в формулу для определения параметров расстройки условия Брэгга опорных сигналов $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, соответствует своя индивидуальная форма ДХ. Поскольку после приема и обработки сигнала с каждого последующего уровня трассы зондирования происходит каждый раз подстройка (изменение) параметра расстройки условия Брэгга q , входящего в формулу определения параметров расстройки условия Брэгга опорных сигналов $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, то можно говорить о том, что дискриминатор радиоакустической следящей системы характеризуется объемной ДХ (рис. 3.16) [80].

Величина q входит в формулы расчета значений параметров опорных сигналов $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$.

Сечения объемной ДХ при фиксированных значениях параметра q – это дискриминационные характеристики следящей радиоакустической системы при использовании опорных сигналов с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$.

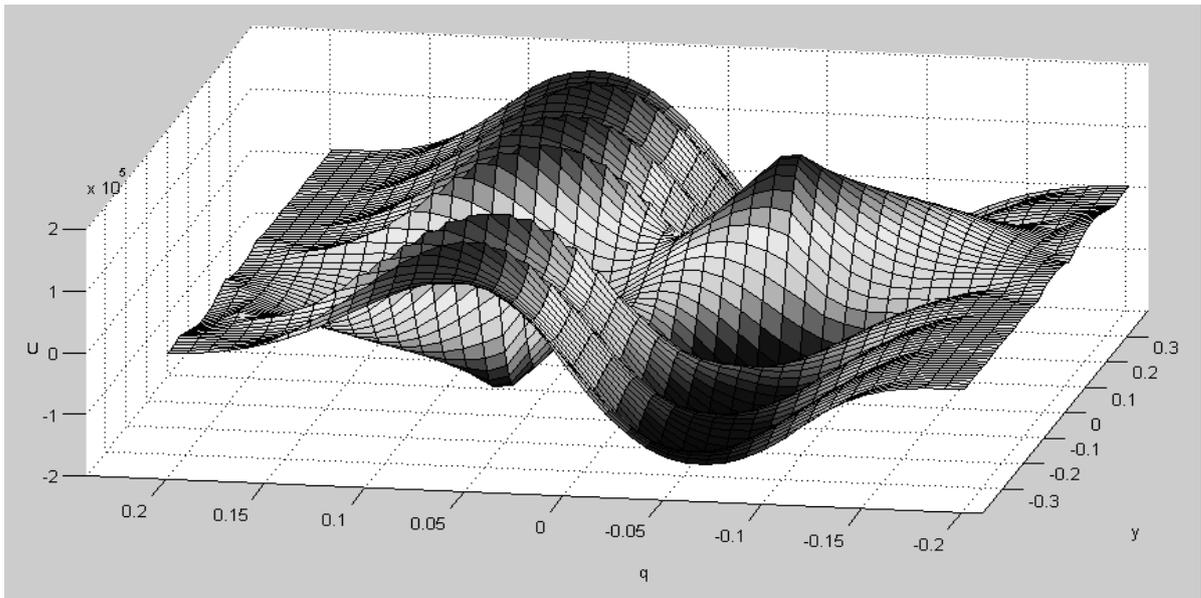
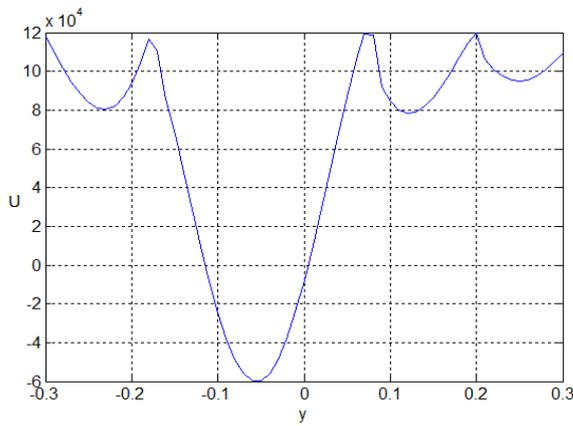


Рис. 3.16. Объемная ДХ при использовании зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими и $\Delta = 0.05$

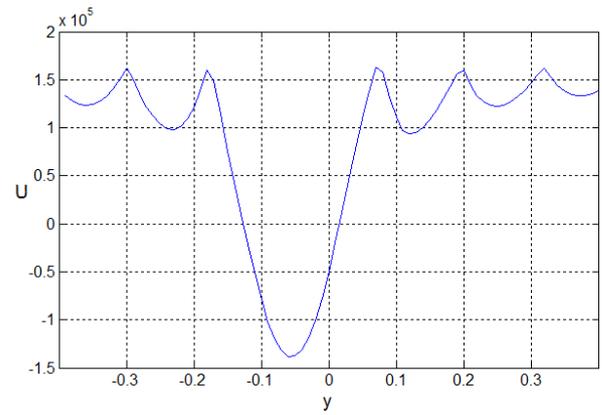
В формулу расчета параметров $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$ опорных сигналов входит также и величина Δ , выбор которой влияет на вид ДХ. Чтобы исследовать влияние построим кривые ДХ в зависимости от величины Δ (рис. 3.17).

ДХ будем строить для опорных сигналов с параметрами $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, при $q = 0$.

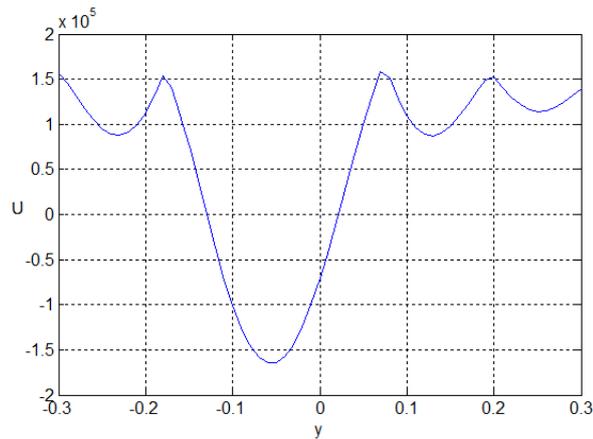
Из представленных рисунков видно, что при фиксированном значении параметра q изменение значения шага Δ приводит к некоторому изменению крутизны ДХ и протяженности линейного участка. Под протяженностью линейного участка понимается диапазон значений y , при котором напряжение U на выходе дискриминатора изменяется линейно. Следовательно, значение Δ необходимо выбирать таким образом, чтобы обеспечить наиболее подходящую крутизну ДХ при решении конкретной задачи.



а)



б)



в)

Рис. 3.18. ДХ при использовании опорных сигналов $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, где а) $q = 0.05$, $\Delta = 0.03$, б) $q = 0.05$, $\Delta = 0.05$, в) $q = 0.05$, $\Delta = 0.08$ для случая использования зондирующих колебаний с прямоугольными огибающими

По рисункам видно, что при изменении значения Δ и фиксированном значении $q = 0.05$ вид ДХ меняется аналогично, как и при $q = 0$. Только при одинаковых значениях Δ для разных q наблюдается разная крутизна ДХ. Поэтому, при выборе крутизны и линейного участка ДХ необходимо производить подстройку величины Δ в зависимости от значения q . Аналогичное изменение ДХ в зависимости от Δ наблюдается и при остальных возможных значениях параметра q .

Эффективность работы системы зависит от уровня принимаемого сигнала. Известно, что крутизна ДХ зависит от уровня сигнала [81-89], потому в следящей системе желательно обеспечить постоянство уровня сигнала за счет автоматической регулировки усиления (АРУ) в следящей радиоакустической системе.

Также для эффективной работы следящей системы (работы на линейном участке ДХ) необходимо, чтобы параметр q_0 изменялся в некоторых пределах, который зависит от типа используемых зондирующих сигналов. Поэтому целесообразно рассмотреть возможности использования различных видов зондирующих сигналов.

3.5 Анализ дискриминационных характеристик при использовании различных видов зондирующих сигналов

Рассмотрим дискриминационную характеристику (рис. 3.19) следящей радиоакустической системы и ее сечения при использовании простых зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими, где длительность акустического сигнала меньше, чем длительность акустического сигнала, для которого строилась ДХ, показанная на рис. 3.16.

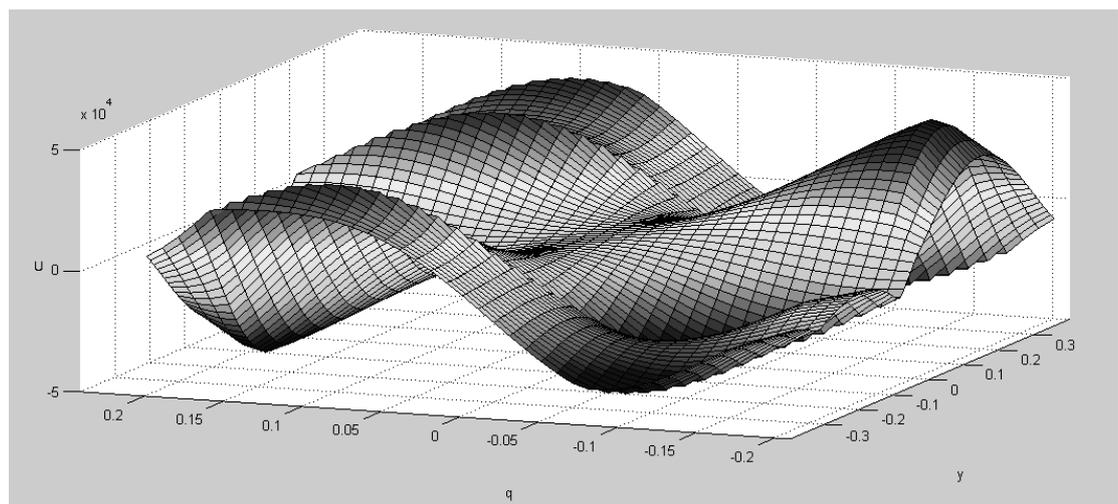


Рис. 3.19. ДХ при использовании зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими и шагом $\Delta = 0.05$, где длительность акустического сигнала меньше длительности акустического сигнала, используемого при получении ДХ, представленной на рис. 3.16

На рис. 3.20 представлены сечения ДХ, показанной на рис. 3.19.

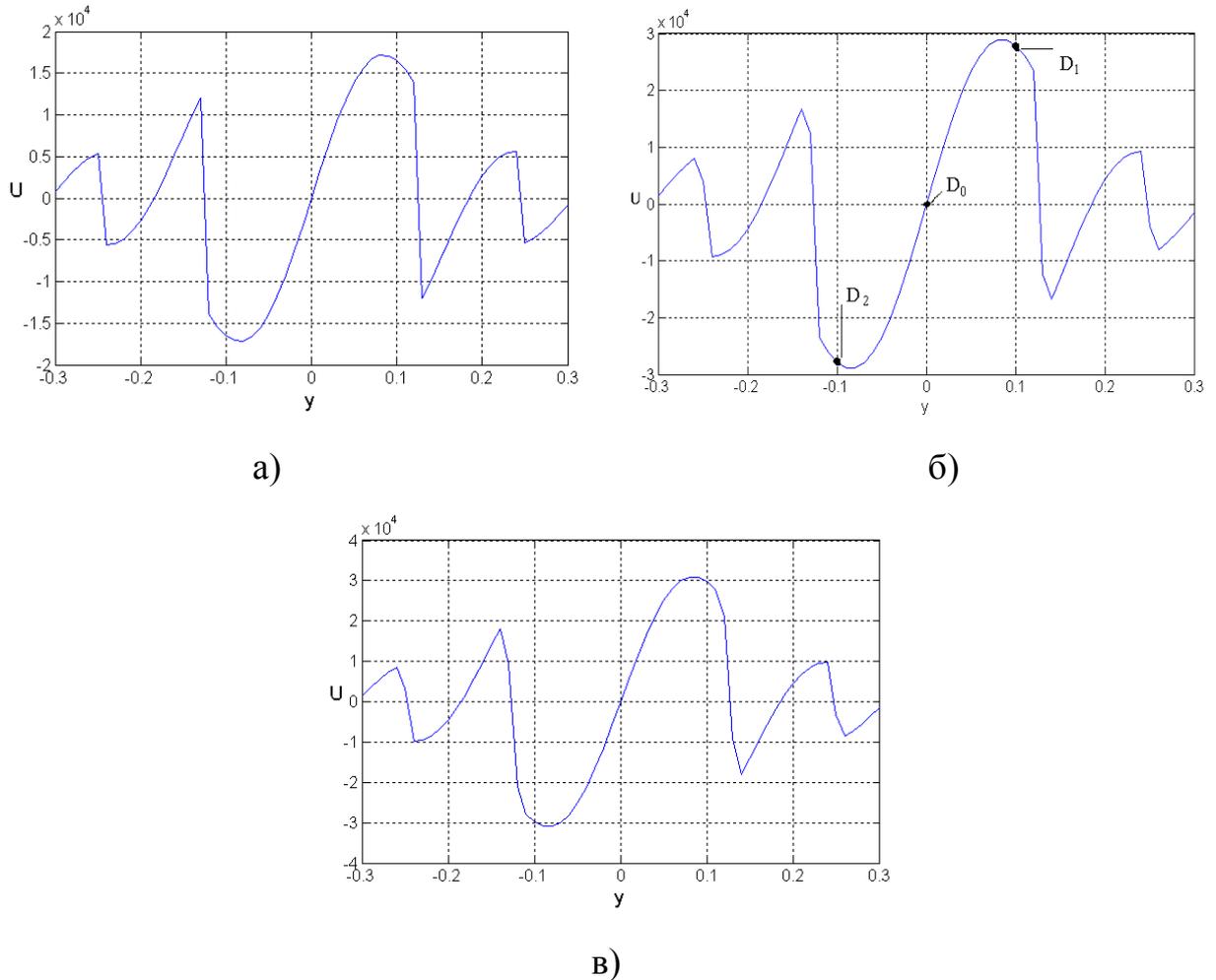


Рис. 3.20. ДХ при использовании опорных сигналов $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, где а) $q = 0$, $\Delta = 0.03$, б) $q = 0$, $\Delta = 0.05$, в) $q = 0$, $\Delta = 0.08$ для случая использования зондирующих колебаний с прямоугольными огибающими

Из представленных рисунков видно, что с уменьшением длительности акустического зондирующего сигнала происходит расширение линейного участка ДХ, следовательно, расширяется диапазон допустимого изменения параметра расстройки условия Брэгга, при котором формируется рассеянный радиосигнал. При уменьшении длительности акустического зондирующего сигнала наблюдается уменьшение крутизны ДХ.

Как видно, при различных зондирующих сигналах система характеризуется различными ДХ, которые отличаются протяженностью линейных участков сечений ДХ и их крутизной. В связи с этим, важной частью исследований в области следящих радиоакустических систем, является поиск таких видов зондирующих сигналов, которые обеспечат формирование необходимых ДХ при работе системы в различных условиях.

Получим еще несколько ДХ для различных видов зондирующих

сигналов $E_1(r) = \begin{cases} 0, r < r_0 - r/2 \\ E, r_0 - r/2 \leq r \leq r_0 + r/2 \\ 0, r > r_0 + r/2 \end{cases}$ (3.9), $E_2(r) = Ee^{\frac{-r^2}{2a^2}}$ (3.10),

$S_1(r) = Se^{\frac{-r^2}{2a_1^2}}$ (3.11), $S_2(r) = Se^{\frac{-r^2}{2a_2^2}}$ (3.12), где $\frac{1}{2a_1^2} < \frac{1}{2a_2^2}$.

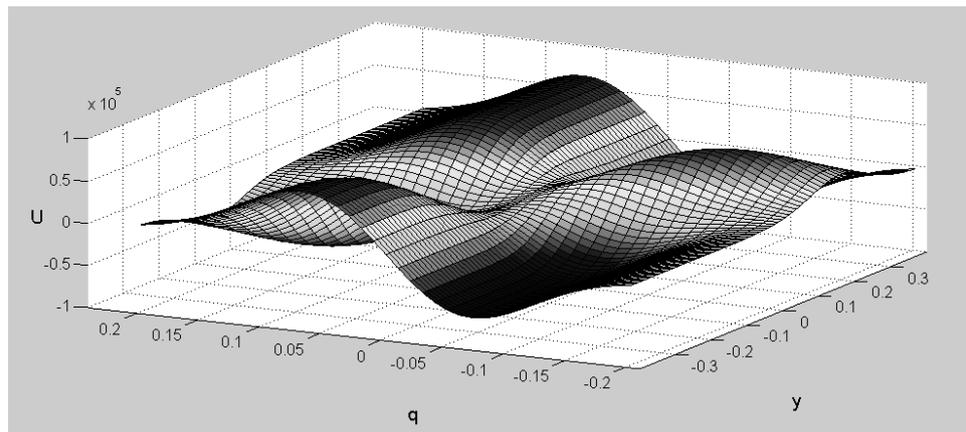


Рис. 3.21. ДХ при использовании зондирующих сигналов $E_1(r)$, $S_1(r)$ и шагом $\Delta = 0.05$

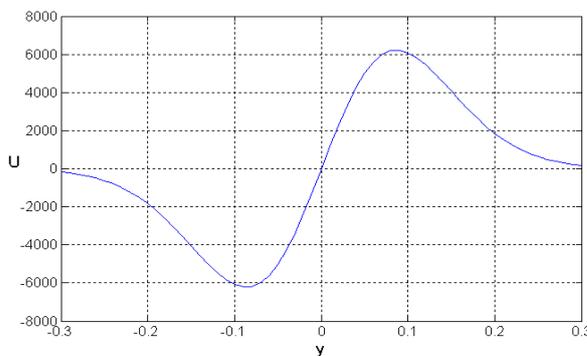


Рис. 3.22. Сечение объемной ДХ (рис. 3.21) при $q = 0$, $\Delta = 0.05$

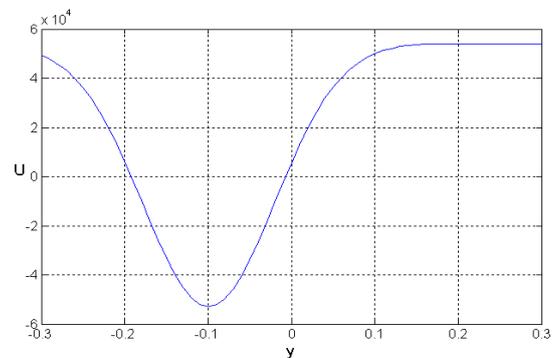


Рис. 3.23. Сечение объемной ДХ (рис. 3.21) при $q = 0.1$, $\Delta = 0.05$

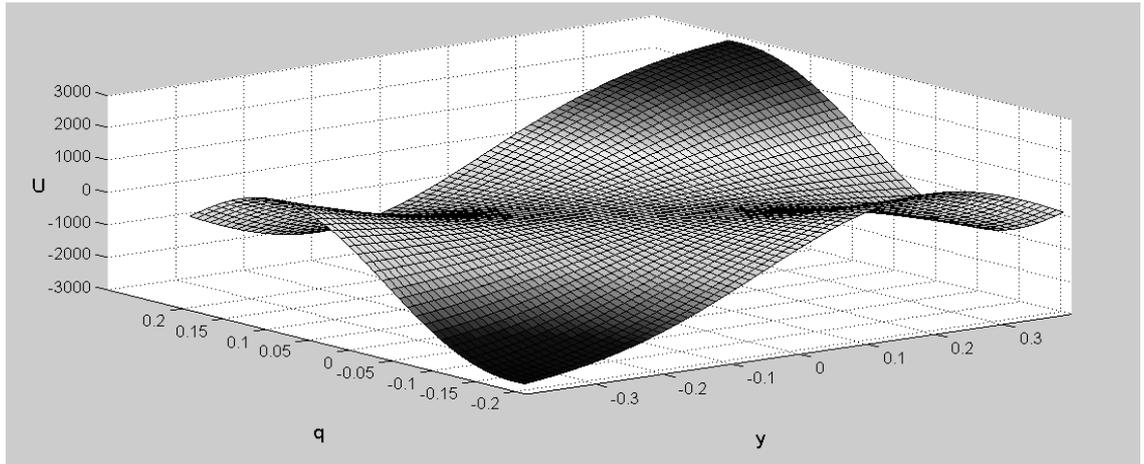


Рис. 3.24. ДХ при использовании зондирующих сигналов $E_1(r)$, $S_2(r)$ и шагом $\Delta = 0.05$.

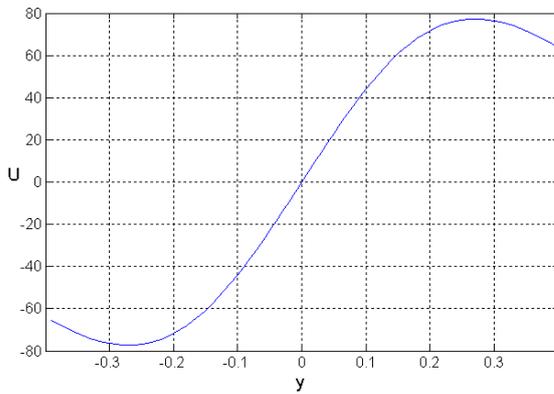


Рис. 3.25. Сечение объемной ДХ (рис. 3.24) при $q = 0$, $\Delta = 0.05$.

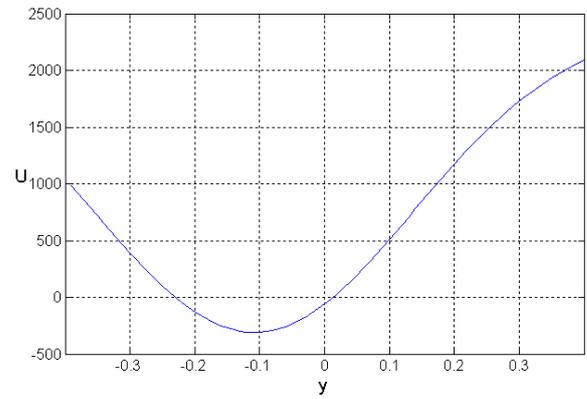


Рис. 3.26. Сечение объемной ДХ (рис. 3.24) при $q = 0.1$, $\Delta = 0.05$.

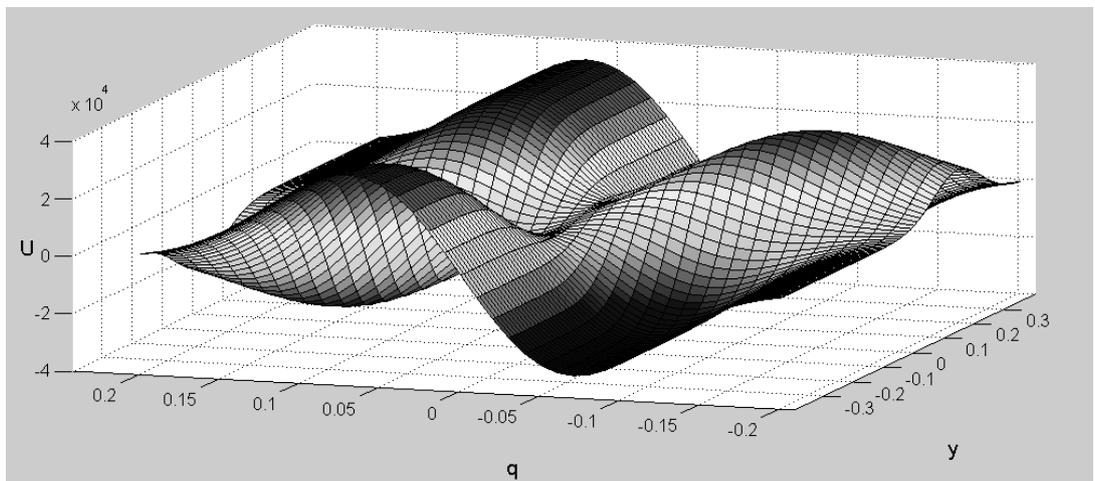


Рис. 3.27. ДХ при использовании зондирующих сигналов $E_2(r)$, $S_1(r)$ и шагом $\Delta = 0.05$.

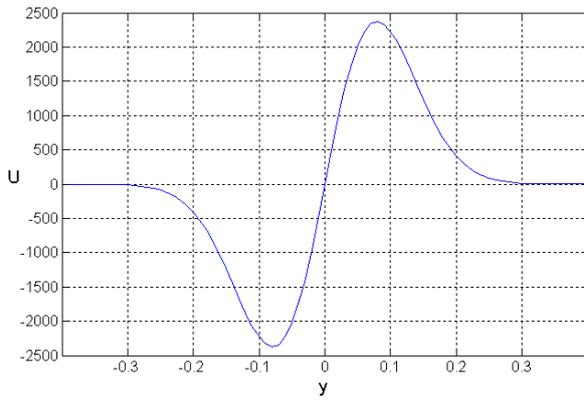


Рис. 3.28. Сечение объемной ДХ (рис. 3.27) при $q = 0$, $\Delta = 0.05$

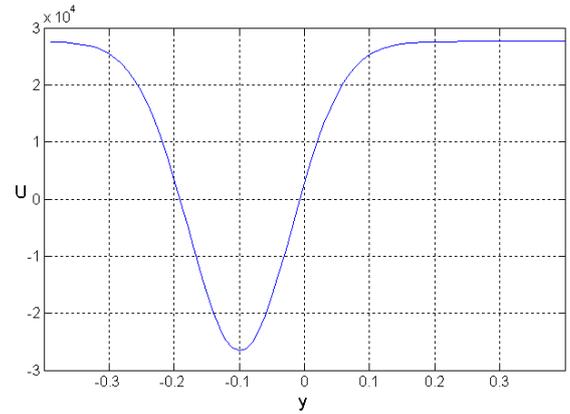


Рис. 3.29. Сечение объемной ДХ (рис. 3.27) при $q = 0.1$, $\Delta = 0.05$

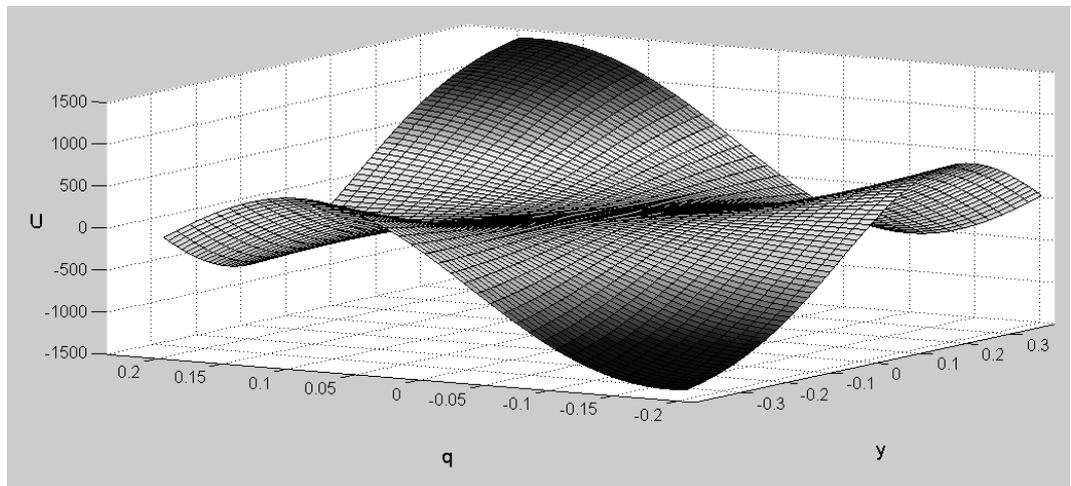


Рис. 3.30. ДХ при использовании зондирующих сигналов $E_2(r)$, $S_2(r)$ и шагом $\Delta = 0.05$.

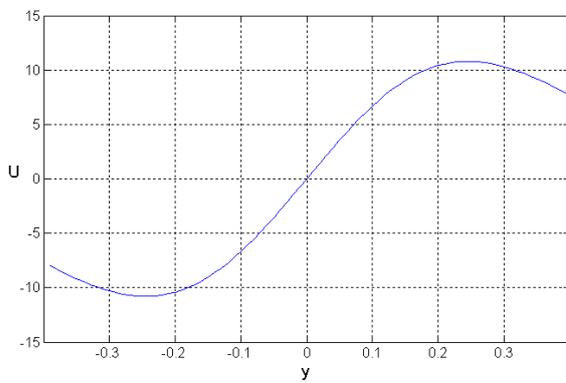


Рис. 3.31. Сечение объемной ДХ (рис. 3.30) при $q = 0$, $\Delta = 0.05$

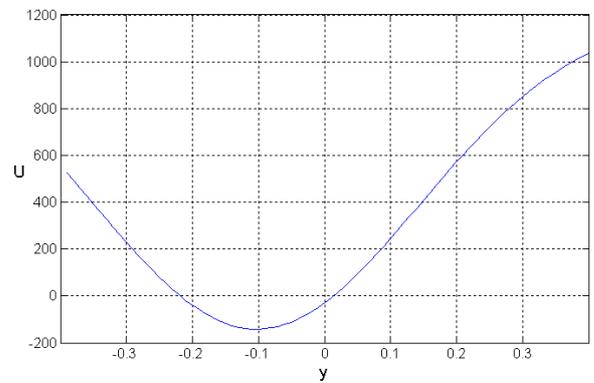


Рис. 3.32. Сечение объемной ДХ (рис. 3.30) при $q = 0.1$, $\Delta = 0.05$

Из сравнения представленных рисунков видно, что разные виды зондирующих сигналов характеризуются различными формами дискриминационных характеристик. Основные отличия, как правило, состоят в уровне несимметричности дискриминационных характеристик относительно центральной точки и в значениях смещения центральной точки относительно нуля.

3.6 Выводы по разделу 3

В разделе разработан упрощенный оптимальный следящий алгоритм обработки сигналов систем РАЗ.

Следящее устройство оценки параметров сигнала в радиоакустических системах содержит дискриминационное устройство и линейный фильтр. Синтезированное дискриминационное устройство обработки сигналов систем РАЗ функционирует, используя опорные сигналы, сформированные в соответствии с преобразованиями, которым реальный сигнал подвергается в локационном акустическом канале.

В качестве математической модели преобразований, которым реальный сигнал подвергается в локационном акустическом канале, используется функция рассеяния.

Оценка скорости звука в синтезированном дискриминаторе производится по энергетическому параметру сигнала, в связи с чем, значения корреляционных интегралов в двухканальной схеме корректируются с учетом энергий формируемых опорных сигналов.

Исследованы свойства дискриминационных характеристик синтезированного алгоритма.

Согласно исследованиям, вид дискриминационных характеристик изменяется в зависимости от видов опорных сигналов $q_1 = q - \Delta$ и $q_2 = q + \Delta$, которые могут иметь различные значения параметра q при обработке отраженных радиосигналов, принимаемых с различных уровней трассы зондирования. В связи с этим синтезированный дискриминатор

характеризуется объемной дискриминационной характеристикой, которая представляет собой некоторое тело (рис. 3.17).

Вид дискриминационной характеристики зависит также от значения Δ , которое влияет на крутизну линейных участков сечений дискриминационной характеристики при фиксированном значении q .

При различных видах зондирующих сигналах система характеризуется различными дискриминационными характеристиками, которые отличаются длиной линейных участков сечений дискриминационной характеристики и их крутизной.

Поскольку вид зондирующих сигналов влияет на длину линейного участка ДХ, определяя диапазон значений параметра расстройки условия Брэгга, при котором система находится в оптимальном режиме работы, то в теории и на практике необходимо вести поиск наиболее подходящих (оптимальных) зондирующих сигналов.

Произведен анализ разработанного следящего метода при условии использования простых зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими. Исходя из анализа, диапазон изменения оцениваемого параметра, в пределах которого работа алгоритма будет оптимальной, изменяется от $[-0.1, 0.1]$ до $[-0.05, 0.05]$ в зависимости от используемых видов зондирующих сигналов и текущего значения параметра расстройки условия Брэгга по трассе зондирования.

Использование синтезированного в данном разделе дискриминационного устройства в существующих системах РАЗ позволит повысить точность оценок параметров атмосферы и обеспечит возможность работы в режиме слежения за информационным параметром q при распространении акустического волнового пакета по трассе зондирования, что позволит повысить оперативность получения температурных профилей атмосферы.

РАЗДЕЛ 4

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО ЛИНЕЙНОГО ФИЛЬТРА СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

4.1. Основные соотношения оптимальной линейной дискретной фильтрации

Одна из важнейших задач измерительных радиосистем, называемая задачей фильтрации, состоит в том, чтобы наилучшим образом извлечь информацию об изучаемом процессе из измерений некоторых его характеристик, измерений часто косвенных и проведенных с определенными погрешностями (зашумленных).

Измерению подлежит в общем случае векторный параметр α с несколькими скалярными составляющими $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$. К числу составляющих α в совмещенных радиолокационных системах относят: время запаздывания сигнала $t_3 = 2r/c$, пропорциональное координате дальности до цели $r_\delta = r$ в момент облучения; характеристики направления прихода сигнала (координаты азимут β_u , угол места ε_u цели); величины, пропорциональные производным координат цели (доплеровское смещение частоты сигнала $F_\delta = 2v_r / \lambda$, пропорциональное радиальной скорости цели $v_r = dr/dt$).

В радиолокации различают задачу оптимальной (в смысле некоторого критерия) фильтрации сигналов известной формы с неизвестными параметрами и задачу оптимальной фильтрации случайного сигнала. При фильтрации сигналов известной формы используют алгоритмы согласованной фильтрации или корреляционной обработки, которые представляют собой фильтры оптимальные для данной формы сигнала. При фильтрации сигнала известной формы основная задача не сохранить его форму (она и так известна), а наилучшим образом определить параметры сигнала (измерение) или установить сам факт его присутствия

(обнаружение). Под фильтрацией случайного сигнала понимаются оптимальные алгоритмы обработки реализаций случайных процессов, направленные на максимальное подавление помех, зашумляющих (обычно аддитивно) полезный сигнал. Задача оптимальной фильтрации случайного процесса состоит в том, чтобы произвести оценку именно полезного случайного сигнала (т.е. восстановить форму сигнала) или какой либо функции от него с наименьшими искажениями [90]. В основе теории оптимальной фильтрации лежит метод Винера-Колмогорова и его рекуррентные модификации, известные под общим названием фильтра Калмана-Бьюси. Фильтрация в этой теории производится на основе обработки последовательно поступающих входных данных, являющихся некоторой траекторией стохастического (случайного) процесса [91].

Фильтрация сигналов известной формы представляет собой процесс первичной обработки радиолокационной информации (радиолокационная информация заложенная в отраженном от цели радиосигнале), в результате которой получается оценка некоторого изучаемого процесса (например, процесса изменения дальности до движущейся цели). Оценка изучаемого процесса после первичной обработки радиолокационной информации характеризуется определенными погрешностями, а значит, представляет собой случайный процесс. Для уменьшения погрешностей первичной обработки применяется линейная оптимальная фильтрация.

Значения параметров линейных оптимальных фильтров зависят от вида процесса наблюдаемого радиолокационным устройством. Далее рассматривается применение оптимальной линейной фильтрации в системах радиоакустического зондирования атмосферы, которые предназначены для изучения процесса изменения скорости звука в атмосфере в зависимости от высоты. Применение методов оптимальной линейной фильтрации позволит повысить качество информации, получаемой с помощью таких систем.

На всех этапах вторичной обработки радиолокационной информации решаются задачи нахождения оценок параметров информационного процесса

$\mathcal{G}(t)$ по выборке измеренных координат $Y(t_i)$ ($i=0, 1, \dots, n, \dots$). При этом различают оценку параметров [92]:

- отнесенную к моменту получения последнего измерения – фильтрация параметров процесса;
- в упрежденной точке $t_j > t_n$ – экстраполяция параметров процесса;
- в точках, находящихся внутри интервала наблюдения $0 \leq t_j < t_n$ – сглаживание параметров процесса;

Рассмотрим основные модели информационных процессов. При решении задач фильтрации принципиальное значение имеет способ представления процесса изменения фильтруемых параметров цели во времени.

В задачах вторичной обработки радиолокационной информации с учетом дискретности информационного процесса и возмущений модель фильтруемого процесса можно задать системой линейных разностных уравнений, которая в векторной форме записывается в виде [92]

$$\mathcal{G}_{n+1} = \Phi_n \mathcal{G}_n + \Gamma_n \eta_n = \mathcal{G}'_{n+1} + \Gamma_n \eta_n, \quad (4.1)$$

где \mathcal{G}_n – s-мерный вектор параметров информационного процесса на n-м шаге;

Φ_n – известная (s*s)-мерная переходная матрица;

η_n – h-мерный вектор возмущения параметров процесса;

Γ_n – известная (s*h)-мерная матрица;

\mathcal{G}'_{n+1} – детерминированная (невозмущенная) составляющая вектора параметров информационного процесса на (n+1)-м шаге.

Задача фильтрации случайных (неизвестных) параметров ставится следующим образом. Пусть наблюдается последовательность $\{Y\}_i = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_i\}$ векторов измеренных значений координат, которая статистически связана с последовательностью $\{v\}_i = \{v_1, v_2, \dots, v_i\}$ векторов

состояния динамической системы. Требуется найти текущую оценку вектора состояния \mathcal{G}_i .

Общий подход к решению поставленной задачи дается в теории статистических решений. В частности, оптимальная оценка неизвестного векторного параметра по критерию минимального среднего риска при квадратичной функции потерь находится из соотношения [92]

$$\hat{\mathcal{G}}_i = \int_{\Theta} \hat{\mathcal{G}}_i \omega(\mathcal{G}_i | \{Y\}_i) d\mathcal{G}_i, \quad (4.2)$$

где $\omega(\mathcal{G}_i | \{Y\}_i)$ – апостериорная плотность вероятности текущего значения вектора параметров \mathcal{G}_i по данным последовательности измерений $\{Y\}_i$; Θ – пространство возможных значений оцениваемого векторного параметра \mathcal{G} .

Если функция апостериорной плотности вероятности унимодальная и обладает симметрией по отношению к моде, то оптимальная оценка параметра по критерию максимума апостериорной плотности вероятности определяется из решения уравнения [92]

$$\left. \frac{\partial \omega(\mathcal{G}_i | \{Y\}_i)}{\partial \mathcal{G}_i} \right|_{\mathcal{G}_i = \hat{\mathcal{G}}_i} = 0 \text{ при } \frac{\partial^2 \omega(\bullet)}{\partial \mathcal{G}_i^2} < 0. \quad (4.3)$$

Таким образом, в рассматриваемом случае (а также в случае любых других разумных критериев качества оценки) вычисление апостериорной плотности вероятности является достаточной процедурой для получения оптимальных оценок.

В соответствии с разработанными в математической статистике методами постановки статистических экспериментов возможны следующие подходы к вычислению апостериорной плотности вероятности (и соответственно оценки параметров): групповой, когда используется фиксированная выборка измерений, и рекуррентный, состоящий в последовательном уточнении апостериорной плотности вероятности после каждого нового измерения. При первом подходе должна быть задана априорная плотность вероятности оцениваемого параметра. При втором

подходе в качестве априорного распределения на следующем шаге используется прогнозируемое распределение по данным, полученным на предыдущем шаге. Рекуррентное вычисление апостериорной плотности вероятности оцениваемого параметра при отсутствии корреляции шумов модели к погрешностям измерения производится по формуле [92]

$$\omega(\mathcal{G}_i | \{Y\}_i) = \frac{\omega(Y_i | \mathcal{G}_i) \omega(\mathcal{G}_i | \{Y\}_{i-1})}{\int_{\theta} \omega(Y_i | \mathcal{G}_i) \omega(\mathcal{G}_i | \{Y\}_{i-1}) d\mathcal{G}_i}, \quad (4.4)$$

где $\omega(\mathcal{G}_i | \{Y\}_{i-1})$ – плотность вероятности прогнозируемого значения оцениваемого параметра \mathcal{G}_i на момент i -го измерения по данным последовательности предыдущих $(i-1)$ измерений координаты; $\omega(Y_i | \mathcal{G}_i)$ – функция правдоподобия последнего (i -го) измерения координаты.

В общем случае нелинейных моделей траектории цели и процесса измерения вычисления по формуле (4.4) в замкнутом виде, как правило, невозможны. Поэтому при решении практических задач фильтрации используют различные аппроксимации моделей и статистических характеристик шумов системы и процесса измерения.

В общем случае задача синтеза алгоритма последовательной фильтрации совокупности (вектора) параметров ставится следующим образом. Пусть модель невозмущенной траектории объекта задана разностным уравнением [92]

$$\nu_n = \Phi_n \nu_{n-1}, \quad (4.5)$$

а наблюдаемая случайная последовательность представлена уравнением

$$Y_i = H_i \nu_i + \Delta Y_i, \quad (4.6)$$

где ν_i – $(s+1)$ -мерный вектор фильтруемых параметров информационного процесса; Y_i – t -мерный вектор наблюдаемых координат; ΔY_i – t -мерный вектор погрешностей измерения.

Последовательность этих векторов является некоррелированной случайной последовательностью с математическим ожиданием, равным нулю, и известной корреляционной матрицей R_i ; Φ_i ; H_i – известные матрицы.

Пусть далее $\hat{\nu}_{i-1}$ – вектор оценок значений параметров информационного процесса, вычисленный по результатам $i-1$ измерений координат, а $\hat{\Psi}_{i-1}$ – соответствующая корреляционная матрица ошибок оценивания.

Требуется получить выражения для $\hat{\nu}_i$ используя для этого вектор $\hat{\nu}_{i-1}$ предыдущих оценок и результаты нового измерения Y_n , а также выражение для корреляционной матрицы ошибок Ψ_i по известным матрицам Ψ_{i-1} и R_n .

В соответствии с общей теорией оценивания оптимальное решение задачи последовательной фильтрации сводится, прежде всего, к определению апостериорной плотности вероятности фильтруемых параметров, так как она содержит всю информацию, полученную из априорных источников и результатов наблюдений. Дифференцируя апостериорную плотность вероятности, можно получить оптимальную оценку интересующих нас параметров по критерию максимума апостериорной вероятности. Именно в этом смысле и понимается оптимальная последовательная фильтрация в дальнейшем.

Итак, пусть имеется оценка $\hat{\nu}_{i-1}$ вектора параметров $\hat{\nu}_n$ полученная по результатам предыдущих $(i-1)$ измерений координаты. Распределение вектора $\hat{\nu}_{i-1}$ предполагается нормальным с математическим ожиданием ν_{i-1} и корреляционной матрицей Ψ_{i-1} . Вектор $\hat{\nu}_{i-1}$ экстраполируется на момент следующего (i -го) измерения в соответствии с уравнением [92]

$$\hat{\nu}_{n/n-1} = \nu_{y\hat{i}} = \Phi_n \hat{\nu}_{n-1}. \quad (4.7)$$

Конкретный вид матрицы экстраполяции Φ_i определяется моделью траектории цели. Например, для одной координаты χ_i , представляемой полиномом второй степени $\nu_{i-1} = \|\chi_{i-1} \hat{\chi}_{i-1} \hat{\chi}_{i-1}\|^T$ [92],

$$\Phi_n = \begin{Bmatrix} 1 & \tau_y & \tau_y^2 / 2 \\ 0 & 1 & \tau_y \\ 0 & 0 & 1 \end{Bmatrix},$$

а выражение (4.7) представляется в виде

$$\hat{\nu}_{y\hat{i}} = \begin{Bmatrix} \hat{\chi}_{y\hat{i}} \\ \hat{\chi}_{y\hat{i}} \\ \hat{\chi}_{y\hat{i}} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 1 & \tau_y & \tau_y^2 / 2 \\ 0 & 1 & \tau_y \\ 0 & 0 & 1 \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} \hat{\chi}_{i-1} \\ \hat{\chi}_{n-1} \\ \hat{\chi}_{n-1} \end{Bmatrix},$$

где $\tau_y = t_n - t_{n-1}$.

Корреляционная матрица Ψ_{i-1} также экстраполируется к моменту времени t_i по формуле

$$\Psi_{n/n-1} = \Psi_{y\hat{i}} = \Phi_n \Psi_{n-1} \Phi_n^T \dots \quad (4.8)$$

С учетом линейности оператора экстраполяции Φ_i распределение вектора экстраполированных параметров будет также нормальным [92]

$$\omega(\hat{\nu}_{y\hat{i}}) = \tilde{N}_1 \exp \left[-0.5 (\hat{\nu}_{y\hat{i}} - \nu_i)^T \Psi_{y\hat{i}}^{-1} (\hat{\nu}_{y\hat{i}} - \nu_i) \right], \quad (4.9)$$

где ν_n – вектор истинных значений параметров в момент t_i ; \tilde{N}_1 – нормирующий множитель.

Плотность вероятности (4.9) является априорной плотностью вероятности для вектора оцениваемых параметров перед очередным измерением. В момент времени t_i производится очередное измерение оцениваемых параметров информационного процесса. В общем случае трехкоординатной РЛС $Y_n = \|r_n \beta_n \varepsilon_n\|^T$. Предполагается, что погрешности

измерения координат нормально распределены и не коррелированы в соседних обзорах.

Следовательно

$$\omega(Y_n | \nu_i) = \tilde{N}_2 \exp \left[-0.5 (Y_n - H_n \nu_i)^T R_n^{-1} (Y_n - H_n \nu_i) \right], \quad (4.10)$$

где R_{n-1} – обратная корреляционная матрица погрешностей измерения.

При принятых допущениях об отсутствии корреляции погрешностей измерения апостериорная плотность вероятности для параметра ν_n после n измерений определяется по формуле Байеса

$$\omega(\hat{\nu}_i | Y_n) = \tilde{N}_3 \omega(\hat{\nu}_{\hat{y}_i}) \omega(Y_n | \nu_i), \quad (4.11)$$

причем вследствие того, что распределения составляющих нормальные, апостериорное распределение (4.11) также будет нормальным

$$\omega(\hat{\nu}_i | Y_n) = \tilde{N}_4 \exp \left[-0.5 (\hat{\nu}_i - \nu_i)^T \psi_n^{-1} (\hat{\nu}_i - \nu_i) \right], \quad (4.12)$$

где $\hat{\nu}_n$ — вектор оцениваемых параметров по результатам n измерений; ψ_n – корреляционная матрица ошибок оценки параметров.

Для нормального распределения $\max \omega(\hat{\nu}_i | Y_n)$ соответствует математическому ожиданию вектора оцениваемых параметров. Следовательно, задача оценки параметров по максимуму апостериорной вероятности сводится в нашем случае к нахождению параметров $\hat{\nu}_n$ и ψ_n в выражении (4.12).

Используя выражения (4.9) – (4.11) для плотностей вероятности, входящих в формулу (4.12), после логарифмирования получаем [92]

$$(\hat{\nu}_i - \nu_i)^T \psi_n^{-1} (\hat{\nu}_i - \nu_i) = (\hat{\nu}_{\hat{y}_i} - \nu_i)^T \psi_{\hat{y}_i}^{-1} (\hat{\nu}_{\hat{y}_i} - \nu_i) + (Y_n - H_n \nu_n)^T R_n^{-1} (Y_n - H_n \nu_n) + const.$$

Из этого уравнения находим [92]

$$\begin{aligned} \psi_i^{-1} &= \psi_{\hat{y}_i}^{-1} + H_n^T R_i^{-1} H_n; \\ \hat{\nu}_n &= \hat{\nu}_{\hat{y}_i} + \Psi_i H_n^T R_i^{-1} (I_i - H_n \hat{\nu}_{\hat{y}_i}). \end{aligned} \quad (4.13)$$

Учитывая выражения (4.7) и (4.8) для $\hat{v}_{\hat{y}_i}$ и $\psi_{\hat{y}_i}$, основные соотношения оптимального алгоритма последовательной фильтрации можно представить в виде [92]

$$\begin{aligned}\hat{v}_{\hat{y}_i} &= \Phi_n \hat{v}_{\hat{y}_{i-1}}, \\ \psi_{\hat{y}_i} &= \Phi_n \psi_{\hat{y}_{i-1}} \Phi_n^T, \\ \psi_i^{-1} &= \psi_{\hat{y}_i}^{-1} + H_n^T R_i^{-1} H_n, \\ K_n &= \psi_n H_n^T R_i^{-1}, \\ \hat{v}_i &= \hat{v}_{\hat{y}_i} + K_n (Y_n - H_n \hat{v}_{\hat{y}_i}).\end{aligned}\tag{4.14}$$

Система уравнений (4.14) представляет алгоритм оптимального рекуррентного линейного фильтра и обычно называется уравнениями фильтра Калмана. Эти уравнения могут быть преобразованы к более удобному для реализации виду [92]

$$\begin{aligned}\hat{v}_{\hat{y}_i} &= \Phi_n \hat{v}_{\hat{y}_{i-1}}, \\ \psi_{\hat{y}_i} &= \Phi_n \psi_{\hat{y}_{i-1}} \Phi_n^T, \\ K_n &= \psi_{\hat{y}_i} H_n^T (H_n \psi_{\hat{y}_i} H_n^T R_i)^{-1}, \\ \hat{v}_i &= \hat{v}_{\hat{y}_i} + K_n (Y_n - H_n \hat{v}_{\hat{y}_i}), \\ \psi_i &= \psi_{\hat{y}_i} - K_n H_n \psi_{\hat{y}_i}.\end{aligned}\tag{4.15}$$

Общая структурная схема фильтра, реализующего уравнения (4.15), представлена на рис. 4.1.

Дискретный оптимальный рекуррентный фильтр обладает следующими свойствами:

- уравнения фильтра имеют рекуррентную форму и хорошо подходят для реализации на компьютере;
- уравнения фильтра одновременно представляют собой непосредственное описание способа реализации фильтра, причем часть фильтра подобна модели траектории объекта рис. 4.1;
- корреляционная матрица ошибок оценки параметров ψ_n вычисляется независимо от результатов измерения Y_n . Следовательно, если заданы статистические характеристики погрешностей измерения, то корреляционную матрицу ψ_n , можно вычислить заранее и хранить в

запоминающем устройстве (ЗУ), что значительно сокращает время реализации фильтрации параметров [92-98].

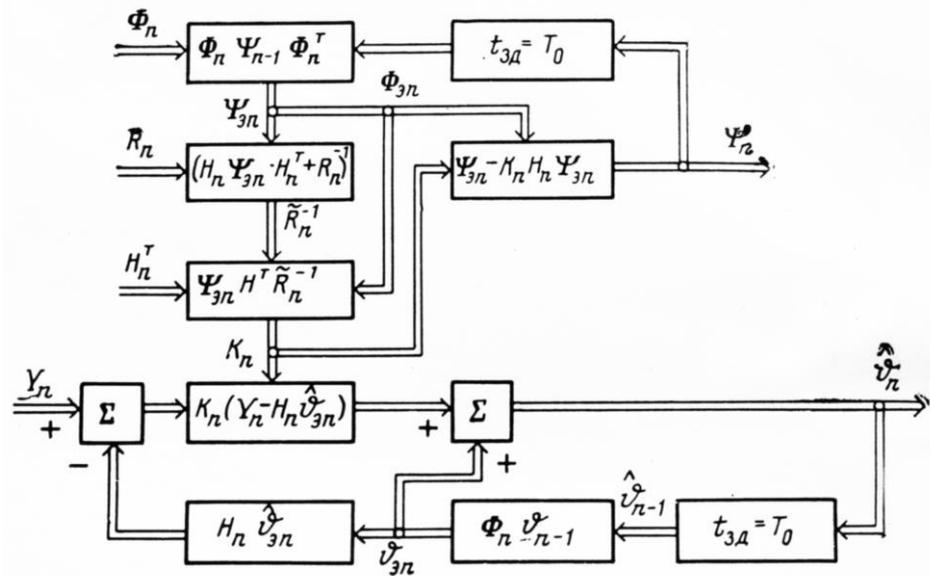


Рис. 4.1. Структурная схема оптимального рекуррентного фильтра

4.2. Математические модели процессов изменения оцениваемых параметров

Для реализации алгоритма линейной оптимальной фильтрации необходимо выбрать модель информационного процесса, которая будет соответствовать реальным изменениям наблюдаемого параметра во времени. Имея адекватную модель процесса, можно предсказывать с определенной точностью поведение реального процесса, что позволит более точно восстанавливать зашумленный наблюдаемый сигнал.

Модели изменения информационных параметров подразделяются на детерминированные и случайные, или стохастические. Детерминированными считаются такие модели, система уравнений которых не имеет случайных составляющих, и поэтому каждые будущие значения процесса определяются однозначно при решении системы. Так, например, модель, которая описывается системой линейных уравнений (4.16), является детерминированной моделью изменения некоторого векторного параметра $\vec{\alpha} = \|\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3\|$, где α_1 – скалярный оцениваемый параметр, α_2 – первая

производная оцениваемого параметра, α_3 – вторая производная оцениваемого параметра. Модель, описываемая системой уравнений (4.16) [99-103], позволяет сформировать траектории линейного ($\alpha = 0$) и равноускоренного ($\alpha_3 \neq 0$) изменения параметра, поэтому такая модель адекватно характеризует, например, процесс изменения дальности до цели, движущейся линейно или равноускоренно

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{1(k+1)} &= \alpha_{1(k)} + \alpha_{2(k)}T + \alpha_{3(k)}T^2/2 \\ \alpha_{2(k+1)} &= \alpha_{2(k)} + \alpha_{3(k)}T \\ \alpha_{3(k+1)} &= \alpha_{3(k)} \end{aligned} \right\}, \quad (4.16)$$

где T – время предсказания следующего значения параметра.

На рис. 4.2 показаны возможные реализации последовательности α_1 , формируемые моделью (4.16).

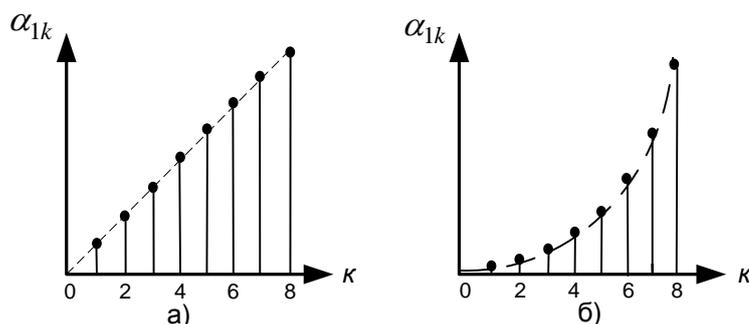


Рис. 4.2. Линейная (а) и равноускоренная (б) траектории

Стохастическими моделями считаются модели, описываемые уравнениями, в которые входят случайные величины, и поэтому будущие значения процесса определяются с некоторой вероятностью. Например, модель изменения некоторого параметра, описываемая линейным уравнением

$$\alpha_{k+1} = c\alpha_k + \mu_k, \quad (4.17)$$

является стохастической, т.к. в уравнение входит случайная величина μ_k , вероятностное распределение которой определяет вероятности появления значений описываемого параметра α .

Модель (4.17) называется моделью с независимыми первыми приращениями, где независимыми первыми приращениями являются значения $\mu_{(k)}$, характеризующие скорость изменения параметра, среднюю за время между отсчетами [58]. Для модели (4.17) возможные реализации изменения некоторого параметра α показаны на рис. 4.3.

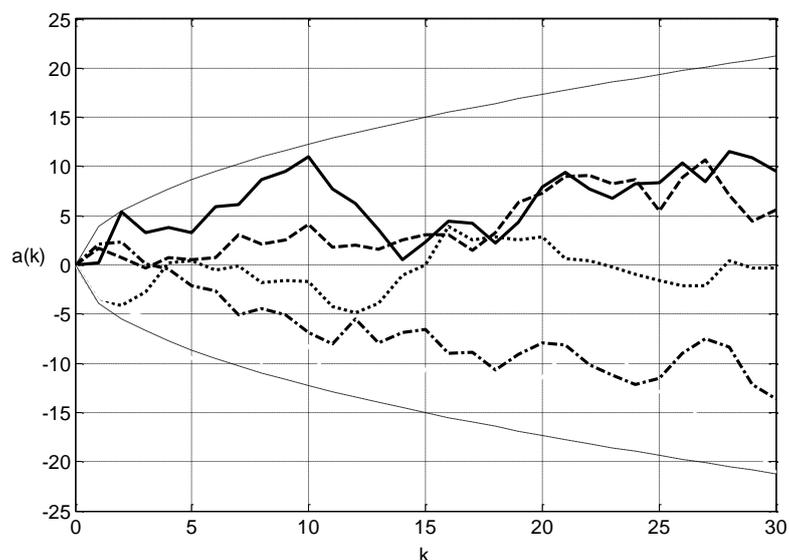


Рис. 4.3. Возможные реализации процесса, полученного с использованием модели (4.17)

Штриховой линией на рис. 4.3 отмечены границы области, охватывающей возможные значения параметра α_k с вероятностью 0,8. Из данного рисунка видно, что представленные реализации имеют разнообразный, преимущественно скачкообразный характер. Следовательно, если необходимо предсказывать поведение сильно маневрирующего объекта, то пользоваться для этого целесообразно моделью (4.17).

Еще один пример случайной модели изменения параметра – модель, которая описывается системой уравнений (4.18)

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{1(k+1)} &= c\alpha_{1(k)} + \alpha_{2(k)} \\ \alpha_{2(k+1)} &= \alpha_{2(k)} + \mu_k \end{aligned} \right\}, \quad (4.18)$$

или в матричном виде

$$\alpha_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{1k} \\ \alpha_{2k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{1k} \end{bmatrix} = B \alpha_k + \mu_k,$$

где $\alpha_k = \begin{bmatrix} \alpha_{1k} & \alpha_{2k} \end{bmatrix}^T$ – векторный параметр, состоящий из некоторого скалярного параметра α_{1k} и скорости изменения этого параметра α_{2k} ; $\bar{\mu}_k$ – вектор случайного маневра.

Модель (4.18) называется моделью с независимыми вторыми приращениями. Независимыми вторыми приращениями здесь являются значения $\mu_{(k)}$, которые характеризуют ускорение изменения параметра. Для модели (4.18) возможные реализации последовательности α_1 показаны на рис. 4.4.

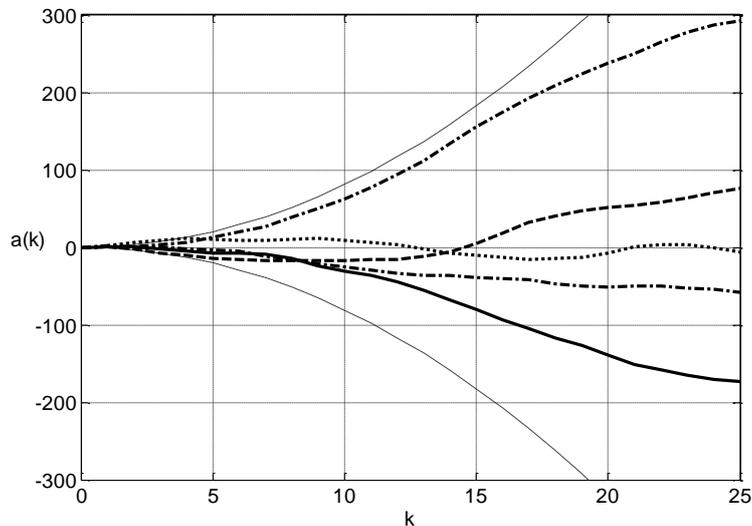


Рис. 4.4. Реализация последовательности α_1 модели (4.18)

Штриховой линией отмечены границы области, охватывающей возможные значения параметра α_{1k} с вероятностью 0,8. Из рисунка видно, что представленные реализации процесса, в отличие от модели (4.17), имеют более монотонный характер.

При изменении дисперсии величины μ_k будет изменяться изрезанность реализаций, полученных с помощью моделей (4.17) и (4.18). Подбирая дисперсию случайной величины μ_k , можно добиваться большего сходства характеристик процесса, полученного моделированием, и реального.

Имея некоторый набор стохастических моделей, описывающих изменения параметра, и выбирая из них наиболее подходящую модель для каждого конкретного типа реального случайного процесса, можно с заданной точностью осуществлять предсказание поведения наблюдаемого процесса.

В системах РАЗ атмосферы информационный процесс, который необходимо оценить – это процесс изменения скорости звука в зависимости от высоты. Наблюдаемые процессы изменения скорости звука в силу турбулентных процессов, происходящих в атмосфере, являются случайными процессами. Следовательно, для линейной обработки информации, полученной с помощью радиоакустических систем, целесообразно пользоваться стохастическими моделями. В зависимости от состояния атмосферы следует выбирать, например, модель (4.17) или (4.18), либо использовать какую-то другую стохастическую модель.

4.3. Уравнения линейной фильтрации оценок скорости звука в системах РАЗ

Идея оптимальной линейной фильтрации результатов измерений в системах РАЗ состоит в последовательном сглаживании оценок вектора состояния c_{sy} на текущем шаге измерения с использованием прогнозируемой на текущий шаг оценки c_{s0} , где правило прогнозирования определяется выбранной моделью изменения оцениваемого параметра.

Например на k -ом шаге измерения, в результате первичной обработки реализации y , которая представляет собой смесь шума и радиосигнала, отраженного от акустической посылки, была получена оценка вектора

состояния как $\dot{c}_{sy(\kappa)} = \left\| \dot{c}_{1sy(\kappa)} \dot{c}_{2sy(\kappa)} \right\|^T$, где $\dot{c}_{1sy(\kappa)}$ – оценка скорости звука, $\dot{c}_{2sy(\kappa)}$ – оценка первой производной от скорости звука. Вектор состояния прогнозируется на $\kappa+1$ -й шаг, в результате чего получается доопытная оценка $\dot{c}_{s0(\kappa+1)}$. Далее на $\kappa+1$ -ом шаге, в результате первичной обработки, получают текущую оценку вектора состояния $\dot{c}_{sy(\kappa+1)}$ и на основе оценок $\dot{c}_{s0(\kappa+1)}$ и $\dot{c}_{sy(\kappa+1)}$ формируется результирующая оценка $\dot{c}_{s(\kappa+1)}$ [99].

В соответствии с общей теорией фильтрации, наилучший путь решения задачи последовательного сглаживания состоит в определении апостериорной плотности вероятности (4.19) фильтруемых параметров, в которой учитывается доопытное распределение фильтруемого параметра [58].

$$p(c_{s(\kappa+1)} | y_{(1,\kappa+1)}) = c p(c_{s(\kappa+1)} | y_{(1,\kappa)}) p(y_{(\kappa+1)} | c_{s(\kappa+1)}), \quad (4.19)$$

где $c_{s(\kappa+1)}$ – значение вектора состояния на $\kappa+1$ -м шаге; $y_{(1,\kappa)}$ – набор радиосигналов, отраженных от акустической посылки, полученный за κ шагов текущего оценивания вектора состояния c_s ; $y_{(\kappa+1)}$ – радиосигнал, отраженный от акустической посылки, полученный на $\kappa+1$ -ом шаге текущего оценивания вектора c_s .

Условная плотность вероятности $p(c_{s(\kappa+1)} | y_{(1,\kappa)})$ в (4.19) соответствует доопытной плотности вероятности вектора состояния c_s на $\kappa+1$ -м шаге, формируемой на основе κ предшествующих оценок вектора состояния c_s . Соответствующая этому распределению оценка вектора состояния имеет смысл прогнозированной на один шаг оценки $\dot{c}_{s0(\kappa+1)}$ и определяется соотношением

$$\dot{c}_{s0(\kappa+1)} = M(c_{s(\kappa+1)} | y_{(1,\kappa)}).$$

Условная плотность вероятности $p(y_{(\kappa+1)}|c_{s(\kappa+1)})$ соответствует текущей оценке вектора состояния $\dot{c}_{sy(\kappa+1)}$ на $\kappa+1$ -м шаге. Текущая оценка определяется соотношением

$$\dot{c}_{sy(\kappa+1)} = M(c_{s(\kappa+1)}|y_{(\kappa+1)}).$$

Задаваясь гауссовскими законами распределения для $p(c_{s(\kappa+1)}|y_{(1,\kappa)})$ и $p(y_{(\kappa+1)}|c_{s(\kappa+1)})$ и логарифмируя, получим выражение для результирующей оценки вектора состояния $\dot{c}_{s(\kappa+1)}$ в случае прямого измерения (4.20) [58], т.е. когда параметры, входящие в вектор состояния, наблюдаются непосредственно

$$\begin{aligned} \dot{c}_{s(\kappa+1)} &= B_{\kappa} \dot{c}_{s(\kappa)} + C_{\kappa+1}^{-1} C_{y(\kappa+1)} (\dot{c}_{sy(\kappa+1)} - B_{\kappa} \dot{c}_{s(\kappa)}), \\ C_{\kappa+1} &= C_{0(\kappa+1)} + C_{y(\kappa+1)} = (B_{\kappa} C_{\kappa}^{-1} B_{\kappa}^T + Q_{\kappa})^{-1} + C_{y(\kappa+1)}, \end{aligned} \quad (4.20)$$

где $\dot{c}_{s(\kappa+1)}$ – результирующая оценка вектора состояния; B_{κ} – матрица перехода, характеризующая закон, в соответствии с которым определяется прогнозируемая оценка, т.е. $B_{\kappa} \dot{c}_{s(\kappa)} = \dot{c}_{s0(\kappa+1)}$; $C_{\kappa+1} = C_{0(\kappa+1)} + C_{y(\kappa+1)}$ – результирующая матрица точности, состоящая из суммы прогнозируемой матрицы точности и матрицы точности текущего измерения, которые определяются исходя из законов распределения $p(c_{s(\kappa+1)}|y_{(1,\kappa)})$ и $p(y_{(\kappa+1)}|c_{s(\kappa+1)})$; Q_{κ} – корреляционная матрица маневра цели; $\dot{c}_{sy(\kappa+1)}$ – текущая оценка вектора состояния.

Выражение для результирующей оценки вектора состояния $\dot{c}_{s(\kappa+1)}$ в случае косвенного измерения, т.е. когда параметры, входящие в вектор состояния, вычисляются по некоторой формуле, в которую входит вектор наблюдаемых параметров, имеют вид (4.21)

$$\dot{c}_{s(\kappa+1)} = B_{\kappa} \dot{c}_{s(\kappa)} + C_{\kappa+1}^{-1} H_{\kappa+1}^T C_{\theta(\kappa+1)} (\theta_{sy(\kappa+1)} - \theta_{s0(\kappa+1)}),$$

$$C_{\kappa+1} = C_{0(\kappa+1)} + H_{\kappa+1}^T C_{\theta(\kappa+1)} H_{\kappa+1} = \left(B_{\kappa} C_{\kappa}^{-1} B_{\kappa}^T + Q_{\kappa} \right)^{-1} + C'_{y(\kappa+1)}, \quad (4.21)$$

где $\theta_{s0(\kappa+1)} = H_{\kappa+1} B_{\kappa} \dot{c}_{s(\kappa)}$ – прогнозируемое значение вектора наблюдаемых параметров; $\theta_{sy(\kappa+1)}$ – оценка значения параметра расстройки условия Брэгга q на $\kappa+1$ -ом шаге наблюдения; $C_{\theta(\kappa+1)}$ – матрица точности текущего измерения; $C'_{y(\kappa+1)}$ – аналог матрицы $C_{y(\kappa+1)}$ (4.20) при переходе от прямого к косвенному измерению; H – матрица пересчета, которая определяется исходя из выражения $H^{-1} \theta_s = \dot{c}_s$, где θ_s – вектор наблюдаемых параметров, \dot{c}_s – вектор состояния. Для систем РАЗ матрица перерасчета представляет собой функцию $H = \frac{2\pi \cdot f_s}{4\pi q \cdot f/c - q^2}$, где f_s – частота акустического зондирующего сигнала системы РАЗ, f – частота электромагнитного зондирующего сигнала системы РАЗ.

Уравнения (4.20) и (4.21) представляют алгоритм оптимального рекуррентного линейного фильтра и обычно называются уравнениями фильтра Калмана [58].

На рисунке 4.4 показаны структурные схемы дискретной следящей системы, реализующие фильтрацию оценок в соответствии с формулами (4.20) и (4.21), .

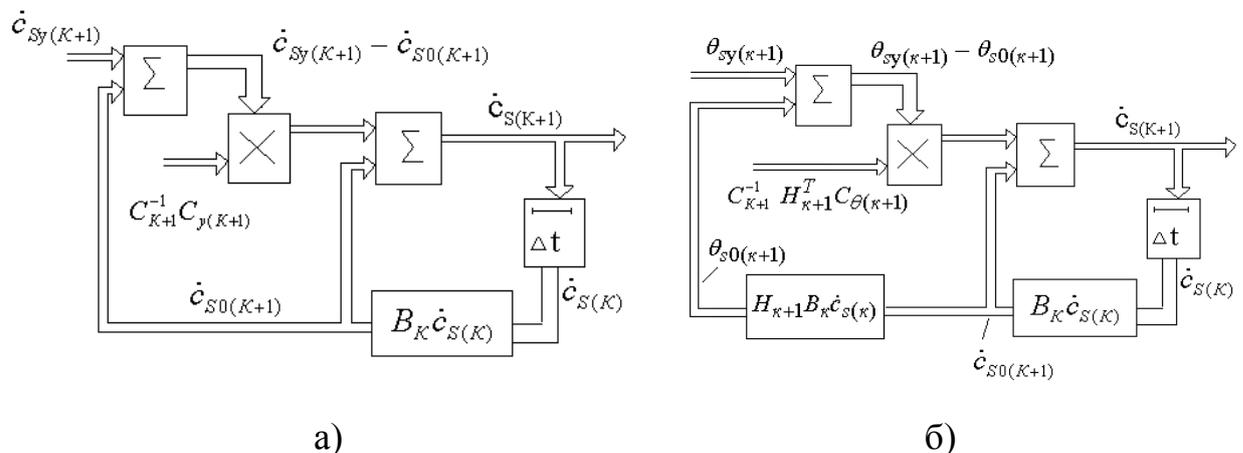


Рис. 4.5. Схема линейной рекуррентной фильтрации оценок вектора состояния \dot{c}_s при прямом измерении (а) и косвенном (б)

Особенностью использования уравнений фильтрации (4.20) и (4.21) в системах РАЗ является необходимость выбора моделей изменения параметра в зависимости от состояния атмосферы. Выбор модели должен определяться доопытными данными о состоянии атмосферы или в результате выполнения пробных шагов зондирования.

4.4. Выбор математической модели процесса изменения скорости звука

Алгоритм линейной фильтрации, описываемый уравнениями (4.20) и (4.21), подразумевает знание модели изменения параметра, которая адекватно характеризует реальный процесс, подлежащий фильтрации. Без модели изменения параметра линейная фильтрация невозможна, т.к. нельзя предсказывать поведение реального фильтруемого процесса. Именно модель изменения оцениваемого параметра задает вид матрицы B_k , входящей в уравнения (4.20) и (4.21), и влияет на матрицу точности C_{k+1} . Поэтому выбор модели изменения параметра для осуществления линейной фильтрации в системах РАЗ является важным этапом. Выбор неподходящей, неадекватной модели приведет к ухудшению точности получаемых в результате фильтрации оценок.

При различных моделях изменения параметра вид уравнений (4.20) и (4.21) будет различным. Рассмотрим алгоритм линейной фильтрации радиоакустической информации при использовании модели (4.16) при условии, что $\alpha_3 = 0$. В этом случае модель (4.16) имеет вид

$$\left. \begin{aligned} c_{s1(k+1)} &= c_{s1(k)} + c_{s2(k)} \\ c_{s2(k+1)} &= c_{s2(k)} \end{aligned} \right\}, \quad (4.22)$$

или в матричном виде

$$c_{s(k+1)} = Bc_{s(k)} = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} c_{1s(k)} \\ c_{2s(k)} \end{vmatrix},$$

где c_s – вектор состояния модели; $c_{1s(\kappa)}$ – скорость звука; $c_{2s(\kappa)}$ – первая производная от скорости звука.

Для осуществления линейной фильтрации при использовании модели (4.16) в системах РАЗ необходимо производить первичную обработку радиосигнала, отраженного от акустической посылки, в результате которой будет получена текущая оценка вектора $c_{sy(\kappa)} = \left\| c_{1sy(\kappa)} \ c_{2sy(\kappa)} \right\|^T$.

Полагаем, что оценка вектора состояния осуществляется косвенно на основе текущего измерения скорости звука $c_{1sy(\kappa)}$ с постоянной дисперсией ошибки $\sigma_\theta^2 = C_\theta^{-1}$, т.е. вектор наблюдения представляет собой скаляр $\theta_{sy(\kappa)} = c_{1sy(\kappa)}$. При использовании модели изменения параметра (4.22) и при условии косвенных измерений матрицы B, Q, H , входящие в уравнение (4.21), будут иметь следующий вид [58]: $B = \left\| \begin{matrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\|$, $Q = 0$, $H = \left\| 1 \ 0 \right\|$.

Подставляя указанные матрицы в уравнения (4.21), и выполняя соответствующие преобразования [58], получим уравнения фильтрации в виде

$$\begin{aligned} \dot{c}_{s(\kappa+1)} &= B_\kappa \dot{c}_{s(\kappa)} + C_{\kappa+1}^{-1} H_{\kappa+1}^T C_{\theta(\kappa+1)} (\theta_{sy(\kappa+1)} - H_{\kappa+1} B_\kappa \dot{c}_{s(\kappa)}) = \\ &= \left\| \begin{matrix} \dot{c}_{1s(\kappa)} + \dot{c}_{2s(\kappa)} \\ \dot{c}_{2s(\kappa)} \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} 2(2\kappa+1)/(\kappa+1)(\kappa+2) \\ 6/(\kappa+1)(\kappa+2) \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} \theta_{sy(\kappa+1)} - \dot{c}_{1s(\kappa)} - \dot{c}_{2s(\kappa)} \end{matrix} \right\|. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Произведем в соответствии с полученным уравнением фильтрацию совокупности оценок скорости звука $c_{1s(\kappa)}$, имеющих дисперсию $\sigma_\theta^2 = C_\theta^{-1} = 2m^2 / c^2$. На рис. 4.6 показано сравнение профиля оценок скорости звука, полученных на различных высотах, с профилем, полученным после фильтрации, выполненной в соответствии с уравнением (4.23).

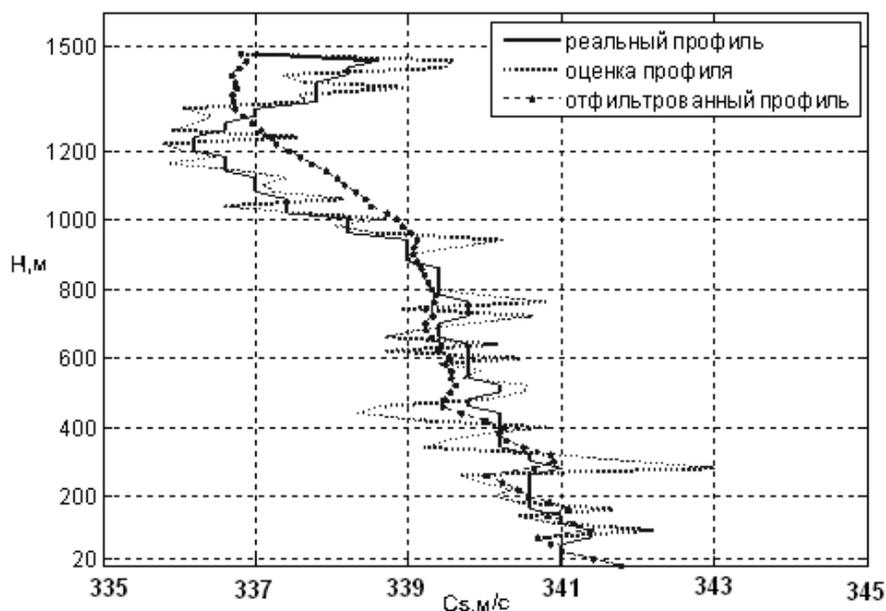


Рис. 4.6. Сравнение профилей скорости звука до и после фильтрации, выполненной в соответствии с уравнениями (4.23)

Из рисунка видно, что приблизительно после 20-го отсчета (высота 400 м) фильтр практически не реагирует на изменения профиля. Наблюдаемое явление называется явлением «расходимости» фильтра. Отсюда следует вывод, что детерминированная модель (4.16) для линейной фильтрации процесса изменения скорости звука не подходит, т.к. возникает явление «расходимости» фильтра. Кроме того, состояние атмосферы редко бывает таким, чтобы процесс изменения скорости звука можно было описать линейной моделью, поэтому детерминированные модели изменения параметра нельзя считать адекватными реальному процессу изменения скорости звука с высотой в атмосфере.

Рассмотрим фильтрацию исходного профиля при использовании случайной модели изменения параметра (4.17).

При использовании модели изменения параметра (4.17) и прямом измерении матричные величины, входящие в уравнения (4.21), вырождаются в скалярные: $C^{-1} = D$, $C_y^{-1} = D_y$, $B=1$, $Q = D_{\mu}$, $H=1$, где D, D_y, D_{μ} – дисперсии результирующей оценки скорости звука, текущей оценки

скорости звука и маневра μ_k . В результате уравнения (4.21) преобразуются к виду

$$c_{s(k+1)} = c_{s(k)} + (D_{k+1} / D_{y(k+1)}) (c_{sy(k+1)} - c_{s(k)}),$$

$$1/D_{k+1} = 1/(D_k + D_{\mu k}) + 1/D_{y(k+1)}. \quad (4.24)$$

Произведем в соответствии с полученными уравнениями (4.24) фильтрацию оценок скорости звука $c_{1s(k)}$, показанных на рис. 4.6 (кривая «оценка профиля»). Дисперсия фильтруемых оценок $\sigma_y^2 = D_y = 2M^2 / c^2$. Дисперсия маневра должна выбираться исходя из доопытных данных о состоянии атмосферы. Чем более нестабильно состояние атмосферы, тем большую дисперсию будет иметь реальный профиль и тем большее значение дисперсии маневра необходимо использовать при фильтрации.

На рис. 4.7 показано сравнение исходного профиля оценок скорости звука с профилем, полученным после фильтрации, выполненной в соответствии с уравнениями (4.24), в предположении, что дисперсия маневра скорости звука $D_{\mu} = 2M^2 / c^2$.

В этом случае не наблюдается явление «расходимости» фильтра. Профили, полученные после фильтрации (рис. 4.7), характеризуются меньшей дисперсией, что говорит о сглаживании ошибок измерений скорости звука, т.е. профиль после фильтрации получается более точным.

Значит, стохастическая модель (4.17) адекватно характеризует процесс изменения скорости звука и ее целесообразно использовать для линейной фильтрации оценок скорости звука в атмосфере.

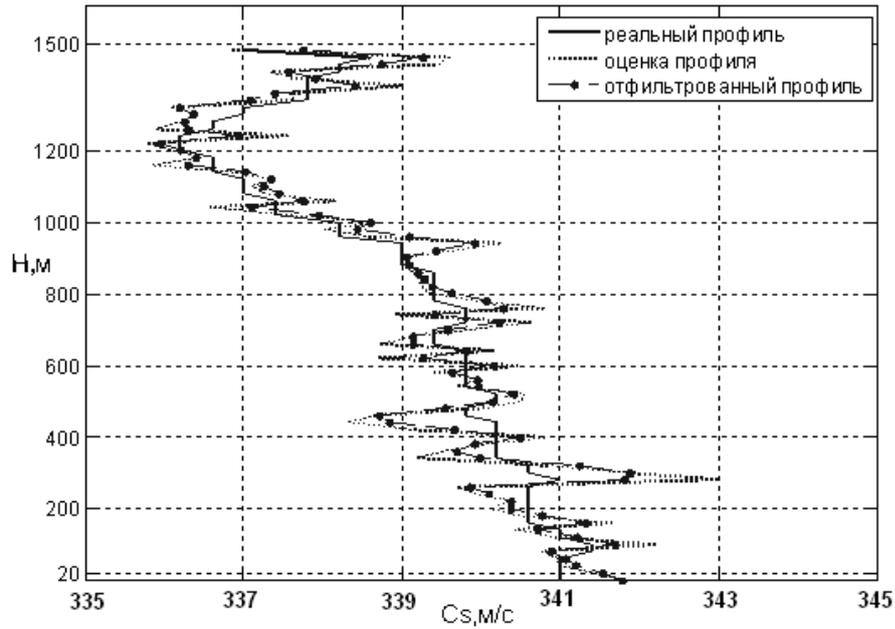


Рис. 4.7. Сравнение профилей скорости звука до и после фильтрации в соответствии с уравнениями (4.24)

Рассмотрим фильтрацию профиля при использовании случайной модели изменения параметра (4.18). Для обеспечения линейной фильтрации процесса изменения скорости звука в этом случае, необходимо иметь на каждом шаге измерения оценку вектора состояния $c_{sy(k)} = \begin{bmatrix} c_{1sy(k)} & c_{2sy(k)} \end{bmatrix}^T$, полученную прямым либо косвенным способом.

Полагаем, что оценка вектора состояния осуществляется косвенно на основе текущего измерения скорости звука $c_{1sy(k)}$ с постоянной дисперсией ошибки $\sigma_\theta^2 = C_\theta^{-1}$. При использовании модели изменения параметра (4.18) матрицы B, Q, H , входящие в уравнение (4.21), будут иметь следующий вид:

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & D_\mu \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix},$$

где D_μ – дисперсия маневра.

В результате преобразований и приближенных вычислений уравнения линейной фильтрации (4.21), при использовании модели изменения параметра (4.18), примут вид [58]

$$c_{s(\kappa+1)} = \left\| \begin{array}{c} c_{1s(\kappa)} + c_{2s(\kappa)} \\ c_{2s(\kappa)} \end{array} \right\| + \left\| \frac{A}{B} \right\| (\theta_{sy(\kappa+1)} - c_{1s(\kappa)} - c_{2s(\kappa)}), \quad (4.25)$$

где A и B – установившиеся значения весовых коэффициентов.

$$A \approx \frac{D_{C_{1s}}}{\sigma_\theta^2}, \quad B \approx \frac{R}{\sigma_\theta^2}, \quad D_{C_{1s}} \approx \sqrt[4]{4D_\mu \cdot \sigma_\theta^5}, \quad R \approx \sqrt{D_\mu \cdot \sigma_\theta^2}, \quad (4.26)$$

где $D_{C_{1s}}$ – установившееся значение дисперсии оценок скорости звука;
 R – корреляционный момент оценок скорости звука и первой производной скорости звука.

В соответствии с полученными уравнениями (4.26) произведем фильтрацию набора реальных оценок значений скорости звука $c_{1s(\kappa)}$, показанного на рис. 4.6 (кривая «оценка профиля»). На рис. 4.8 показан результат фильтрации в предположении, что дисперсия маневра скорости звука $D_\mu = 2 \text{ м}^2 / \text{с}^2$.

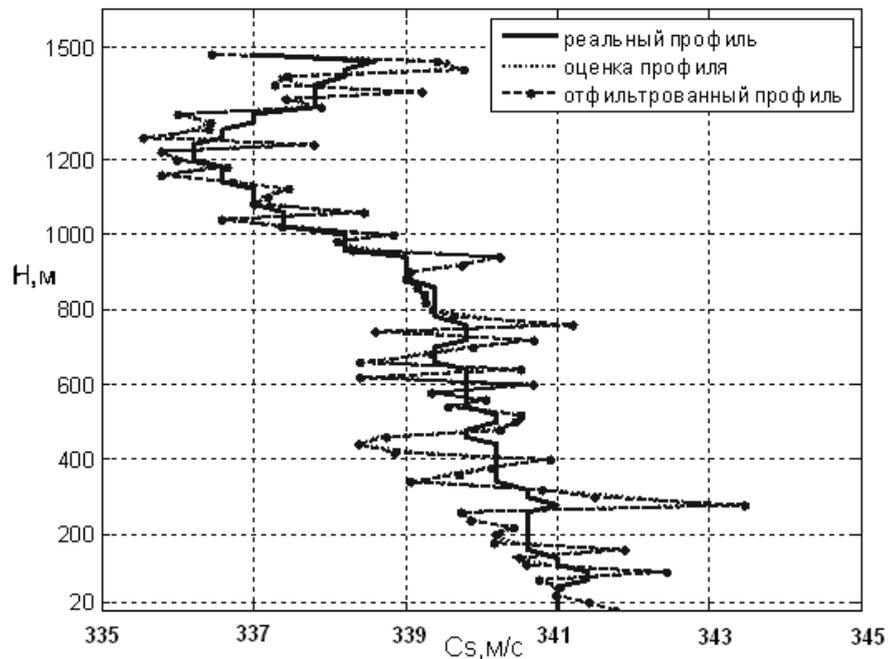


Рис. 4.8. Сравнение профилей скорости звука до и после фильтрации в соответствии с уравнениями (4.25) и (4.26)

Из рисунка видно, что профиль, полученный после фильтрации, является более изрезанным. В связи с этим можно утверждать, что модель (4.18), используемая в процессе фильтрации, в данном случае не адекватно характеризует наблюдаемый реальный процесс изменения скорости звука и не подходит для фильтрации в этих условиях.

Модель (4.18) адекватно описывает процесс изменения скорости звука тогда, когда состояние атмосферы характеризуется плавным профилем температуры. Повышение качества оптимальной фильтрации, при использовании модели (4.18), достигается путем подбора значения дисперсии маневра μ_k . Однако положительные результаты такая фильтрация дает лишь в том случае, когда дисперсия оценки реального процесса изменения скорости звука много больше выбранной дисперсии маневра μ_k .

4.5 Параметрическая чувствительность оптимального линейного фильтра системы РАЗ

Рассмотренный выше оптимальный линейный фильтр при использовании модели изменения фильтруемого сигнала с независимыми первыми приращениями (4.17) характеризуется такими параметрами как $D_{\mu 1}$ – предполагаемая дисперсия первых независимых приращений скорости звука μ_k (4.17) и D_y – дисперсия оценки скорости звука. Оптимальный линейный фильтр при использовании модели изменения фильтруемого сигнала с независимыми вторыми приращениями (4.18) характеризуется такими параметрами как $D_{\mu 2}$ – предполагаемая дисперсия вторых независимых приращений скорости звука μ_k (4.18) и D_y – дисперсия оценки скорости звука.

На практике в системах РАЗ при работе с реальными профилями скорости звука выбрать значение предполагаемой дисперсии первых независимых приращений скорости звука $D_{\mu 1}$ так, чтобы она абсолютно совпадала с реальной дисперсией первых независимых приращений скорости

звука, не представляется возможным. Также не представляется возможным выбрать значение предполагаемой дисперсии вторых независимых приращений скорости звука $D_{\mu 2}$ так, чтобы она абсолютно совпадала с реальной дисперсией вторых независимых приращений скорости звука. В связи с этим важно оценить чувствительность качества фильтрации к неточности выбора значений параметров оптимального линейного фильтра, т.е. оценить параметрическую чувствительность фильтра.

Произведем анализ параметрической чувствительности фильтра Калмана систем РАЗ при использовании модели (4.24) и модели (4.25).

Для определения параметрической чувствительности необходимо проанализировать качество фильтрации некоторого процесса, значения параметров которого нам известны, при использовании фильтра Калмана с различными значениями его параметров.

Для оценки параметрической чувствительности линейного фильтра (4.24) сформируем процесс изменения скорости звука с использованием модели с независимыми первыми приращениями (4.17). Добавим шумовую составляющую и произведем фильтрацию, используя различные значения параметра $D_{\mu 1}$. Далее, находя разность между отсчетами смоделированного сигнала без шума и сигнала после фильтрации, вычислим СКО фильтрации. Т.к. дисперсию оценки наблюдаемого параметра представляется определить достаточно точно [104], то целесообразным является исследовать чувствительность фильтра к выбору D_{inc} при некотором фиксированном значении дисперсии оценки скорости звука D_y .

На рис. 4.9 показан профиль изменения скорости звука при дисперсии первых независимых приращений скорости звука $D_{\mu} = 2m^2 / c^2$.

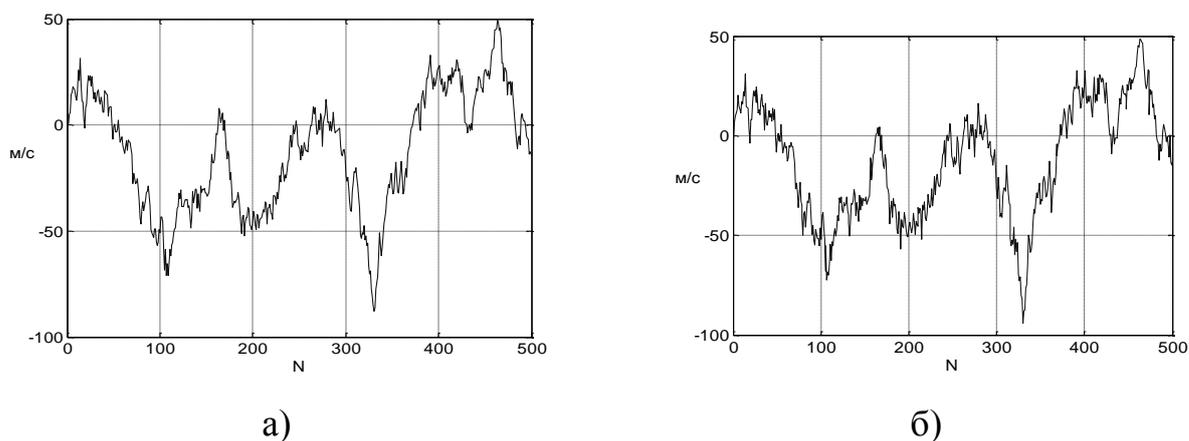


Рис.4.9. Профиль скорости звука: а) реальный профиль б) оценка профиля, где дисперсия оценки $D_{noise} = 2M^2 / c^2$

На рисунке 4.10 показан график СКО фильтрации в зависимости от разности $\Delta = \sqrt{D_{\mu 1}} - \sqrt{D_{\mu}}$.

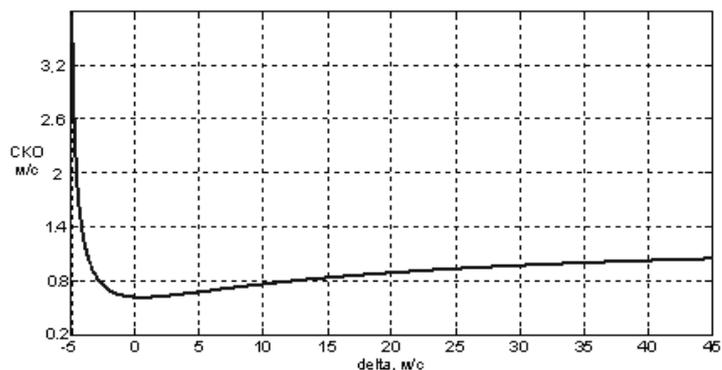


Рис. 4.10. График зависимости СКО фильтрации от разности Δ при

$$D_{noise} = 2M^2 / c^2$$

Из рисунка видно, что максимальный эффект от фильтрации достигается для случая когда $\Delta = 0$, т.е. когда параметр фильтра $D_{\mu 1}$ равен параметру D_{μ} , при котором фильтруемый сигнал был сформирован. Показатели качества фильтрации при отрицательных значениях Δ резко ухудшаются. С другой стороны положительная разность Δ влияет на результаты фильтрации в гораздо меньшей мере. Отсюда следует вывод, что фильтр Калмана (4.24) более чувствителен к отрицательным значениям Δ и менее чувствителен к положительным.

Из чувствительности оптимального линейного фильтра (4.25) к значениям Δ следует, что для более эффективного применения калмановской фильтрации в системах РАЗ значения параметров фильтра необходимо выбирать с запасом.

Известно, что фильтр Калмана с независимыми вторыми приращениями целесообразно применять в случае, если дисперсия оценки реального процесса изменения скорости звука много больше выбранной дисперсии маневра μ_k [55,58], что с практической точки зрения очень маловероятно для систем РАЗ. Поэтому исследование чувствительности фильтра Калмана с независимыми вторыми приращениями носит больше теоретический характер.

На рисунке 4.11 показан график СКО фильтрации в зависимости от разности $\Delta = \sqrt{D_{\mu 2}} - \sqrt{D_{\mu}}$ для фильтра Калмана, в основе которого лежит модель с независимыми вторыми приращениями.

Из рисунка видно, что для фильтра Калмана, в основе которого лежит модель с независимыми вторыми приращениями максимальный эффект от фильтрации не достигается для случая когда $\Delta = 0$, т.е. когда параметр фильтра D_{inc} равен параметру D_{μ} , при котором фильтруемый сигнал был сформирован.

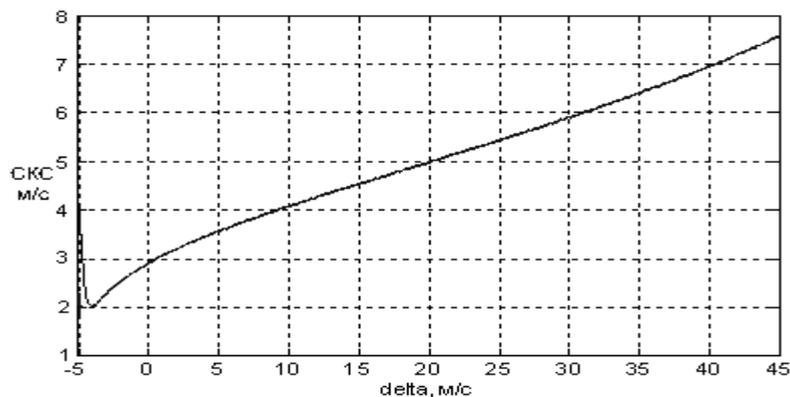


Рис.4.11. График зависимости СКО фильтрации от разности Δ для фильтра Калмана с независимыми вторыми приращениями при $D_{noise} = 2m^2 / c^2$.

При этом показатели качества фильтрации при отрицательных значениях Δ сначала улучшаются, а потом резко ухудшаются. Для более эффективного применения такого фильтра в системах РАЗ значения параметров фильтра необходимо выбирать с запасом, т.к. СКО фильтрации имеет свойство уменьшаться при увеличении значения Δ в отрицательную сторону только до определенного значения, после которого начинает резко возрастать еще с большей скоростью, чем при увеличении Δ в положительную сторону.

4.6 Структурная чувствительность оптимального линейного фильтра системы РАЗ

В различных местах, на различных высотах атмосферы и в разное время суток процесс изменения скорости звука будет иметь различный вид и соответственно, может быть описан различными математическими моделями. Поэтому всегда существует неопределенность, какую модель информационного процесса следует применить при построении оптимального линейного фильтра системы РАЗ, т.е. существует ненулевая вероятность того, что модель информационного процесса будет выбрана неверно.

Модель информационного процесса лежит в основе оптимального линейного фильтра и определяет структуру этого фильтра, поэтому выбор модели информационного процесса означает выбор структуры фильтра.

Поскольку не всегда представляется возможным точно выбрать структуру фильтра, важно оценить чувствительность качества фильтрации к неточности выбора структуры линейного фильтра, т.е. оценить структурную чувствительность оптимального линейного фильтра системы РАЗ.

Приведем теперь количественные результаты, характеризующие структурную чувствительность фильтра Калмана. Для оценки структурной чувствительности фильтра будем формировать процессы изменения скорости звука, которые описываются моделью (4.17) и процессы изменения скорости

звука, которые описываются моделью (4.18). Формирование процессов будем производить с различными значениями отношения сигнал/шум. Далее будем производить фильтрацию получаемых процессов различными по структуре фильтрами, вычисляя дисперсию фильтрации. На рисунке 4.12 показаны кривые зависимости СКО фильтрации от отношения сигнал/шум для различных комбинаций модели фильтруемого сигнала и структуры фильтра.

Из графика видно, что наименьшим значением СКО фильтрации характеризуются линейный фильтр (4.24) при фильтрации информационного процесса (4.17) и линейный фильтр (4.25) при фильтрации информационного процесса (4.18), т.к. фильтруемый процесс и модель случайного процесса, лежащая в основе фильтра, совпадают в данных случаях. Наибольшим значением СКО фильтра характеризуется линейный фильтр (4.25) при фильтрации информационного процесса (4.17). Следовательно, качественно полученный результат можно сформулировать следующим образом: более точный фильтр фильтрует более «грубый» процесс хуже, чем более «грубый» фильтр фильтрует более «точный» процесс.

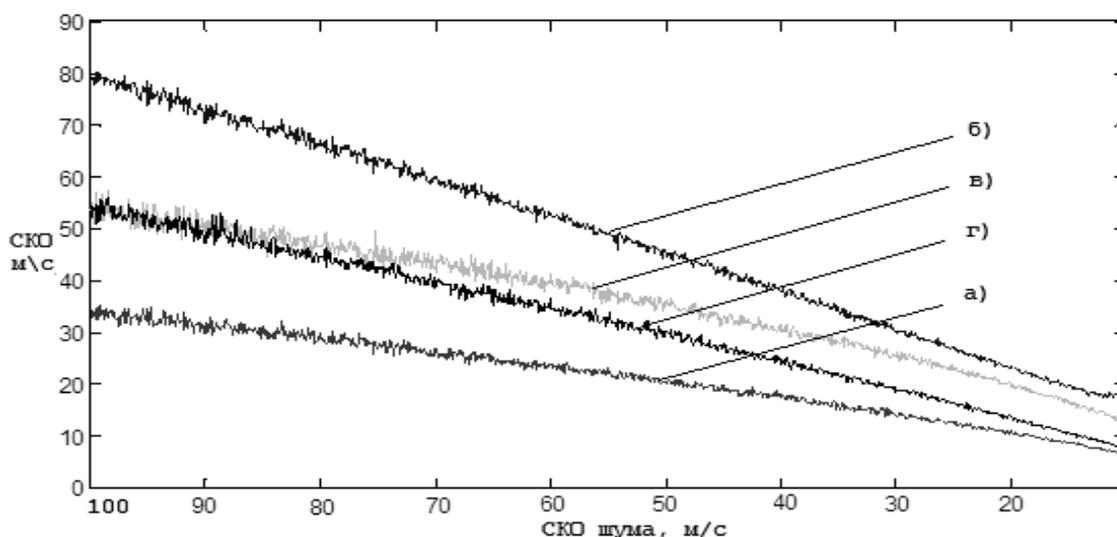


Рис.4.12. Зависимость СКО фильтрации от отношения сигнал/шум:

- а) фильтрация процесса (4.17) линейным фильтром (4.24)
- б) фильтрация процесса (4.17) линейным фильтром (4.25)
- в) фильтрация процесса (4.18) линейным фильтром (4.24)
- г) фильтрация процесса (4.18) линейным фильтром (4.25)

Таким образом, если возникает необходимость упрощения фильтра, то при некотором ухудшении качества фильтрации можно применять модели сообщения, более грубо описывающие фильтруемое сообщение, а в условиях неопределенности лучше ориентироваться на более «грубые» модели рассматриваемых процессов.

4.7 Выводы по разделу 4

Применение оптимального линейного фильтра в системах РАЗ позволит уменьшить количество повторных зондирований для достижения необходимой точности получаемых оценок и повысить оперативность получения вертикальных профилей искомых атмосферных параметров.

В качестве модели изменяющегося параметра при линейной фильтрации в системах РАЗ целесообразно использовать преимущественно стохастические модели.

При этом выбор конкретной модели для фильтрации наблюдаемого процесса изменения скорости звука в каждом случае должен определяться доопытными данными о состоянии атмосферы или в результате выполнения пробных шагов зондирования.

В условиях неопределенности, при решении вопроса о том, какую модель изменения информационного параметра следует положить в основу оптимального линейного фильтра системы РАЗ, лучше ориентироваться на более «грубые» модели рассматриваемых процессов.

В условиях неопределенности, при решении вопроса о том, какие значения параметров оптимального линейного фильтра системы РАЗ следует выбирать с целью обеспечения более эффективного процесса фильтрации, необходимо руководствоваться правилом выбора значения параметра с «запасом», когда выбранное значение параметра несколько больше реального - это лучше, чем когда выбранное значение параметра несколько меньше реального.

РАЗДЕЛ 5

ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ И
РЕЗУЛЬТАТЫ ФИЛЬТРАЦИИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ**5.1 Основные соотношения для расчета потенциальной точности измерения параметров атмосферы следящей системой РАЗ.**

Рассмотрим порядок получения основных соотношений, которые позволяют определить точность оценки энергетического параметра методом максимального правдоподобия.

Функционал отношения правдоподобия, по максимальному значению которого осуществляется оценка искомого энергетического параметра, имеет вид [105-107]:

$$\Lambda(l) = \exp \left\{ \int_0^T \int_0^T x(t_1) s(t_2, l) \theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2 - \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T s(t_1, l) s(t_2, l) \theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2 \right\}, \quad (5.1)$$

где функция $\theta(t_1, t_2)$ определяется из интегрального уравнения

$$\int_0^T K(t_1, \tau) \theta(\tau, t_2) d\tau = \delta(t_1 - t_2). \quad (5.2)$$

Часто более удобным оказывается запись функционала отношения правдоподобия с помощью функции

$$\upsilon(t, l) = \int_0^T s(t_1, l) \theta(t_1, t) dt_1. \quad (5.3)$$

Введем обозначения

$$S(l_0, l) = \int_0^T s(t, l_0) \upsilon(t, l) dt, \quad (5.4)$$

$$N(l) = \int_0^T n(t) \upsilon(t, l) dt, \quad (5.5)$$

$$S(l_1, l_2) = \langle N(l_1), N(l_2) \rangle = \int_0^T s(t, l_1) v(t, l_2) dt, \quad (5.6)$$

где $s(t, l_1)$ – сигнал с некоторым значением искомого параметра l_1 ,
 $v(t, l_2)$ – опорный сигнал с некоторым значением искомого параметра l_2 .

$S(l_1, l_2)$ – сигнал на выходе оптимального приемника (ненормированная сигнальная функция) – представляет собой функцию взаимной корреляции входного полезного сигнала и опорного сигнала оптимального приемника с различными значениями параметров l_1 и l_2 .

Условную дисперсию оценки можно выразить через производные ненормированной сигнальной функции $S(l_1, l_2) = \rho^2 S(l_1, l_2)$ [108]

$$D_E(l_0) = \left[\frac{\partial^2 S(l_1, l_2)}{\partial l_1 \partial l_2} \right]_{l_0}^{-1}. \quad (5.7)$$

Применим полученное выше соотношение для случая обработки сигналов систем РАЗ.

В системах РАЗ неизвестным информационным параметром является параметр расстройки условия Брэгга q , который является энергетическим параметром, т.к. его значение влияет на энергию принимаемого сигнала и определяет энергию опорных сигналов. Для систем РАЗ формула (5.7) принимает вид [109]:

$$D_E(q_0) = \left[\frac{\partial^2 S(q_1, q_2)}{\partial q_1 \partial q_2} \right]_{q_0}^{-1}, \quad (5.8)$$

где $S(q_1, q_2)$ – сигнал на выходе оптимального приемника (радиоакустическая ненормированная сигнальная функция) – представляет собой функцию взаимной корреляции входного полезного сигнала и опорного сигнала оптимального приемника с различными значениями параметров q_1 и q_2 .

Запишем выражение для радиоакустической ненормированной сигнальной функции. Поскольку при радиоакустическом зондировании входной полезный сигнал представляет собой отраженный от акустической посылки радиосигнал, то опорный сигнал удобно описывать функцией рассеяния [45]. Тогда сигнальная функция будет иметь следующий вид:

$$S(q_1, q_2) = \int_0^T S(t, q_1) S(t, q_2) dt, \quad (5.9)$$

где $S(t, q_1)$ – отраженный радиосигнал с некоторым значением информационного параметра q_1 , $S(t, q_2)$ – опорный сигнал с некоторым значением информационного параметра q_2 .

5.2 Зависимость потенциальной точности измерения параметров атмосферы от вида зондирующих сигналов следящей системы РАЗ

Произведем моделирование процесса оценки параметра расстройки условия Брэгга в системах РАЗ для случая использования радио сигнала $E(r)$ и акустического сигнала $S_1(r)$ с прямоугольными огибающими.

Тело рассеяния для таких сигналов показано на рисунке 2.2.

Сечения тела рассеяния в комплексном виде будем использовать в качестве опорных сигналов, т.к. они представляют собой отраженный от акустической посылки радиосигнал $S(t, q)$ при разных фиксированных значениях параметра q .

Предположим, что на вход приемника, реализованного по схеме (рис.2.1), поступает сигнал $S(t, q)$, сформированный при расстройке условия Брэгга $q = q_0 = 0$. В результате моделирования видно, что в приемнике перед решающим устройством сформируется сигнал, показанный на рисунке 5.1 [110-111].

Согласно рисунку видно, что с определенной точностью является возможным определение значения расстройки условия Брэгга q , при

котором был сформирован входной сигнал приемника. Если входной сигнал формировался при расстройке $q_0 = 0$, то максимум выходного сигнала наблюдается в точке $q = 0$. Точность оценки значения параметра q определяется шириной лепестка главного максимума выходного сигнала приемника. Однако определение точности оценки значения параметра q системой РАЗ только исходя из анализа сигнала, изображенного на рисунке 5.1, недостаточно. Это связано с тем, что ширина лепестка главного максимума выходного сигнала приемника изменяется в зависимости от расстройки условия Брэгга q_0 , при которой сформируется входной сигнал приемника.

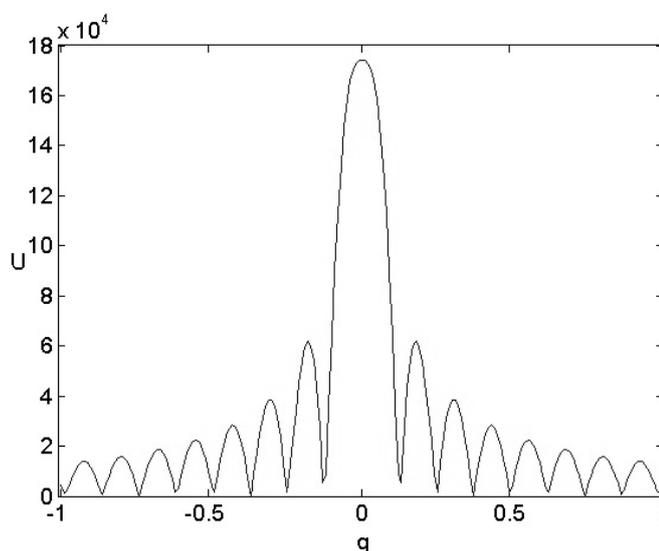


Рис. 5.1. Выходной сигнал приемника после коррекции при условии, что значение параметра расстройки условия Брэгга входного сигнала $q_0 = 0$

Рассмотрим выходные сигналы (рис.5.2 – 5.5) приемника (рис.2.1) для случаев, когда соответствующий входной сигнал формировался при различных значениях параметра расстройки условия Брэгга q_0 .

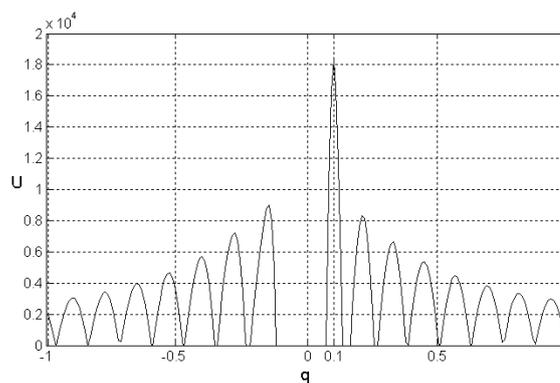
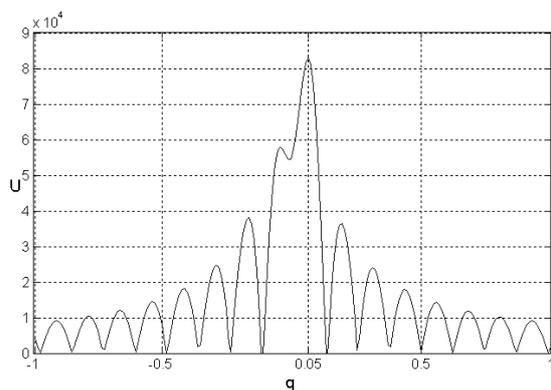


Рис.5.2. Выходной сигнал при $q_0 = 0,05$ Рис. 5.3. Выходной сигнал при $q_0 = 0,1$

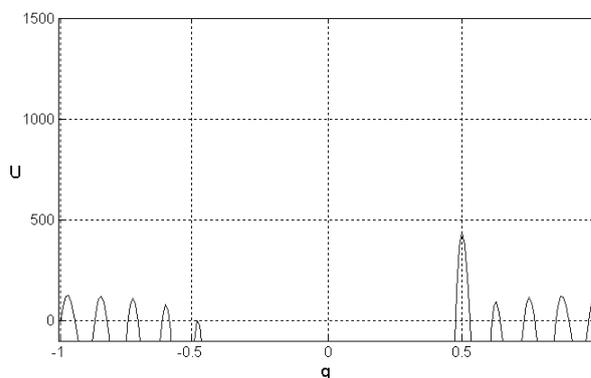
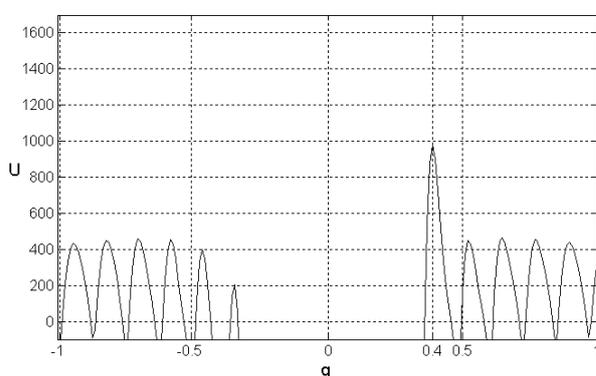


Рис. 5.4. Выходной сигнал при $q_0 = 0,4$ Рис. 5.5. Выходной сигнал при $q_0 = 0,5$

Для сигналов, сформированных при значениях параметра расстройки условия Брэгга $q_0 > 0,1$, выходной сигнал коррелятора после энергетической коррекции характеризуется большими отрицательными значениями в пределах от $q = 0$ до $q = q_0$ [112]. Это связано с тем, что из результата корреляции опорного сигнала с входным, производится вычитание $\frac{1}{2}$ энергии опорного сигнала. Для входных сигналов, у которых $q_0 > 0,1$, значение корреляции с опорным сигналом, у которого $q = 0$, много меньше значения $\frac{1}{2}$ энергии такого опорного сигнала. В результате, вычитание $\frac{1}{2}$ энергии опорного сигнала ведет к большим отрицательным значениям в выходном сигнале оптимального приемника.

Согласно рисункам различному значению параметра расстройки условия Брэгга q_0 , при котором формируется входной сигнал, соответствует различный выходной сигнал U , где отличие состоит в ширине главного максимума, форме и уровне выходного сигнала.

Из анализа рисунков однозначно следует то, что имеет место зависимость потенциальной точности оценки значений параметров атмосферы от параметра расстройки условия Брэгга q_0 , при котором формируется принимаемый радиосигнал.

Построить кривую зависимости потенциальной точности оценки значений параметров атмосферы от параметра расстройки условия Брэгга q_0 возможно экспериментальным или теоретическим способом. Экспериментальный способ заключается в нахождении значения вторых производных в точках главного максимума выходных сигналов, полученных для различных значений q_0 . Теоретический способ предусматривает использование рассмотренных выше соотношений для расчета потенциальной точности измерения параметров атмосферы. Математическое моделирование теоретического и экспериментального способов оценки потенциальной точности в определении значений параметров атмосферы следящей системой РАЗ дает равные результаты.

Воспользуемся теоретическим способом построения кривой зависимости $D_E(q_0)$, где $D_E(q_0)$ – зависимость потенциальной точности оценки значений параметров атмосферы от значения расстройки условия Брэгга q_0 , при которой формируется принимаемый радиосигнал. Потенциальная точность в определении значений параметров атмосферы определяется значением D_E , где D_E – дисперсия оценки значений параметра q .

Получим кривую зависимости $D_E(q_0)$ дисперсии оценки информационного параметра от значения самого параметра при условии использования простых зондирующих сигналов: электромагнитного $E(r)$ и

акустического $S_1(r)$ с прямоугольными огибающими. Для получения зависимости $D_E(q_0)$ определим вид радиоакустической ненормированной сигнальной функции $S(q_1, q_2)$ (5.9) и численно определим значения смешанной производной $S(q_0, q_0)$ в точках $q_0 \in [-1, 1]$. На рисунке 5.6 представлена сигнальная функция $S(q_1, q_2)$ при использовании сигналов с прямоугольными огибающими.

Вид зависимости $D_E(q_0)$ при условии использования зондирующих сигналов $E(r), S_1(r)$ с прямоугольными огибающими показан на рисунке 5.7.

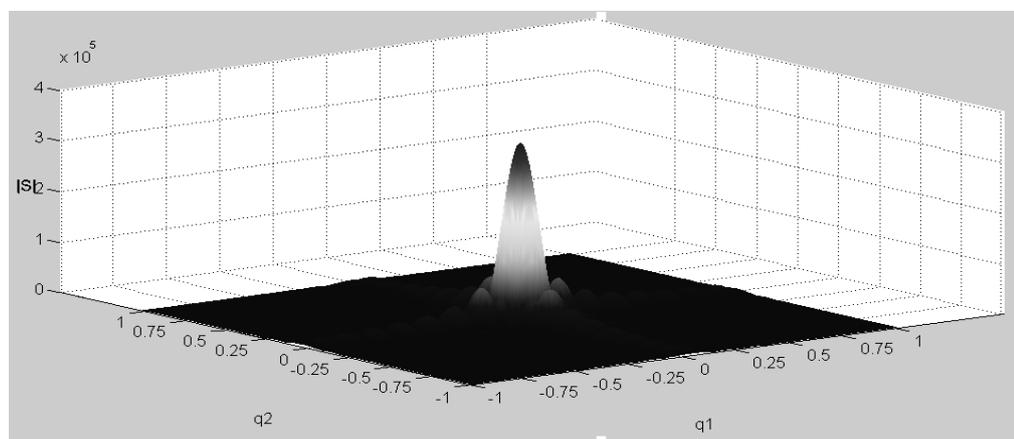


Рис. 5.6. Сигнальная функция $S(q_1, q_2)$ при использовании простых радиосигнала $E(r)$ и акустического сигнала $S_1(r)$ с прямоугольными огибающими

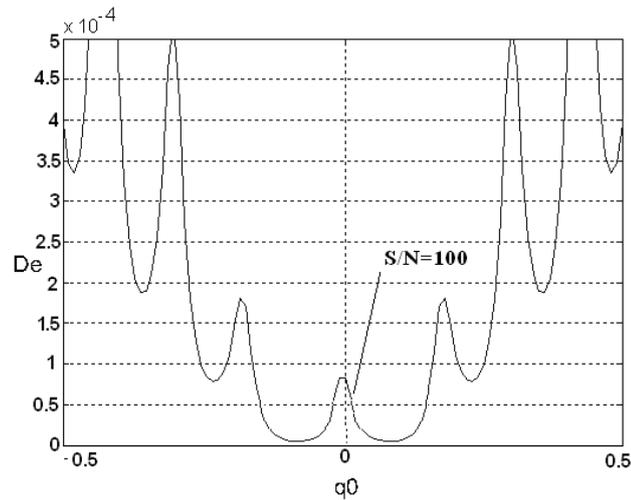


Рис. 5.7. Дисперсия $D_E(q_0)$ оценки энергетического параметра при использовании прямоугольных зондирующих сигналов $S_1(r)$ и $E(r)$ и отношении сигнал/шум $2E/N_0 = 100$.

На рисунке 5.8 показаны графики зависимостей $D_E(q_0)$ при использовании различных комбинаций зондирующих акустических и электромагнитных сигналов, в том числе сигналов с колоколообразными огибающими

$$E_2(r) = E e^{\frac{-r^2}{2a^2}}, \quad S_4(r) = S e^{\frac{-r^2}{2a_1^2}}, \quad (5.10)$$

где параметры a и a_1 определяют длительности (пространственные протяженности) электромагнитного $\Delta E(r)$ и акустического $\Delta S(r)$ зондирующих сигналов.

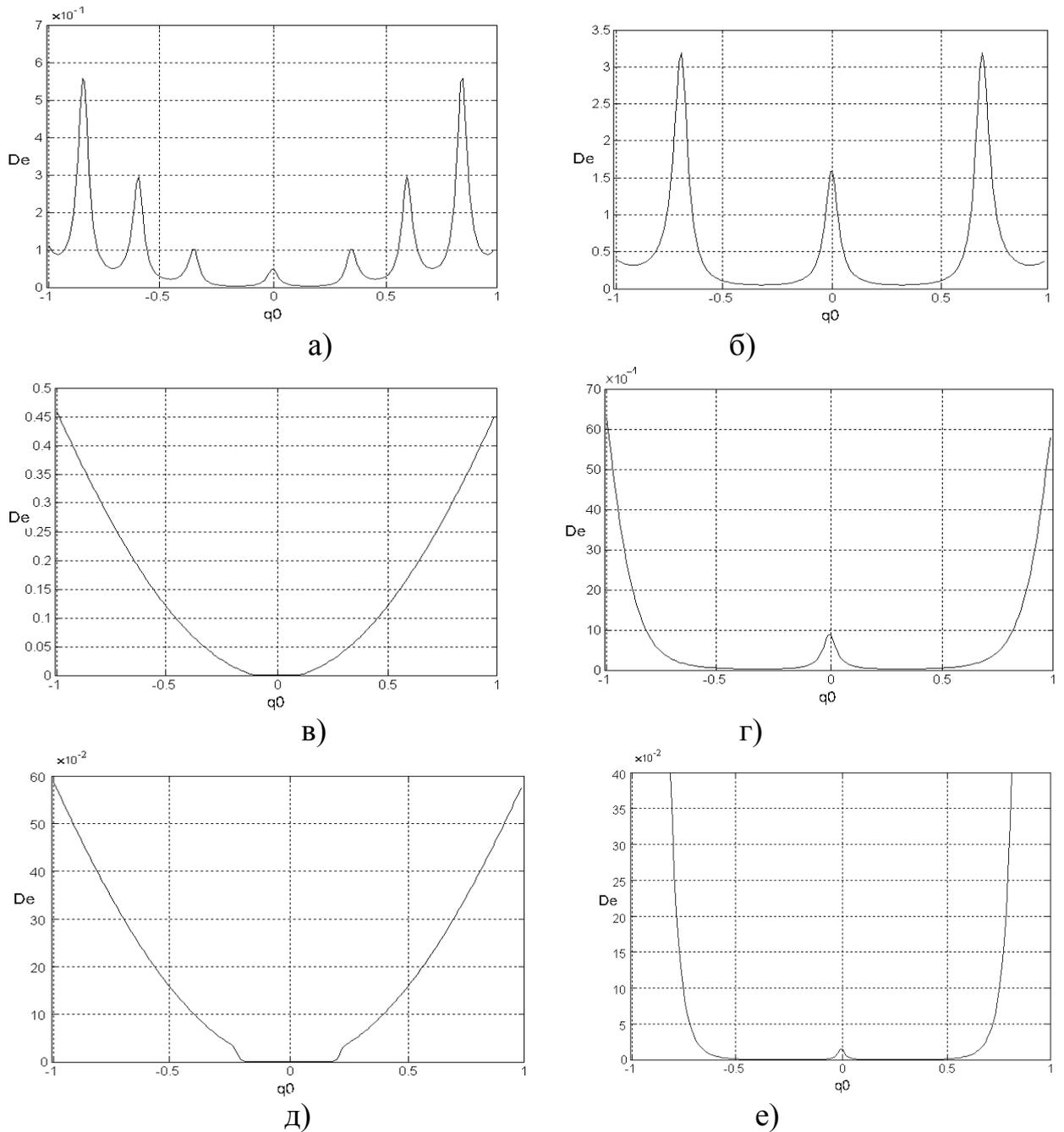


Рис.5.8. Зависимость $D_E(q_0)$ при отношении сигнал/шум $2E/N_0 = 100$ и при использовании сигналов а) $S_2(r), E(r)$ с прямоугольными огибающими, где $\Delta S_2(r) < \Delta S_1(r)$; б) $S_3(r), E(r)$ с прямоугольными огибающими, где $\Delta S_3(r) < \Delta S_2(r)$; в) с прямоугольной $E(r)$ и колоколообразной $S_4(r)$ огибающими; г) с прямоугольной $E(r)$ и колоколообразной $S_5(r)$ огибающими, где $\Delta S_5(r) < \Delta S_4(r)$; д) с колоколообразными огибающими $E_2(r)$ и $S_4(r)$; е) с колоколообразными огибающими $E_2(r)$ и $s_5(r)$, где $\Delta S_5(r) < \Delta S_4(r)$.

Зависимости $D_E(q_0)$, полученные для рассмотренных видов зондирующих сигналов, представляют собой кривые с многочисленными пиками или кривые с единственным пиком в точке $q_0 = 0$. При увеличении параметра расстройки условия Брэгга q_0 дисперсия D_E вначале уменьшается, а затем имеет тенденцию к росту.

Меньшие значения дисперсии D_E в районе значений $q_0 = 0$ обусловлены тем, что с увеличением параметра расстройки условия Брэгга в атмосфере наблюдается усложнение структуры отраженного радиосигнала, имеет место угловая модуляция сигнала, т. е. отраженный сигнал становится сложным по структуре.

Увеличение дисперсии D_E после определенного значения q_0 связано с тем, что параметр расстройки условия Брэгга является энергетическим параметром. Из анализа, например рисунков 5.9б и 5.8а, видно, что увеличение дисперсии D_E начинается со значений параметра q_0 , при которых энергия опорного и отраженного сигналов становятся достаточно малыми. На рисунках 5.8а, 5.9б это значение составляет $q \approx 0.4$.

Таким образом, увеличение значения дисперсии D_E после некоторого значения параметра q_0 связано с тем, что энергия опорных и отраженных сигналов в этом случае становится достаточно малой, вследствие чего флуктуационная ошибка при использовании корреляционных интегралов отраженного сигнала и опорных сигналов становится значительной.

Из рисунка 5.8 видно, что имеет место зависимость D_E от длительности акустического сигнала. С уменьшением длительности акустического сигнала при прочих равных условиях значение D_E возрастает, что означает ухудшение потенциальной точности. Такое поведение объясняется воздействием двух факторов. Во-первых, энергия отраженного сигнала E с уменьшением длительности акустического сигнала уменьшается медленнее при больших значениях параметра расстройки условия Брэгга q_0 ,

что следует из сравнения рисунков 5.9а и 5.9б, на которых показана зависимость энергии отраженного сигнала от расстройки условия Брэгга $E(q_0)$. Во-вторых, с уменьшением длительности акустического зондирующего сигнала имеет место тенденция упрощения структуры отраженных от него радиосигналов, причем упрощение структуры объясняется уменьшением количества уплотнений воздуха, создаваемых акустической посылкой, от которых соответственно происходит отражение.

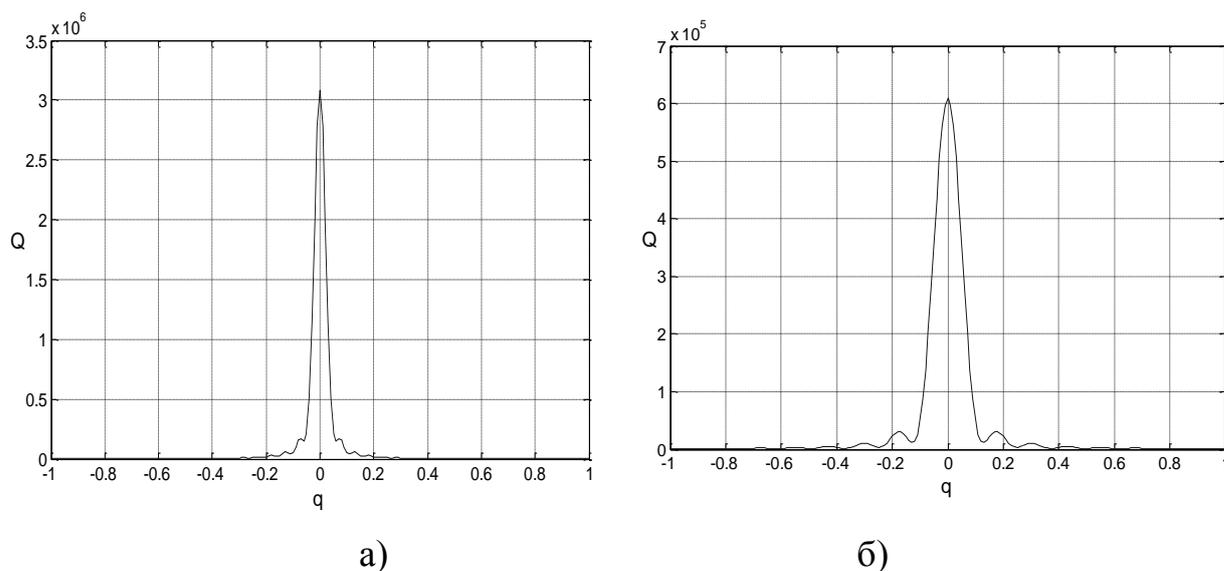


Рис. 5.9 Зависимость энергии отраженного сигнала от расстройки условия Брэгга при использовании сигналов а) $S_1(r)$ и $E(r)$; б) $S_3(r)$ и $E(r)$, где $\Delta S_3(r) < \Delta S_1(r)$

На рисунке 5.10 показана зависимость дисперсии оценки D_E от длительности акустического зондирующего сигнала t_s при заданных значениях параметра расстройки условия Брэгга q_0 , в случае использования зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими.

Из рисунка видно, что в целом с увеличением длительности акустического зондирующего сигнала точность оценки значений параметров атмосферы повышается. Однако, как видно из рисунка, для кривой, построенной при $q_0 = 0.1$, возможна также ситуация, когда потенциальная точность оценки значений параметров атмосферы может быть хуже для

более длительных зондирующих акустических сигналов. Такое явление связано с тем, что кроме зависимости энергии отраженного от акустической посылки радиосигнала от q_0 существует зависимость энергии отраженного радиосигнала от длительности акустической посылки.

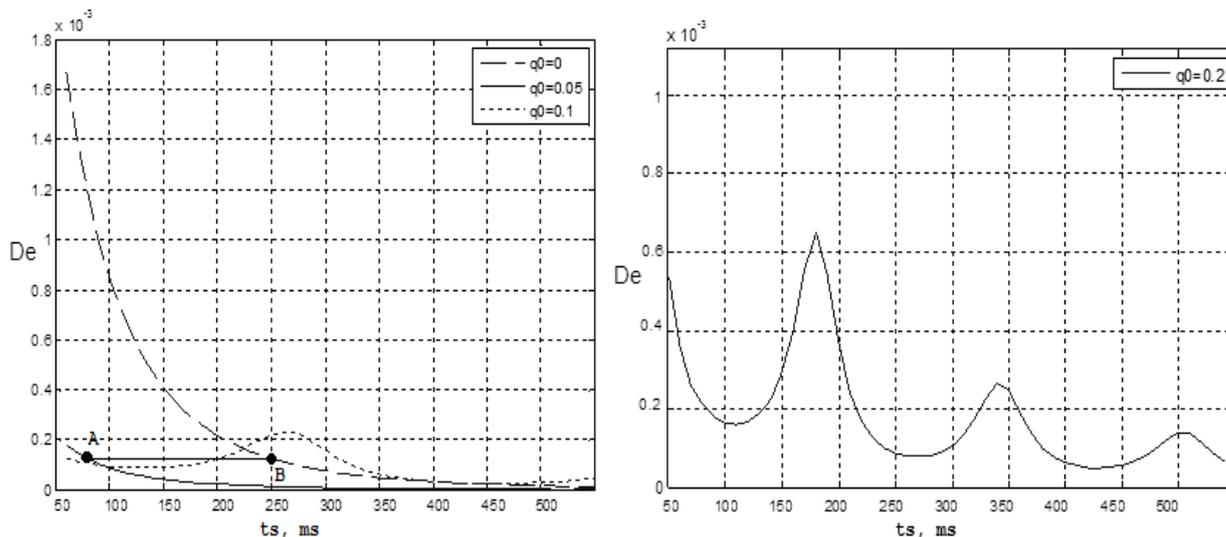


Рис.5.10 Зависимость $D_E(t_s, q_0)$ при использовании зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими

На рисунке 5.11 показана зависимость $E(t_s, q_0)$ в случае использования зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими, где E – энергия отраженного радиосигнала; t_s – длительность акустической посылки.

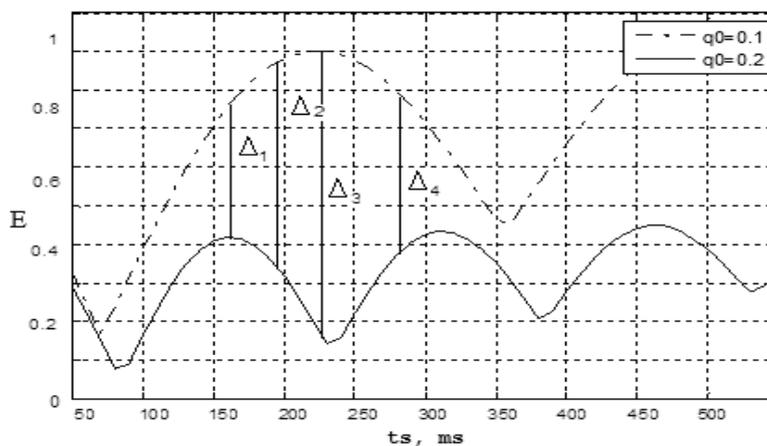


Рис. 5.11 Зависимость $E(t_s, q_0)$ при использовании зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими

Именно тот факт, что разность Δ энергий радиосигналов, сформированных при разных значениях параметра q_0 , колеблется ($\Delta_1 < \Delta_4 < \Delta_2 < \Delta_3$) (рис. 5.11) в зависимости от длительности акустического сигнала, объясняет ситуацию, когда потенциальная точность оценки значений параметров атмосферы может быть хуже для более длительных зондирующих акустических сигналов (рис. 5.10 $q_0 = 0.1$, $q_0 = 0.2$).

Согласно рисунку 5.10 с увеличением значения параметра расстройки условия Брэгга q_0 , при котором формируется отраженный радиосигнал, зависимость дисперсии D_E от длительности акустического зондирующего сигнала менее выражена. Это говорит о том, что при значениях q_0 отличных от нуля, является возможным использовать акустические сигналы меньшей длительности, не теряя при этом в точности оценок параметров атмосферы. В свою очередь, уменьшение длительности зондирующего акустического сигнала позволяет повысить разрешающую способность системы РАЗ по дальности.

Из рисунка 5.10 также видно, что при увеличении значений параметра q_0 график зависимости $D_E(t_s, q_0)$ располагается ниже. Проведем некоторые рассуждения, чтобы пояснить наблюдающийся эффект. Предположим, что радиосигнал отражался от акустической посылки длительностью $t_s = 250$ мс при $q_0 = 0$. Тогда, согласно рисунку 5.16, дисперсия оценки составляет $D_E \approx 0.15 \cdot 10^{-3} \text{ м}^{-2}$ (точка В). Если бы радиосигнал отражался от акустической посылки при $q_0 = 0.05$, то для обеспечения значения дисперсии $D_E \approx 0.15 \cdot 10^{-3} \text{ м}^{-2}$ было бы достаточно длительности акустической посылки $t_s \approx 70$ мс (рис. 5.10, точка А). Это позволяет утверждать, что с увеличением значения q_0 является возможным уменьшение длительности зондирующего акустического сигнала без потери точности оценок параметров атмосферы.

5.3 Влияние энергетического характера параметра расстройки условия Брэгга на потенциальную точность оценки параметров атмосферы

Влияние энергетического характера параметра расстройки условия Брэгга на потенциальную точность оценки параметров атмосферы рассмотрим для случая использования зондирующих сигналов $E(r)$ и $S_1(r)$ с прямоугольными огибающими.

Получим зависимость $D_E(q_0)$, используя радиоакустическую ненормированную сигнальную функцию $S(q_1, q_2)$, описываемую выражением (5.9), где $S(t, q_1)$ и $S(t, q_2)$ - сигналы равной мощности при разных значениях параметров q_1, q_2 . Чтобы получить сигналы $S(t, q)$ равной мощности необходимо использовать умножение на коэффициент k , где $k = \max(E(q_0)) / E(q_0)$.

Зависимость $D_E(q_0)$ для зондирующих сигналов $S_1(r), E(r)$ при условии коррекции энергии входных и опорных сигналов представлена на рисунке 5.12, а соответствующая сигнальная функция – на рисунке 5.13.

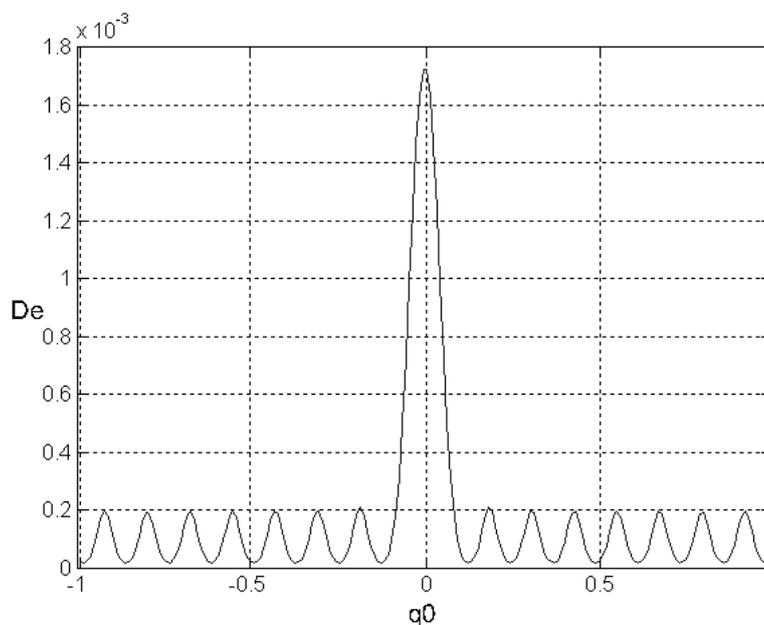


Рис. 5.12 $D_E(q_0)$ при использовании зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими $S_1(r)$ и $E(r)$, где входные и опорные сигналы $S(t, q)$ имеют равную мощность.

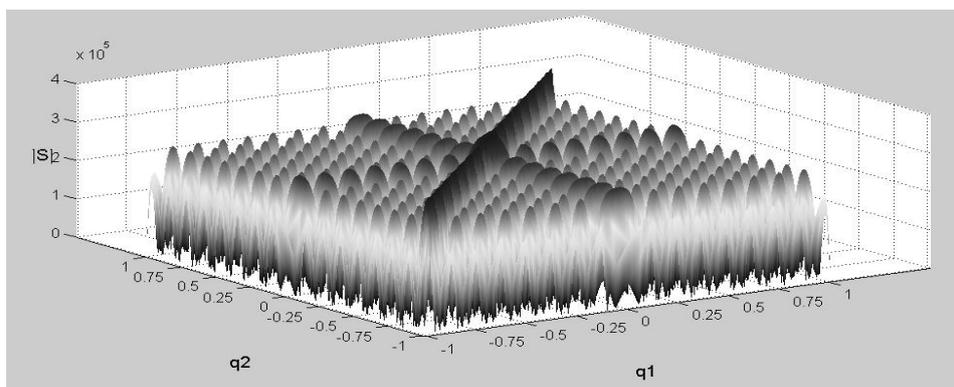


Рис. 5.13 Сигнальная функция $S(q_0, q_0)$ при использовании зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими $S_1(r)$ и $E(r)$, где входные и опорные сигналы $S(t, q)$ имеют равную мощность.

Как видно, зависимость $D_E(q_0)$ имеет максимум в точке $q_0 = 0$. При увеличении значений параметра q_0 наблюдаются равновеликие боковые лепестки, которые не превышают основной лепесток. Отсюда следует вывод, что поведение зависимости, когда с увеличением параметра расстройки условия Брэгга q_0 дисперсия D_E сначала уменьшается, а потом начинает возрастать, связано с тем, что параметр расстройки условия Брэгга q является энергетическим информационным параметром, оцениваемым в системах радиоакустического зондирования атмосферы.

На рисунке 5.14 представлена зависимость $D_E(t_s, q_0)$ при условии коррекции мощности входных и опорных сигналов.

Как видно из рисунка 5.14, после того как, за счет уравнивания энергии опорных и входных сигналов, параметр q стал не энергетическим – исчез пик у кривой, построенной для $q_0 = 0.1$, который наблюдается на рисунке 5.10. Это говорит о том, что ситуация, когда потенциальная точность оценки значений параметров атмосферы может быть хуже для более длительных зондирующих акустических сигналов связана с тем, что параметр расстройки условия Брэгга является энергетическим.

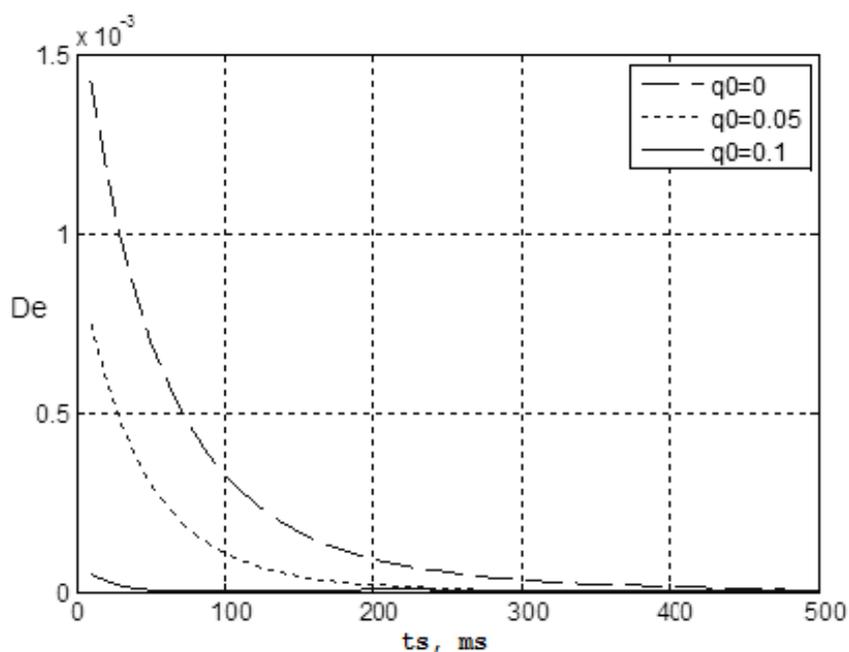


Рис. 5.14 Зависимость $D_E(t_s, q_0)$ при использовании зондирующих сигналов $S_1(r), E(r)$ с прямоугольными огибающими, где входные и опорные сигналы имеют равную энергию

Из сравнения рисунков 5.12 и 5.7 видно, что в диапазоне значений параметра расстройки условия Брэгга $q_0 = [-0.1, 0.1]$, при использовании зондирующих сигналов $S_1(r)$ и $E(r)$, зависимость $D_E(q_0)$ практически одинаковая. Диапазон $q_0 = [-0.1, 0.1]$ соответствует диапазону изменения температуры воздуха 40°C . Это говорит о том, что если система РАЗ использует зондирующие сигналы $S_1(r)$ и $E(r)$ в условиях, когда диапазон изменения температуры воздуха 40°C можно считать, что энергетический характер параметра расстройки условия Брэгга проявляет себя незначительно. Энергетический характер параметра расстройки условия Брэгга при использовании зондирующих сигналов $S_1(r)$ и $E(r)$ начинает заметно себя проявлять при значениях $|q_0| > 0.1$. При использовании других видов зондирующих сигналов энергетический характер параметра расстройки условия Брэгга будет себя проявлять по-разному.

5.4 Выводы

В системах РАЗ для определения дисперсии оценки максимального правдоподобия информационного параметра следует пользоваться формулой (5.8). Информационный параметр – параметр расстройки условия Брэгга q , является энергетическим параметром, т.к. его значения определяет энергию принимаемого сигнала и энергию опорных сигналов.

Дисперсия D_E оценки значений параметров атмосферы зависит от значения расстройки условия Брэгга q_0 , при которой формируется принимаемый радиосигнал.

Зависимость дисперсии от расстройки условия Брэгга при рассмотренных зондирующих сигналах представляет собой кривую с рядом пиков или кривую с единственным пиком в точке $q_0 = 0$. С увеличением расстройки условия Брэгга q_0 дисперсия D_E сначала уменьшается, а затем имеет тенденцию к росту.

Имеет место зависимость D_E от длительности акустического сигнала. С уменьшением длительности акустического сигнала значение D_E возрастает, что соответствует ухудшению потенциальной точности. В то же время, возможна ситуация, когда потенциальная точность оценки значений параметров атмосферы может быть хуже при более длительных зондирующих акустических сигналах.

При увеличении значения параметра расстройки условия Брэгга q_0 , при которой формируется отраженный от акустической посылки радиосигнал, возможно повышение разрешающей способности системы РАЗ по дальности без потери в точности оценок значений параметров атмосферы.

Кривая зависимости $D_E(q_0)$ для зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими при условии коррекции энергии входных и опорных сигналов имеет максимум, когда входной сигнал имеет значение параметра расстройки условия Брэгга $q_0 = 0$, а при увеличении значения q_0 дисперсия D_E уменьшается.

Согласно графикам (рис. 5.7, 5.12) значение дисперсии оценки параметра расстройки условия Брэгга, полученной с использованием следящего метода, для точек в диапазоне $[-0.1, 0.1]$ при использовании зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими составляет $0.05 \cdot 10^{-4} - 0.85 \cdot 10^{-4} \text{ м}^{-2}$, что при измерении температуры соответствует дисперсии $0.046 - 0.22 \text{ }^{\circ}\text{C}^2$. Дисперсия оценки температуры воздуха системами РАЗ при использовании известных методов при использовании одинаковых по форме и мощности сигналов, что и в предложенном методе, составляет не менее $0.22 \text{ }^{\circ}\text{C}^2$. Точность работы известных методов хуже, что связано с тем, что они выполняют оценку температуры воздуха только при условии выполнения в атмосфере условия Брэгга, то есть когда параметр расстройки условия Брэгга $q_0 = 0$, а в таком случае потенциально возможная точность является наименьшей. В условиях, когда параметр расстройки условия Брэгга отличается от нуля, то вместе с тем, что дисперсия оценки температуры воздуха при использовании известных методов становится больше, возникает систематическая погрешность в оценке температуры воздуха. В условиях, когда параметр расстройки условия Брэгга отличается от нуля, дисперсия оценки температуры при использовании предложенного метода наоборот становится меньше, а при определенных значениях параметра расстройки условия Брэгга, за счет того, что форма рассеянного сигнала становится достаточно сложной, дисперсия оценки составляет $0.046 \text{ }^{\circ}\text{C}^2$.

ВЫВОДЫ ПО ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЕ

В диссертационной работе решена актуальная научно-прикладная задача совершенствования следящих методов обработки сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы, которые учитывают преобразования, которым подвергается радиосигнал при распространении в локационном радиоакустическом канале, выполняют оптимальную линейную обработку получаемых оценок параметров атмосферы и обеспечивают повышение точности и оперативности измерения параметров атмосферы.

Основные результаты заключаются в том, что:

1. Проанализированы существующие системы РАЗ атмосферы и используемые в них методы обработки рассеянных на акустической посылке сигналов. Показано, что применяемые в настоящее время в системах РАЗ алгоритмы обработки сигналов не адекватны процессам, происходящим в локационном канале, и характеризуются систематической погрешностью оценки температуры воздуха. Во-первых, не учитывается изменение формы (структуры) излучаемого сигнала при рассеянии на звуковой посылке, во-вторых, не принимается во внимание зависимость энергии рассеянного радиосигнала от величины скорости звука.

2. Предложен следящий метод обработки рассеянных сигналов систем РАЗ, учитывающий преобразования, которым подвергается радиосигнал при распространении в локационном радиоакустическом канале и включает оптимальную линейную обработку получаемых оценок параметров атмосферы. Суть работы алгоритма заключается в вычислении корреляционных интегралов между принятой реализацией отраженного радиосигнала и парой опорных колебаний, сформированных с использованием функции рассеяния. Такой алгоритм обработки позволяет устранить систематические погрешности в измерении параметров атмосферы радиоакустическими системами, связанные с изменением параметра

расстройки условия Брэгга на трассе распространения зондирующих сигналов и повышает оперативность измерения параметров атмосферы.

3. Выполнен анализ свойств дискриминанта, что входит в состав следящего устройства. Показано, что форма дискриминационной характеристики устройства, зависит от видов зондирующих сигналов и определяется характеристиками пары текущих опорных сигналов устройства. В зависимости от значений параметров расстройки условия Брэгга и пары опорных сигналов может меняться как длина, так и крутизна линейного участка дискриминационной характеристики. При использовании простых зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими диапазон изменения оцениваемого параметра, в рамках которого алгоритм является работоспособным, составляет $[-0.1, 0.1]$, что соответствует диапазону изменения температуры воздуха 40°C

4. Предложено использовать метод оптимальной линейной фильтрации в системах РАЗ для обработки последовательности оценок параметров атмосферы. Показана его эффективность. Проведен анализ моделей оптимальной линейной фильтрации. Показано, что среди детерминированных и стохастических моделей в качестве модели изменяющегося параметра оптимального линейного фильтра системы РАЗ целесообразно использовать стохастическую модель с независимыми первыми приращениями.

5. Изучена параметрическая и структурная чувствительности оптимального линейного фильтра. В условиях неопределенности, при решении вопроса о том, какую модель изменения информационного параметра следует положить в основу оптимального линейного фильтра системы РАЗ, лучше ориентироваться на более «грубые» модели рассматриваемых процессов. В условиях неопределенности, при решении вопроса о том, какие значения параметров оптимального линейного фильтра системы РАЗ следует выбирать с целью обеспечения более эффективного процесса фильтрации, необходимо руководствоваться правилом выбора

значения параметра про «запас», когда выбранное значение параметра несколько больше реального - это лучше, чем когда выбранное значение параметра несколько меньше реального.

6. Предложен метод оценки потенциального качества результатов измерения параметров сигналов и атмосферы следящим методом, заключающийся в анализе сигнальной функции пары зондирующих акустического и электромагнитного колебаний.

Показано, что потенциальная точность измерения температуры предложенным методом зависит от значения параметра расстройки условия Брэгга, при котором формируется принятый радиосигнал. С увеличением значения параметра расстройки условия Брэгга потенциальная точность сначала растет, а затем имеет тенденцию к спаду. Рост потенциальной точности в начале обусловлен тем, что с увеличением параметра расстройки условия Брэгга наблюдается усложнение структуры рассеянного радиосигнала. Спад потенциальной точности после определенного значения параметра расстройки условия Брэгга связан с тем, что оцениваемый следящей системой РАЗ параметр является энергетическим и когда энергии опорного и отраженного сигналов становятся достаточно малыми, флуктуационная ошибка измерений становится значительной.

7. Показано, что для простых зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими при выполнении условия Брэгга в атмосфере, то есть когда параметр расстройки условия Брэгга $q_0 = 0$, точность оценок температуры воздуха, полученных при использовании предложенного метода и существующих, одинакова (дисперсия составляет $0,22 \text{ } ^\circ\text{C}^2$). Преимущество в точности оценок температуры воздуха предложенным методом проявляется при значениях параметра расстройки условия Брэгга q_0 отличных от нуля. В то время, как точность оценок температуры воздуха существующими методами становится хуже при росте q_0 , точность оценок предложенным

методом наоборот становится выше (дисперсия достигает значения $0.046 C^2$).

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Прошкин Е.Г. Современное состояние, проблемы и перспективы систем радиоакустического зондирования / Е.Г. Прошкин, В.М. Карташов, С.И. Бабкин, А.В. Волох // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. -техн. сб. – Харьков, 2007. – №125. – С. 5-16.
2. Прошкин Е.Г. Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Е.Г. Прошкин, С.И. Бабкин, Г.В. Груша, Н.Г. Максимова, В.М. Карташов и др. / Под ред. Б.Л. Кащеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина. – Харьков: ХНУРЭ: Бизнес Информ, 2002. - 426 с.
3. Oleynikov A. Possible use of television broadcasting signals for wind measurement by the meteor radiolocation method – main theoretical aspects and results of first experiments /V. Kukush, Ch. Jacobi1, A. Oleynikov // Rep. Inst. Meteorol. Univ. Leipzig .— 2011.— Band 48.— P. 59—72.
4. Wilczak J.M., Gossard E.E., Neff W.D. Ground-based remote sensing of the atmospheric boundary layer: 25 years of progress // Bound.-Layer Meteorol. - 1996. – Vol. 78, №3-4. - P. 321-349.
5. Довиак Р., Зрнич Д. Доплеровские локаторы и метеорологические наблюдения: Пер. с англ.- Л.: Гидрометеоиздат, 1988.- 503 с.
6. Тошенов Б.Т. Оптическое зондирование атмосферы / Б.Т. Тошенов, Т.П. Торопова, В.А. Ляджин и др. – Алма-Ата: Наука, 1985. - 108 с.
7. Литл К.Г. Акустические методы дистанционного зондирования атмосферы // ТИИЭР. – 1969. – Т.57, №4. – с. 222-230.
8. Степаненко В.Д. Радиолокация в метеорологии.- Л.: Гидрометеоиздат, 1973. - 244 с.
9. Рыжков А.В. Характеристики метеорологических РЛС // Зарубежная радиоэлектроника. - 1993. - №4. - С.29 - 34.
10. Карташов В.М. Анализ методов дистанционного измерения влажности атмосферного воздуха, основанных на акустической релаксации /

В.М. Карташов, С.И. Бабкин, С.В. Пашченко, А.В. Волох // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. -техн. сб. – Харьков, 2009. – №160. – С. 170 – 176.

11. Harris C.M. Absorption of sound in air versus humidity and temperature // J. Acoust. Soc. Amer. – 1966. – Vol. 40, №1. – P. 148 – 150.

12. Kartashov V.M. Analysis of remote atmospheric air humidity measurement methods based on acoustic relaxation phenomena / V.M. Kartashov, S.I. Babkin, S.V. Pashchenko, A.V. Volokh // Proc. 19th Int. Simpos. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). – Paris (France), 2010. – P. 123-126.

13. Обухов А.М. О рассеянии звука в турбулентном потоке // Доклады АН СССР. - 1941. - Т.30, №7. - С.611-614.

14. Обухов А.М. Турбулентность и динамика атмосферы. – Л.: Гидрометеиздат, 1988. – 413 с.

15. Татарский В.И. Теория флуктуационных явлений при распространении волн в турбулентной атмосфере. - М.: Изд. АН СССР, 1959. - 331 с.

16. Татарский В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. - М.: Наука, 1967. - 548 с.

17. Захаров В.М., Костко О.К. Метеорологическая лазерная локация. - М.: Гидрометеиздат, 1977. - 222 с.

18. Каллистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. - М.: Наука, 1985. - 200 с.

19. Прошкин Е.Г. Тридцать лет проблемной лаборатории зондирования атмосферы // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. -техн. сб. – Харьков, 2001. - №122. – С.3-4.

20. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. - Новосибирск: Наука, 1986. - 167 с.

21. Гурвич А. С., Кон А. И., Налбандян О. Г. и др. Методы радиоакустического зондирования атмосферы: Препр. / Ин-т физики атмосферы АН СССР. – М., 1976. – 43 с.

22. Гурвич А. С., Кон А. И., Налбандян О. Г. и др. Методы радиоакустического зондирования атмосферы: Препр. / Ин-т физики атмосферы АН СССР. – М., 1976. – 43 с.

23. Ульянов Ю.Н. Радиоакустическое ветровое зондирование атмосферного пограничного слоя: история развития и перспективы / Ю.Н. Ульянов, В.И. Ветров, Н.Г. Максимова // Вестник ХНУ – Харьков, 2003 – №756. - С. 27-32.

24. Steinhagen H. Ground-based remote sensing techniques for use in European observing systems // Extended abstracts of COST-76 Profiler Workshop. – Engelberg (Switzerland), 1997. - P.157 – 163.

25. Piringer M. The potential of additional vertical soundings to detect the flow and temperature structure in and around an urban area / M. Piringer, K. Baumann-Stanzer // Proc. 15th Int. Simpos. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). – Garmisch-Partenkirchen (Germany), 2006. – P. 118-119.

26. Карташов В.М. Анализ состояния и тенденций развития систем акустического зондирования атмосферы // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. -техн. сб. – Харьков, 2001.- №123.- С. 173-176.

27. Kartashov V.M. Analysis of current status of theory and practice of Radio-acoustic sounding systems / V.M. Kartashov, S.I. Babkin, A.V. Volokh // Proc. 17th Int. Simpos. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). – Riso National Laboratory (Denmark), 2008. – P. 107-110.

28. Каллистратова М.А. Применение акустической и радиоакустической локации в атмосферных исследованиях // Материалы семинара «Исследование пограничного слоя атмосферы над сушей и океаном акустическими методами». – М.: ИФА АН СССР, 1990. – С.7-14.

29. Kallistratova M.A. Progress in the practical use of sodar in the atmospheric research and current problems // Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Vienna (Austria), 1998. - P.88-94.

30. Marzorati A. Performances of a decimetric RASS for PBL temperature profile measurements / A. Marzorati, P. Marcacci, G. Bonino, P. Trivero, L. Grasso and R. Rossello // Extended abstracts of COST-76 Profiler Workshop. - Engelberg (Switzerland), 1997. - P.186-189.

31. Stefan Emeis Relations between mixing-layer height, low-level jets and cross-over heights – evaluations of SODAR and RASS measurements / Stefan Emeis // 16th International Symposium for the Advancement of Boundary-Layer Remote Sensing (ISARS). – Boulder, Kolorado, 2012. – P.6-8.

32. Kartashov V.M. The signal processing algorithms study of atmospheric radioacoustic sensing systems / V.M. Kartashov, D.N. Kulia // 16th International Symposium for the Advancement of Boundary-Layer Remote Sensing (ISARS). – Boulder, Kolorado, 2012. – P.252-254.

33. Карташов В.М. Анализ методов обработки сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы / В. М. Карташов, С. И. Бабкин, С. В. Пащенко, Д. Н. Куля // 4-й Международный радиоэлектронный форум "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития" МРФ-2011. – Т.1. Конф. "Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии" Ч.1. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011. – С. 241-243.

34. Карташов В.М. Синтез и анализ дискриминатора следящего устройства систем радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, Д.Н. Куля // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн. – техн. сб.– Харьков, 2012. – №171. – С. 234-239.

35. Карташов В.М. Анализ современного состояния теории и практики систем радиоакустического зондирования / В.М. Карташов, С.И. Бабкин, А.В. Волох, С.В. Пащенко, П.А. Яценко // 3-й Междунар. радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы» МРФ-2008. Сб. науч. трудов. Конференция «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации». – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2008. – Том I, часть 1. – С. 79-82.

36. Карташов В.М. Адаптивный выбор рабочих частот акустических локаторов / В.М. Карташов, В.И. Алехин // 3 Междунар. конф. «Теория и техника передачи, приема и обработки информации»: Тез. докл.- Харьков:ХТУРЭ, 1997.- С. 114.

37. Карташов В.М. Частотная адаптация акустических локаторов к помеховым условиям // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. -техн. сб.- Харьков, 1998.- №105.- С.80-84.

38. Бовшеверов В.М. О точности радиоакустического зондирования / В.М. Бовшеверов, Г.А. Карюкин // Труды 5-го Всесоюз. совещ. по радиометеорологии. - М.: Гидрометеиздат, 1981.- С.276-281.

39. Gorsdorf U. About the accuracy of temperature measurements with RASS // Meteorol. - 1998. - Vol. 7, №5. - P.241-247.

40. Gorsdorf U. Enhanced accuracy of RASS-measured temperatures due to an improved range correction / U. Gorsdorf, V. Lehmann // J. Atmos. Ocean Tech. - 2000. - Vol. 17, №4 - P.406-416.

41. Gorsdorf U. Some results of experimental investigation of the RASS-measured temperature accuracy / U. Gorsdorf, I.V. Petenko // Proc. 9th Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans (ISARS). - Vienna (Austria), 1998. - P.160-163.

42. Карюкин Г.А. Влияние ветра на работу систем радиоакустическую зондирования атмосферы // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. - 1982. - Т.18, №1.- С.38-45.

43. Способ управления частотой электромагнитного излучения при радиоакустическом зондировании атмосферы: А.с. 1130809 СССР, МКИ⁴ G 01 S 13/95, G 01 W 1/04 / О. А. Тарасенко (СССР). - №3645111; Заявлено 23.09.83; Зарегистр. 23.12.84. - 3 с.

44. Kartashov V.M. Radio signals scattered by an acoustic wave packet: details of processing // Telecommunications and Radio Engineering.- New York, 1997.- Vol. 51, №5.- P. 40-43.

45. Карташов В.М. Функции рассеяния сигналов систем зондирования атмосферы // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. –техн. сб. – Харьков, 2001. – №118. – С. 61-65.

46. Макарова Т.И. Частотный способ настройки на условие синхронизма при радиоакустическом зондировании атмосферы // 6-й Всесоюз. симпоз. по лазерному и акустическому зондированию атмосферы: Тез. докл. - Ч.2. - Томск: ТФСО АН СССР, 1980. - С.207-210.

47. Карташов В.М., Алехин В.И Алгоритм управления частотами зондирующих сигналов в системах радиоакустического зондирования атмосферы/ Харьковск. ин-т радиоэлектроники. - Киев, 1994. -11 с. - Рус. - Деп. в ГНТБ Украины 06.07.94г., №1729-Ук 94.

48. Bonino G. Automatic tuning of Bragg condition in a radio-acoustic system for PBL temperature measurement / G. Bonino, P. Trivero // Atmos. Environ. - 1985. - Vol.19, №8. - P.973-978.

49. Печенин В.В. Реконструкция радиолокационного изображения протяженного объекта, наблюдаемого двумя радиотехническими системами / В.В. Печенин, А.И. Кравченко // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2010. - №4(45). – С.16-20.

50. Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы непрерывным звуковым излучением / А.И. Кон, О.Г. Налбандян // Изв. АН СССР. Физика атмосфера и океана. - 1978.- Т.14, №8.- С.824-836.

51. Кон А.И. Частотный спектр рассеянного сигнала при радиоакустическом зондировании атмосферы / А.И. Кон, В.И. Татарский // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана.- 1980. - Т.16, № 3. - С. 219-228.

Азизян Г.В. О частотном спектре рассеянного сигнала в системах радиоакустического зондирования атмосферы // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана.- 1981.- Т.17, №8. - С. 883-886.

52. Алёхин В.И., Карташов В.М. Многоканальный метод радиоакустического зондирования атмосферы / Харьковский институт

радиоэлектроники.- Киев, 1988.- 12 с. - Деп. в УкрНИИТИ 08.09.88 г., № 2254 - Ук 88.

53. Карташов В.М. Анализ зондирующих радиоакустических сигналов с использованием тел рассеяния // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. -техн. сб. – Харьков, 2002.- №124.- С. 95-99.

54. Карташов В.М. Особенности рассеяния радиоволн на сложных акустических сигналах при радиоакустическом зондировании атмосферы / В.М. Карташов, С.В. Пащенко, Д.Н. Куля, М.В. Кушнир // Восточно-Европейский ЖУРНАЛ передовых технологий – Харьков, 2012. – № 4/9(58). – С. 64-68.

55. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации / Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков, И.Н. Бусыгин и др. // Под ред. Я.Д. Ширмана. - М.: Сов. радио, 1970.- 560 с.

56. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов.- М.: Радио и связь, 1983. - 320с.

57. Фалькович С.Е Статистическая теория измерительных радиосистем / С.Е. Фалькович, Хомяков Э.Н. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с.

58. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

59. Карташов В.М. Модели и методы обработки сигналов систем радиоакустического и акустического зондирования атмосферы.- Харьков: ХНУРЭ, 2011.- 233 с.

60. Карташов В.М. Анализ сигналов, рассеянных когерентными неоднородностями среды/ В.М. Карташов, Пащенко С.В.//Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. – техн. сб. – Харьков.-2010.-№163-С.248-255.

61. Макарова Т.О. О нелинейном поглощении звука в задачах акустического и радиоакустического зондирования атмосферы Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1980. – Т.16, №2.-С.195-197.

62. Карташов В.М. Тела неопределенности зондирующих сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, А.В. Волох, В.В. Родионова // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн. – техн. сб.– Харьков, 2007. – №150. – С. 94-99.

63. Карташов В.М. Розвиток теорії та удосконалення систем радіоакустичного і акустичного зондування атмосфери. Автореферат дис. д-ра техн. наук - Харків, 2003.- С.13-14.

64. Белавин О.В. Радиотехнические средства самолетовождения. Оборонгиз, 1956.

65. Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч-Бруевич А.М. Радиотехнические системы / А.И. Дымова, М.Е. Альбац, А.М. Бонч-Бруевич // Под ред. А.И. Дымовой. Учебник для вузов. М., «Сов. радио», 1975, с 114.

66. Патент на винахід № 97612. Україна. МПК G01S 13/95. Спосіб радіоакустичного зондування атмосфери для реєстрації вертикального профілю температури / В.М.Карташов, С.І. Бабкин, Д.М. Куля. – № а 2012 02556; Заявлено 03.03.2012; Опублік. 10.04.2014, Бюл.№7. – 7. іл.

67. Патент на винахід № 105052. Україна. МПК G01S 13/95. Спосіб радіоакустичного зондування атмосфери для реєстрації вертикального профілю температури / В.М.Карташов, С.І. Бабкин, С.В. Пашенко, Д.М. Куля. – № а 2011 07002; Заявлено 03.06.2011; Опублік. 27.02.2012, Бюл.№4. – 5. іл.

68. Карташов В.М. Обробка сигналів у радіоелектронних системах дистанційного моніторингу атмосфери / В.М. Карташов, С.И. Бабкин, Д.Н. Куля и др. // Монографія. – Харьков, 2014. – С. 9-67.

69. Карташов В.М. Синтез дискриминатора систем радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, Д.Н. Куля // 22-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Материалы конференции. – Севастополь 2012. – С. 1041-1042.

70. Карташов В.М. Корреляционная обработка сигналов системы температурного радиоакустического зондирования атмосферы/

В.М. Карташов, С.И Бабкин., Д.Н. Куля // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн. – техн. сб.– Харьков, 2012. – №170. – С. 106–111.

71. Карташов В.М. К вопросу о возможности регистрации влажности воздуха при корреляционной обработке сигналов системы радиоакустического зондирования / В.М. Карташов, С.И Бабкин., Д.Н. Куля // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн. –техн. сб. – Харьков, 2013. – №172. – С. 67-71.

72. Карташов В.М. Алгоритм автосопровождения изменений информационного параметра сигнала радиоакустических систем / В.М. Карташов, Д.Н. Куля, С.В. Пашенко // Восточно-Европейский ЖУРНАЛ передовых технологий – Харьков, 2012. – № 4/9(58). – С. 57-61.

73. Kartashov V.M. On the Possibility of Registration of Humidity at the Correlation Signal Processing Systems for Radio Acoustic Sounding / V.M. Kartashov, S.I. Babkin , D.N. Kulya // Telecommunications and Radio Engineering – New York, 2014. – №73(14). – P. 1293-1300.

74. Карташов В.М. Синтез и анализ дискриминатора следящего устройства систем радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, Д.Н. Куля // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн. – техн. сб.– Харьков, 2012. – №171. – С. 234-239.

75. Карташов В.М. Анализ и синтез алгоритмов обработки сигналов в системах радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, Д.Н. Куля, М.В. Кушнир // Радиотехнические и телекоммуникационные системы – г. Муром, Россия, 2013. – №4(12). – С. 63-68.

76. Kartashov V.M. Synthesis and Analysis of the Tracking Device Discriminator of the Atmosphere Radio Acoustic Sounding Systems / V.M. Kartashov, D.N. Kulya // Telecommunications and Radio Engineering – New York, 2014. – №73(5). – P. 467-474.

77. Куля Д.Н. Следящий алгоритм систем радиоакустического зондирования атмосферы/ Д.Н.Куля // 8-я международная молодежная НТК «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ - 2012». – Севастополь: севНТУ, 2012. – С. 86.

78. Куля Д.Н. Особенности следящей системы радиоакустического зондирования атмосферы / Д.Н.Куля // 16-й Международный молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. мат. форума Т.3. – Харьков: ХНУРЭ. 2012. – С. 122-123.

79. Куля Д.Н. Особенности обработки сигналов в современных системах радиоакустического зондирования атмосферы / Д.Н. Куля // Материалы X Международной Школы молодых ученых «Физика окружающей среды» им. А.Г.Колесника. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2012. – С. 163-165.

80. Карташов В.М. Метод управления параметрами систем радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, М.В. Кушнир, Д.Н. Куля // Физика. Ежемесячный научный журнал. –Томск, 2013. – Т.56.№9/2 – С. 206-208.

81. Первачев С.В., Валуев А.А., Чиликин В.М. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. М., «Сов. радио», 1973, 488 с.

82. Кривицкий Б.Х. Автоматические системы радиотехнических устройств М., Госэнергоиздат, 1962.

83. Справочник по радиоэлектронике. Т.3. Под ред. А.А. Куликовского. М., «Энергия», 1970.

84. Кантор Л.Я. Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ сигналов. М, «Связь», 1967.

85. Сиверс А. П., Радиолокационные приемники. М., «Сов. радио», 1959.

86. Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Фазовая автоподстройка частоты. М., «Связь», 1966.

87. Капланов М. Р., Левин В. А. Автоматическая подстройка частоты. М., Госэнергоиздат, 1962.

88. Максимов М. В., Горгонов Г. И. Радиоуправление ракетами. М, «Сов. радио», 1964.

89. Леонов А. И., Фомичев К. И. Моноимпульсная радиолокация. М., «Сов. радио», 1970.
90. Граничин О.Н. Введение в методы стохастической оптимизации и оценивания: Учеб.пособие. СПб.: Издательство С.-Петербургского университета. 2003. – 131с.
91. Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем: Учеб.пособие для вузов.– М.Радио и связь, 1987. – 320 с.
92. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Радио и связь, 1986. – 352с.
93. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. – М., «Сов. радио»,1974. – 432с.
94. Брайсон А., Хо-юши. Прикладная теория управления: Пер. с англ. / Под. ред. М.А. Летова. – М.: Мир, 1972. – 544 с.
95. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении: Пер. с англ. / Под. ред. Б.Р. Левина. – М.: Связь, 1976. – 496 с.
96. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решений некорректных задач. – М.: Наука, 1979. – 285 с.
97. Рябова-Орешкова А.П. Исследование рекуррентных фильтров с ограниченной памятью. – Изв. АН СССР. Техн. Кибернетика, 1974, №5, С. 173. –187.
98. Лайниотис Д. Разделение – единый метод построения адаптивных систем. – ТИИЭР, 1976, т. 64, №8, С. 8-27.
99. Карташов В.М. Выбор модели изменения скорости звука для оптимального линейного фильтра систем радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, Д.Н. Куля, М.В. Кушнир, Е.Г. Толстых // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн. –техн. сб. – Харьков, 2013. – №173. – С. 63-68.
100. Kartashov V.M. Selection of the Model for Varying Speed of Sound for the Optimal Linear Filter of Atmosphere Radio Acoustic Sounding Systems /

V.M. Kartashov, D.M. Kulia, M.V. Kushnir, E.G. Tolstyh // Telecommunications and Radio Engineering – New York, 2014. – №73(9). – P. 803-812.

101. Куля Д.Н. Линейная оптимальная фильтрация оценок скорости звука в системах радиоакустического зондирования атмосферы / Д.Н.Куля // 17-й Международный молодёжный форум «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». Сб. мат. форума Т.3. – Харьков: ХНУРЭ. 2013. – С. 122-123.

102. Карташов В.М. Использование алгоритма оптимальной линейной фильтрации для обработки результатов измерений систем радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, Д.Н. Куля, М.В. Кушнир // Физика. Ежемесячный научный журнал. –Томск, 2013. – Т.56.№9/2 – С. 232-234.

103. Карташов В.М. Особенности обработки результатов измерений систем радиоакустического зондирования атмосферы с использованием фильтра Калмана / В.М. Карташов, Д.Н. Куля, М.В. Кушнир // 23-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Материалы конференции. – Севастополь 2013. – С. 1136-1137.

104. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.

105. Куликов Е.И., Вопросы оценок параметров сигналов при наличии помех, Изд-во «Советское радио», 1969.

106. Миддлтон Д., Введение в статистическую теорию связи, II, Изд. Советское радио, 1962.

107. Левин Б.Р., Теоретические основы статистической радиотехники, II, Изд. Советское радио, 1968.

108. Нахмансон Г.С., Оценка параметра радиосигнала с помощью дискриминатора / Г.С. Нахмансон, А.А. Трифонов // Изв. Вузов СССР – Радиоэлектроника, 1970, 13, №10, с. 1213.

109. Kartashov V.M. The signal processing algorithms study of atmospheric radioacoustic sensing systems / V.M. Kartashov, D.N. Kulia // 16th International Symposium for the Advancement of Boundary-Layer Remote Sensing (ISARS). – Boulder, Kolorado, 2012. – P.252-254.

110. Бабкин С.И. Анализ погрешностей регистрации профилей температуры воздуха доплеровским и корреляционным способами. // Радиотехника. Всеукр. межвед. научно-техн. сб.- Харьков: ХНУРЕ - 2012. Вып. , с. 14.

111. Куля Д.Н. Анализ показателей качества систем радиоакустического зондирования атмосферы // Радиотехника. 15-й Юбилейный Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Сб. материалов форума Т.3. – Харьков, ХНУРЭ, 2011. – с. 185 – 186.

112. Карташов В.М. Потенциальная точность оценки информационного энергетического параметра сигнала в системах радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, Д.Н. Куля, Е.Г. Толстых // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн. –техн. сб. – Харьков, 2015. – 182. – С. 13-18.

Приложение А.

Акты реализации диссертационных исследований

УТВЕРЖДАЮ



Первый проректор ХНУРЭ
Ключник И.И.

03 2016 г.

АКТ

о внедрении в НИЧ ХНУРЭ
результатов диссертационной работы Кули Д. Н.

Комиссия в составе председателя – заведующего кафедрой «Радиоэлектронные системы» проф. Карташова В. М. и членов комиссии – проф. Олейникова В. Н. и доцента Шейко С. А. подтверждает, что в НИЧ Харьковского национального университета радиоэлектроники при выполнении г/б НИР № 260 «Дослідження потенційних можливостей ефективного функціонування мережевих реконфігурованих інформаційно-вимірювальних систем екологічного моніторингу» (№0111U002903, 01.01.11 – 31.12.13 гг. выполнения), использованы научные и практические результаты, полученные в кандидатской диссертации Кули Д. Н.:

1. Следящий алгоритм обработки рассеянных радиосигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы, позволяющий повысить качество и оперативность получения оценок информационных параметров.
2. Методика оценки потенциальной точности измерения параметров атмосферы, которая позволяет оценить эффективность использования различных видов зондирующих колебаний без необходимости проведения физических экспериментов.
3. Результаты анализа моделей информационных процессов в алгоритмах оптимальной линейной фильтрации, используемых в системах радиоакустического зондирования атмосферы.

Применение научных и практических результатов диссертационной работы Кули Д. Н. позволило повысить точность оценки информативных параметров атмосферы и оперативность работы систем радиоакустического зондирования.

Председатель комиссии

В. М. Карташов

Члены комиссии:

В. Н. Олейников

С. А. Шейко



УТВЕРЖДАЮ

Первый проректор ХНУРЭ
Ключник И.И.

03 2016 г.

АКТ
о внедрении в учебный процесс
результатов диссертационной работы Кули Д. Н.

Комиссия в составе председателя – заведующего кафедрой «Радиоэлектронные системы» проф. Карташова В. М. и членов комиссии – проф. Олейникова В. Н. и доцента Шейко С. А. подтверждает, что в Харьковском национальном университете радиоелектроники на кафедре радиоэлектронных систем использованы в учебном процессе научные и практические результаты, полученные в кандидатской диссертации Кули Д. Н.:

1. Метод следящей обработки сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы (РАЗ).
2. Модели информационных процессов для алгоритмов оптимальной линейной фильтрации оценки параметров атмосферы системами РАЗ.
3. Методика анализа потенциальной точности измерения параметров атмосферы следящим методом при использовании различных видов зондирующих сигналов.

Научные и практические положения диссертации являются основой 4 дипломных проектов и работ, 2 магистерских работ, выполненных студентами специальности «Аппаратура радиосвязи радиовещания и телевидения».

Председатель комиссии

В. М. Карташов

Члены комиссии:

В. Н. Олейников

С. А. Шейко

03/16