

**ОБРАБОТКА
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ
СИГНАЛОВ** **В СЛОЖНЫХ
ДИНАМИЧЕСКИХ
УСЛОВИЯХ**

И. И. ГОРБАНЬ



**НАЦИОНАЛЬНАЯ АКАДЕМИЯ НАУК УКРАИНЫ
ИНСТИТУТ ГИДРОМЕХАНИКИ
ИНСТИТУТ ПРОБЛЕМ МАТЕМАТИЧЕСКИХ
МАШИН И СИСТЕМ**

**ГОСПОТРЕБСТАНДАРТ УКРАИНЫ
УКРАИНСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ И УЧЕБНЫЙ
ЦЕНТР ПРОБЛЕМ СТАНДАРТИЗАЦИИ, СЕРТИФИКАЦИИ И
КАЧЕСТВА**

И.И. Горбань

**Обработка
гидроакустических сигналов
в сложных динамических условиях**

**Киев
Наукова думка
2008**

УДК 621.391.1: 681.883.3

Монография посвящена описанию теории пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов с учетом сложного перемещения антенны в пространстве, помех и особенностей среды распространения колебаний, а также теории быстрой многоканальной обработки гидроакустических сигналов.

Для специалистов, занимающихся разработкой методов и алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов, программистов, реализующих алгоритмы многоканальной обработки сигналов, а также разработчиков гидроакустических и радиолокационных систем.

Монографія присвячена опису теорії просторово-часової обробки гідроакустичних сигналів з урахуванням складного переміщення антени у просторі, завад і особливостей середовища розповсюдження коливань, а також теорії швидкої багатоканальної обробки гідроакустичних сигналів.

Для фахівців, які займаються розробкою методів і алгоритмів просторово-часової обробки сигналів, програмістів, що реалізують алгоритми багатоканальної обробки сигналів, а також розробників гідроакустичних і радіолокаційних систем.

Рецензенты:

- академик НАН Украины, профессор В.Т. Гринченко,*
- член-корреспондент НАН Украины, профессор А. А. Морозов,*
- д.ф.-м.н., профессор И.В. Вовк,*
- д.т.н., профессор А.М. Резник*

*Рекомендована к публикации
ученым советом Института гидромеханики НАН Украины
(протокол №2 от 07.02. 2008),
ученым советом Института проблем математических машин и
систем НАН Украины (протокол № 5 от 27.02. 2008)*

**Научно-издательский отдел физико-математической и
технической литературы**

Редакторы Шевчук О.Н., Тимчик С.Г.

ISBN 978-966-00-0752-9

© И.И. Горбань, 2008

Вступительное слово

Перед Вами монография известного ученого доктора технических наук, профессора Горбаня Игоря Ильича. Значительная часть его исследований относится к такой интересной и практически важной области прикладной физики как гидроакустика.

В большом списке научных и инженерных проблем гидроакустики особое место занимают вопросы обработки гидроакустических сигналов. Методы обработки, основанные на глубоком знании физических особенностей формирования сигналов, распространения их в океане и приема, позволяют существенно повысить эффективность гидроакустических средств.

В начале 80-х годов И.И. Горбань выдвинул гипотезу о возможности совершенствования мобильных гидроакустических средств за счет оптимизации обработки сигналов в условиях сложных перемещений антенн в пространстве, вызываемых волнением океана и нестабильностью движения носителя. Ему удалось доказать, что морская качка, традиционно рассматриваемая как дестабилизирующий фактор, мешающий работе, может быть эффективно использована для улучшения характеристик гидроакустических станций.

Для воплощения этой неординарной идеи в жизнь он провел комплекс теоретических и экспериментальных исследований, итогом которых стали теория пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов в сложных динамических условиях и теория быстрой многоканальной обработки сигналов. Результаты его научной работы использованы при построении ряда современных гидроакустических станций.

Основные идеи формулировались и развивались автором применительно к гидроакустике. Однако глубина проработки вопросов и степень их обобщения обуславливают полезность полученных результатов для решения многих проблем, связанных с обработкой радиолокационных и других типов сигналов в сложных динамических и помеховых условиях. Поэтому считаю, что книга будет интересна не только для специалистов-гидроакустиков, но и для широкого круга ученых, работающих в смежных областях.

Академик
Национальной академии наук
Украины, профессор



В.Т. Гринченко

Биографическая справка

Горбань Игорь Ильич – доктор технических наук, профессор. Родился 30 августа 1952г. в г. Киеве. В 1975 г. закончил Киевский политехнический институт по специальности «гидроакустика», в 1978 г. – аспирантуру по той же специальности.

Кандидатскую диссертацию защитил в 1980 г. в ЦНИИ «Морфизприбор», докторскую – в 1991 г. в Институте кибернетики АН УССР. В 1989 г. ему присвоено ученое звание старшего научного сотрудника, а в 2000 г. – профессора.

До 1992 г. работал в Киевском НИИ гидроприборов, участвовал в проведении ряда опытно-конструкторских и научно-исследовательских работ. Был первым заместителем Главного конструктора гидроакустической станции (ГАС) с гибкой протяженной буксируемой антенной (ГПБА), ответственным за алгоритмическое обеспечение станции, Главным конструктором опытно-конструкторской работы по созданию ГАС с ГПБА на оптической элементной базе, научным руководителем двух Тихоокеанских научных экспедиций по изучению гидроакустических сигналов.

С 1992 г. 12 лет работал в Институте проблем математических машин и систем НАН Украины в должности главного научного сотрудника, затем заместителя директора по научной работе. Занимался разработкой алгоритмического обеспечения для радиолокационной станции. С 2004 г. работает в УкрНИУЦ Госпотребстандарта Украины в должности заместителя Генерального директора по научной работе.

Активно занимается научной, научно-педагогической и научно-организационной работой. Был научным руководителем нескольких научно-исследовательских работ, преподавал в Киевском институте военно-воздушных сил, на протяжении ряда лет являлся членом экспертного совета ВАК Украины. Руководит научной работой аспирантов, является членом специализированных советов по защите докторских диссертаций, членом редколлегий научных журналов, членом международных обществ, в том числе Акустического общества Америки (ASA), Института инженеров в области электротехники и электроники (IEEE) и др.

Является автором трех теорий: *теории пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов в сложных динамических условиях*, *теории быстрой многоканальной обработки гидроакустических сигналов* (их изложению посвящена настоящая монография) и *физико-математической теории гиперслучайных явлений* (ее описанию посвящена монография [53]).

Результаты исследований Горбаня И.И. опубликованы более чем в 150 научных трудах, в том числе 7 книгах, и внедрены в ряде гидроакустических станций.

ВВЕДЕНИЕ

Начало построения теории обработки сигналов связано с бурным развитием радиолокационной техники после Второй мировой войны. Радиолокационные станции того периода были очень несовершенными. Для повышения их эффективности требовалась теория, учитывающая особенности сигналов и действующих помех. Основные принципы такой теории были сформированы в середине прошлого столетия.

В конце 50-х годов возрос интерес к гидроакустике. Задачи, решаемые радиолокационными и гидроакустическими средствами, схожи, поэтому при построении гидроакустических станций вначале пытались опереться на теорию, разработанную для радиолокации. Однако вскоре выяснилось, что возможности использования этой теории для построения гидроакустических систем крайне ограничены. Связано это с тем, что в гидроакустике среда распространения сигналов существенно более неоднородная, чем в радиолокации. Это приводит к выраженному многомодовому распространению сигналов в диапазоне низких частот и многолучевому распространению сигналов в диапазоне средних и высоких частот. Кроме того, помехи в гидроакустике существенно более разнообразные, чем в радиолокации.

На протяжении 60 – 70-х годов особое внимание уделялось изучению Мирового океана и разработке специфических методов и алгоритмов обработки сигналов. В результате была сформирована разветвленная теория пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов, учитывающая пространственно-временные особенности сигналов, помех и неоднородность среды распространения колебаний. Эта теория нашла широкое применение на практике и до сих пор служит теоретической базой построения гидроакустических средств.

Следует отметить, что подавляющее большинство гидроакустических систем работает в сложных динамических условиях. В результате волнения океана, подводных течений, движения носителя и других дестабилизирующих факторов антенны этих систем постоянно меняют свое местоположение и ориентацию в пространстве. Некоторые из них, например гибкие протяженные буксируемые антенны (ГПБА), могут изменять форму в процессе работы. Перемещения антенны и ее элементов,

как правило, столь значительны, что игнорировать движение нельзя.

Поэтому в интересах создания совершенных мобильных гидроакустических средств активно велись и продолжают вестись исследования по изучению динамических эффектов и их учету. В результате этих работ разработаны специальные методы обработки сигналов, учитывающие равномерное прямолинейное перемещение антенны [167, 176, 199, 200, 203, 205], равномерное прямолинейное перемещение антенны и лоцируемого объекта [172, 173, 190], движение антенны при циркуляции носителя [206], изменение формы ГПБА при буксировке [166, 174, 182, 185, 188] и пр. Исследована точность измерения параметров сигнала при равномерном прямолинейном движении антенны [170, 193, 197], разработаны модели поведения буксируемых тел и ГПБА при буксировке [114,165], предложены методы электронной стабилизации характеристик направленности при сложном перемещении антенны в пространстве [108, 194] и получено много других важных результатов по целому ряду вопросов.

В 80 – 90-х годах автором монографии была разработана теория пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов, учитывающая в комплексе сложное движение антенн, особенности гидроакустических сигналов, помех и среды распространения колебаний. Основные результаты опубликованы в статьях [49, 50, 51, 180, 181], курсе лекций [179] и монографии [178].

Из новой теории следует ряд неожиданных и парадоксальных, на первый взгляд, результатов, в частности, следующих:

- сложное движение антенны, вызываемое волнением океана, создает предпосылки для повышения точности измерения частотно-угловых параметров сигналов и помехоустойчивости систем пространственно-временной обработки;
- при сложном движении антенны потенциальная точность измерения угловых параметров сигнала определяется не размерами антенны, как в статических условиях, а размерами области, в которой перемещается антенна;
- повышение точности измерения угловых параметров сигнала оказывается возможным даже в том случае, когда

неизвестны частота сигнала или доплеровский сдвиг частоты;

- возможно целенаправленное использование движения антенны для решения задач, которые не могут быть решены в статических условиях, например, устранение неоднозначности определения направления прихода сигнала при применении линейной антенны и др.

Стало ясно, что волнение океана, традиционно рассматриваемое как выраженный дестабилизирующий фактор, может способствовать *улучшению* характеристик гидроакустических станций. Это привело к формированию взамен общепринятой стратегии борьбы с дестабилизирующими факторами новой стратегии *использования* дестабилизирующих факторов в интересах повышения потенциала гидроакустических средств.

Как правило, алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов для подвижных антенн значительно сложнее, чем для неподвижных. Количество каналов, по которым необходимо проводить такую обработку, достигает сотен тысяч и более. Реализация сложной обработки по столь большому числу каналов – серьезная проблема. Перспективным путем ее решения является использование высокоэкономичных в вычислительном отношении быстрых алгоритмов, таких как быстрое преобразование Фурье (БПФ) и быстрая свертка.

В 60 – 70-х годах для статических линейных и кольцевых антенн были предложены [202, 171] на основе БПФ и быстрой свертки быстрые алгоритмы формирования веера характеристик направленности. Основная сложность применения таких алгоритмов для многоканальной пространственно-временной обработки сигналов в более сложных случаях заключается в том, что требуемые для обработки сигналов преобразования существенно отличаются от преобразования Фурье или свертки. К тому же, в динамических условиях тип преобразования постоянно меняется.

Автору удалось решить эту проблему в 80-х годах и построить теорию быстрой многоканальной пространственно-временной обработки сигналов для антенн сложной конфигурации и подвижных антенн. Основные результаты опубликованы в статьях [46, 45], курсе лекций [179] и монографии [178].

Новые подходы позволяют уменьшить вычислительные затраты при сложной многоканальной пространственно-временной обработке сигналов (в частности, обработке в сложных динамических условиях) в сотни и даже тысячи раз.

Цель монографии – дать развернутое описание теории пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов, учитывающей сложное перемещение антенны в пространстве и особенности сигнала, помех и среды распространения колебаний, а также теории быстрой многоканальной пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов.

Изложение материала в книге ведется с учетом следующих предположений:

- антенна может сложным образом перемещаться в пространстве в трех измерениях с переменной скоростью и поворотами и даже менять свою форму;
- местоположение всех элементов антенны известно в любой момент времени (рассчитывается или измеряется с помощью специального оборудования);
- в общем случае среда неоднородная и функции Грина, описывающие особенности распространения в среде сигналов и помех, известны с точностью до некоторых параметров;
- сигналы и помехи имеют стохастическую природу.

Следует отметить, что корректность последнего предположения представляется в настоящее время дискуссионной. Безусловно, стохастические модели играли и будут играть важную роль при описании реального мира. Во многих случаях они дают адекватное описание физических явлений. Однако, по сегодняшним представлениям автора, все физические величины, процессы и поля, обычно рассматриваемые как стохастические явления, в действительности имеют более сложную, гиперслучайную природу, и поэтому более адекватно описываются гиперслучайными моделями. Читатели, желающие познакомиться с разрабатываемой автором физико-математической теорией гиперслучайных явлений, могут обратиться к его статьям [48, 47] и монографии [53].

* * *

Настоящая монография написана на основе оригинальных теоретических и экспериментальных исследований автора. Результаты работы использованы при построении ряда гидроакустических станций.

Книга является обновленной версией курса лекций [179], подготовленного и прочитанного автором в 1998 г. в рамках конференции Ocean'98, организованной Институтом инженеров в области электротехники и электроники (IEEE).

Она состоит из двух частей и приложений. Первая часть посвящена теоретическим вопросам комплексной оптимизации пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов и состоит из трех глав, вторая – быстрым методам и алгоритмам многоканальной обработки и состоит из двух глав.

В главе 1 приведены простейшие динамические модели, общая характеристика гидроакустических условий, формализованное описание антенн, а также модели принимаемых колебаний, сигналов и помех. В главе 2 описаны методы пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов для сложных динамических условий. Глава 3 посвящена точности измерения частотно-угловых параметров сигналов в сложных динамических условиях и помехоустойчивости систем пространственно-временной обработки.

В главах 4 и 5 рассмотрены два быстрых метода многоканальной пространственно-временной обработки, требующие малых вычислительных затрат.

В приложениях приведены результаты оригинальных исследований эффекта Доплера [54] и законов Снеллиуса [52, 55] в сложных динамических условиях, обобщенные характеристики волнения моря и параметры качки, методы описания поворотов антенны при волнении океана, а также некоторые обобщенные результаты исследований шумовых характеристик кораблей и судов.

В список литературы включены работы отечественных и зарубежных авторов, использованные при подготовке монографии.

* * *

Книга может представлять интерес для специалистов, работающих над проблемой оптимизации пространственно-временной обработки сигналов, программистов, реализующих

алгоритмы многоканальной пространственно-временной обработки сигналов, и разработчиков гидроакустических и радиолокационных систем.

Книга ориентирована на читателей, имеющих базовые знания по прикладной гидроакустике и обработке сигналов в объеме типовых курсов технических университетов.

* * *

С благодарностью автор вспоминает своих учителей, прежде всего профессора Н.Г. Гаткина, Н.Б. Якубова, Генерального конструктора ГАК профессора О.М. Алещенко, а также сотрудников Киевского НИИ гидроприборов, его Генерального директора Бурау Ю.В., сотрудников ЦНИИ «Морфизприбор», Акустического института АН СССР, ЦНИИ «Атолл» и Тихоокеанского океанологического института Дальневосточного научного центра АН СССР, многолетняя совместная работа с которыми способствовала становлению его как специалиста, ученого и конструктора.

С чувством глубокой скорби вспоминает недавно ушедшего из жизни талантливого конструктора и ученого, замечательного человека и близкого друга – Главного конструктора ГАС Божка Юрия Дмитриевича, с которым автор имел счастье проработать более десяти лет.

Автор благодарен рецензентам – академику НАН Украины В.Т. Гринченко, члену-корреспонденту НАН Украины А.А. Морозову, профессору И.В. Вовку и профессору А.М. Резнику за критические замечания и конструктивное обсуждение монографии, а также профессору В.П. Клименко и генеральному директору ГП «УкрНИУЦ» кандидату технических наук А.Д. Цицилиано.

Автор выражает признательность Г.Р. Войцеховской и Ю.С. Курскому, принимавших активное участие в подготовке книги к изданию.

* * *

Замечания и рекомендации можно направлять по адресу

ГП «УкрНИУЦ»

ул. Святошинская 2, Киев, 03115, Украина.

E-mail: gorban@ukrndnc.org.ua

ЧАСТЬ 1

ТЕОРИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СЛОЖНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ

ГЛАВА 1

ИСХОДНЫЕ МОДЕЛИ

1.1. Простейшие динамические модели

Динамические условия работы гидроакустических систем существенно сказываются на их потенциале. Для получения представления о влиянии движения приемной антенны на возможности систем пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС) рассмотрим несколько простейших моделей.

Модель 1. Одиночный ненаправленный приемный элемент движется в фиксированном направлении с постоянной скоростью v (рис. 1.1). Плоская волна с частотой f_0 приходит из неизвестного направления под углом α . Эта волна вызывает в приемном элементе колебание с доплеровской частотой

$$f_d = f_0 \left(1 + \frac{v}{c} \cos \alpha \right), \quad (1.1)$$

где c – скорость звука в среде.

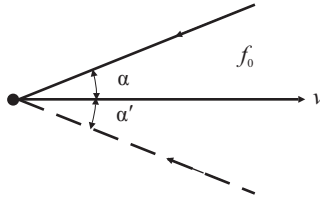


Рис. 1.1. Геометрическая интерпретация модели 1

Если частота принимаемого колебания f_0 и скорости v и c известны, то, измерив доплеровскую частоту f_d , можно определить угол α :

$$\alpha = \arccos \left[\frac{c}{v} \left(\frac{f_d}{f_0} - 1 \right) \right]. \quad (1.2)$$

Точность измерения угла α зависит от величины скорости v (от апертуры L – расстояния, проходимого приемным элементом за время наблюдения T): с увеличением скорости v точность возрастает.

Приведенный метод измерения угла прихода сигнала лежит в основе широко известных классических систем обработки сигналов с синтезированием апертуры.

Основным достоинством таких систем является то, что они обеспечивают высокую точность измерения направления прихода сигнала при использовании антенн малых геометрических размеров, слабонаправленных или вовсе ненаправленных. Однако они имеют существенный недостаток: измерение угла α возможно лишь при известной частоте сигнала f_0 . Если частота f_0 неизвестна, то определить угол α нельзя. Как видно из выражения (1.1), в этом случае бесконечное множество комбинаций значений (f_0, α) вызывает одно и то же значение доплеровской частоты f_d .

Возможность работы лишь в условиях, когда частота сигнала известна априорно, серьезно ограничивает применение классических систем с синтезированием апертуры.

Ситуация, однако, существенно меняется, когда скорость приемного элемента переменна во времени по величине или направлению. Тогда доплеровская частота также меняется.

Рассмотрим простейшую динамическую модель с переменной скоростью движения приемного элемента.

Модель 2. Пусть приемный элемент перемещается в фиксированном направлении с переменной по величине скоростью $v(t)$. Тогда плоская гармоническая волна с частотой f_0 регистрируется на выходе приемного элемента как частотно-модулированное колебание. Его частота является функцией времени, которая описывается следующим выражением:

$$f_d(t) = f_0 \left(1 + \frac{v(t)}{c} \cos \alpha \right). \quad (1.3)$$

Если скорость движения приемного элемента $v(t)$ является гармонической функцией с частотой F_0 , то выражение (1.3) может быть представлено в виде

$$f_d(t) = f_0 \left[1 + \frac{V_0}{c} \cos(2\pi F_0 t) \cos \alpha \right], \quad (1.4)$$

где V_0 – амплитуда скорости перемещения приемного элемента (рис. 1.2).

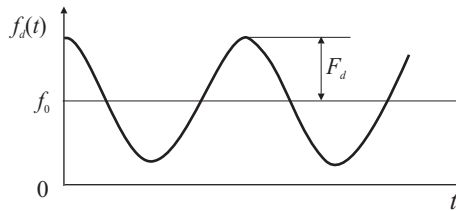


Рис. 1.2. Зависимость доплеровской частоты принимаемого колебания от времени

Амплитуда F_d изменения доплеровской частоты регистрируемых колебаний и средняя частота f_{d0} этих колебаний определяются следующими выражениями:

$$\begin{cases} F_d = f_0 \frac{V_0}{c} \cos \alpha, \\ f_{d0} = f_0. \end{cases} \quad (1.5)$$

Частота принимаемого сигнала f_0 и угол его прихода α могут быть определены в данном случае на основе измерения амплитуды F_d и средней частоты f_{d0} регистрируемых колебаний. Точность измерения угла α зависит от амплитуды V_0 скорости перемещения приемного элемента: при увеличении амплитуды точность возрастает.

Очевидно, что эффект имеет место и в том случае, когда скорость $v(t)$ меняется по любому закону, необязательно гармоническому.

Рассмотрим модель, в которой подвижный приемный элемент меняет направление своего движения.

Модель 3. Приемный элемент в течение времени T_1 движется в фиксированном направлении с постоянной скоростью v_1 , а затем в течение времени T_2 – в другом направлении с постоянной скоростью v_2 (рис. 1.3).

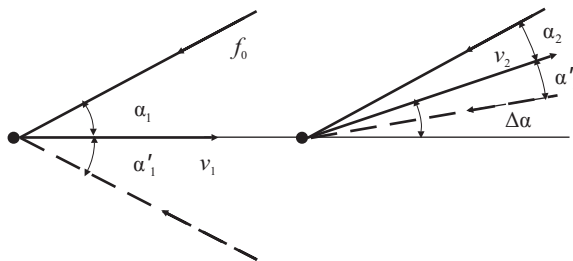


Рис. 1.3. Геометрическая интерпретация модели 3

Особенностью двух первых моделей является неоднозначность измерения направления: волны, приходящие из симметричных направлений (под углами α и α') (рис. 1.1), неразличимы. В случае третьей модели ситуация иная. При движении приемного элемента в первом направлении регистрируемая доплеровская частота описывается следующим выражением:

$$f_{d1} = f_0 \left(1 + \frac{v_1}{c} \cos \alpha_1 \right), \quad (1.6)$$

а при движении во втором направлении –

$$f_{d2} = f_0 \left(1 + \frac{v_2}{c} \cos \alpha_2 \right). \quad (1.7)$$

Углы α_1 и α_2 в выражениях (1.6) и (1.7) связаны соотношением

$$\alpha_1 = \alpha_2 + \Delta\alpha,$$

где $\Delta\alpha$ – угол между двумя направлениями движения приемного элемента.

Если параметры v_1 , v_2 , c , $\Delta\alpha$ известны, а величины f_{d1} , f_{d2} измеряются, то направление прихода сигнала и его частота f_0 могут быть однозначно вычислены с помощью приведенных выражений.

Точность измерения параметров сигнала зависит от величин скоростей v_1 , v_2 и угла $\Delta\alpha$.

Следует особо отметить, что в динамических условиях моделей 2 и 3 удается обеспечить измерение направления прихода сигнала с помощью одиночного подвижного приемного элемента, даже если частота сигнала f_0 априорно неизвестна.

Очевидно, что эффекты, отмеченные для моделей 2, 3, наблюдаются и в случае многоэлементной антенны, сложным образом движущейся в пространстве.

Может сложиться превратное впечатление, что улучшение характеристик систем пространственно-временной обработки сигналов за счет использования динамических эффектов возможно лишь при когерентном сигнале. Это не так, хотя степень когерентности сигнала существенно влияет на точность измерения.

Рассмотрим модель со стохастическим сигналом.

Модель 4. Ненаправленный одиночный приемный элемент перемещается в фиксированном направлении в течение времени T с постоянной скоростью v , затем меняет направление своего движения на противоположное и движется в этом направлении в течение времени T с той же скоростью v . Из неизвестного направления под углом α приходит плоская волна, представляющая собой стационарный случайный процесс со спектральной плотностью мощности $S_0(f)$.

Спектральные плотности мощности $S_{d1}(f)$ и $S_{d2}(f)$ колебаний, регистрируемых на выходе приемного элемента соответственно в первой и второй фазах движения, отличаются друг от друга. При этом они отличаются и от спектральной плотности мощности $S_0(f)$ приходящей волны.

Если случайный процесс является узкополосным со средней частотой f_0 , то в первом приближении спектральные плотности мощности $S_{d1}(f)$, $S_{d2}(f)$ отличаются от спектральной плотности мощности $S_0(f)$ сдвигом вдоль оси частот (рис. 1.4).

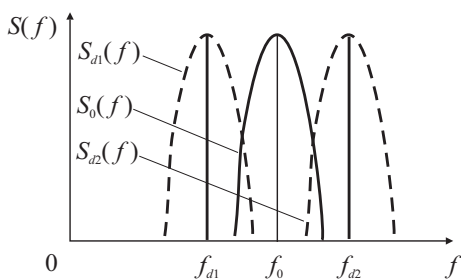


Рис. 1.4. Спектральные плотности мощности $S_0(f)$, $S_{d1}(f)$, $S_{d2}(f)$ соответственно принимаемого сигнала и колебаний, регистрируемых на выходе приемного элемента в двух фазах его движения

В первой фазе движения сдвиг $\Delta f_{d1} = f_{d1} - f_0$, а во второй – $\Delta f_{d2} = f_{d2} - f_0$, где f_{d1} и f_{d2} – частоты колебаний на выходе приемного элемента соответственно в первой и второй фазах движения (рис. 1.4):

$$f_{d1} = f_0 \left(1 - \frac{v}{c} \cos \alpha \right), \quad f_{d2} = f_0 \left(1 + \frac{v}{c} \cos \alpha \right). \quad (1.8)$$

При известных параметрах v и c путем измерения величин f_{d1} , f_{d2} нетрудно из системы уравнений (1.8) определить среднюю частоту f_0 принимаемого сигнала и угол его прихода α .

Если сигнал представляет собой широкополосный процесс, задача измерения направления прихода сигнала усложняется.

Движение приемного элемента вызывает смещение каждой частотной компоненты принимаемого колебания. Смещение зависит от частоты, фазы движения и описывается одним из выражений (1.8). С повышением частоты смещение возрастает (рис. 1.5).

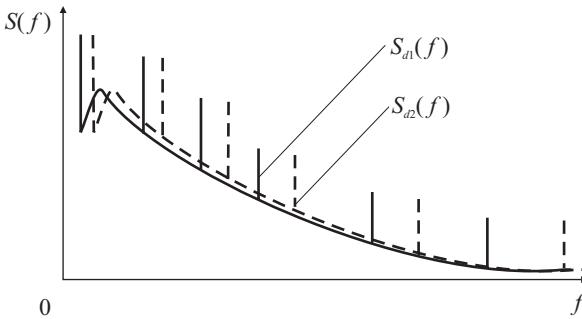


Рис. 1.5. Спектральные плотности мощности $S_{d1}(f)$ и $S_{d2}(f)$ колебаний, регистрируемых на выходе приемного элемента в двух фазах его движения (сигнал содержит выраженные дискретные составляющие)

В результате разного смещения частот спектральные плотности мощности $S_{d1}(f)$ и $S_{d2}(f)$ колебаний, регистрируемых на выходе приемного элемента, отличаются от спектральной плотности мощности $S_0(f)$ принимаемого сигнала.

Смещения частот, описываемые формулами (1.8), можно трактовать как изменение масштаба частотной оси. Поэтому

$$S_{d1}\left(\frac{f}{1-a}\right) = S_{d2}\left(\frac{f}{1+a}\right) = S_0(f),$$

где a – параметр масштабирования: $a = \frac{v}{c} \cos \alpha$.

Используя эти зависимости, по результатам наблюдения спектральных плотностей мощности $S_{d1}(f)$ и $S_{d2}(f)$ можно найти параметр масштабирования a . Один из возможных способов определения этого параметра основан на вычислении максимума функции неопределенности

$$a = \arg \left[\max \int S_{d1}\left(\frac{f}{1-a}\right) S_{d2}\left(\frac{f}{1+a}\right) df \right].$$

Определив параметр a , нетрудно вычислить направление прихода сигнала α и спектральную плотность мощности $S_0(f)$.

Точность измерений определяется размером главного лепестка функции неопределенности, который зависит от степени корреляции случайного сигнала. Если сигнал содержит в спектре большие дискретные составляющие (рис. 1.5), то сигнал сильно коррелирован и главный лепесток функции неопределенности узкий. Тогда можно точно определить параметр a и направление прихода сигнала α .

При слабой корреляции сигнала главный лепесток функции неопределенности широкий. Тогда точность измерения параметра a и точность определения направления прихода сигнала α низкие. В пределе, когда сигнал представляет собой белый шум, вычисление параметра a теряет смысл и оценка угла α невозможна.

Последнее утверждение не означает, что при слабой временной корреляции сигнала или даже при отсутствии корреляции вообще движение бесполезно. В общем случае это не так. Рассмотрим динамическую модель, демонстрирующую возможность эффективного использования движения в интересах повышения пространственной избирательности систем обработки даже при белом шуме.

Модель 5. Линейная антенна движется вдоль своей оси с постоянной скоростью. Из некоторого направления приходит волна,

представляющая собой белый шум. Формируется веер характеристики направленности.

Характеристика направленности, ориентированная на сигнал, имеет максимальный уровень. Находя в веере эту характеристику направленности, можно с точностью до направления, симметричного оси антенны, определить направление прихода волны. В данном случае факт движения антенны не играет никакой роли.

Ситуация, однако, меняется, если антенна вначале движется вдоль своей оси в одном направлении, затем изменяет ориентацию и движется вдоль оси в другом направлении. На каждом этапе движения путем выбора характеристики направленности, имеющей максимальный уровень, можно определить направление прихода волны относительно оси антенны.

При решении плоскостной задачи направление определяется однозначно путем сопоставления результатов, полученных на первом и втором этапах. Как видим, в данном случае движение линейной антенны обеспечивает системе новое качество: устранение неоднозначности определения направления прихода сигнала.

* * *

Динамические эффекты зависят не только от параметров движения антенны, но и параметров сигнала. Большую роль играет соотношение между параметрами движения антенны и интервалами когерентности сигнала. Если фазовая структура сигнала не разрушена на всем пространственно-временном интервале наблюдения Ω , за счет использования движения антенны можно существенно улучшать характеристики системы. По мере снижения когерентности сигнала динамические эффекты ослабевают и при полном нарушении когерентности сигнала во времени и пространстве – исчезают.

Для моделей 1 и 2, например, максимальный эффект наблюдается, когда когерентность сигнала сохраняется на всем пространственно-временном интервале наблюдения, а для модели 3 – когда когерентность не нарушена на временных интервалах T_1 , T_2 и пространственных интервалах, занимаемых антенной на протяжении этих временных интервалов.

Для оценки реальных возможностей использования динамических эффектов рассмотрим реальные условия работы мобильных гидроакустических систем.

1.2. Общая характеристика динамических условий работы мобильных гидроакустических систем

В мобильных гидроакустических системах излучение и прием сигналов обеспечивается антеннами, размещаемыми непосредственно на мобильных носителях, а также антеннами, буксируемыми на некотором удалении от носителей. В некоторых случаях используются неподвижные излучатели.

Движение носителя и антенны в реальных морских условиях представляет собой сложные динамические процессы. Вследствие волнения моря и других дестабилизирующих факторов они постоянно меняют свое местонахождение и ориентацию в пространстве.

Перемещения носителя возможны с шестью степенями свободы. Параметры движения зависят от типа носителя, степени волнения моря, ориентации носителя по отношению к морским волнам и пр. Как правило, можно выделить детерминированную компоненту движения, связанную, в основном, с движением носителя по расчетному курсу, и нерегулярную составляющую, связанную с волнением океана.

Различают следующие *основные виды* качки: *вертикальную* качку, представляющую собой вертикальные перемещения центра масс носителя, а также *бортовую* и *килевую*.

К *дополнительным видам* качки относят *рыскание* (отклонение от заданного курса), *продольно-горизонтальную* и *поперечно-горизонтальную* качки, представляющие собой поступательные колебания соответственно в направлении хода носителя и в перпендикулярном направлении в плоскости горизонта.

Вертикальная, продольно-горизонтальная и поперечно-горизонтальная качки вызывают так называемые *орбитальные перемещения* центра масс носителя. Бортовая и килевая качки, а также рыскание приводят к поворотам носителя вокруг этого центра.

Причин, вызывающих качку, много. Прежде всего, это ветровые волны, возникающие в результате взаимодействия ветра с поверхностью океана, и гравитационные волны. Общее описание характеристик волнения моря и параметров качки приведено в Приложении 3.

Антенны можно разделить на антенны двух типов: *жесткой* и *мягкой* конструкции. Антенны первого типа состоят из элементов, жестко связанных между собой. При движении такие антенны перемещаются в пространстве как твердое тело. Повороты носителя или буксируемого тела относительно центра масс вызывают сложные поступательно-угловые перемещения антенны. Вертикальная, продольно-горизонтальная и поперечно-горизонтальная качки еще более усложняют ее движение.

Антенны второго типа не имеют постоянной формы. В процессе движения расстояние между их элементами постоянно изменяется. Характерным примером антенн такого типа является гибкая протяженная буксируемая антенна (ГПБА), которая при прямолинейном движении носителя вытягивается в прямую линию, а при циркуляции (повороте носителя) приобретает форму, близкую к дуге окружности.

1.3. Модели антенн

Антенны бывают *дискретные* и *непрерывные*. Дискретные антенны (*антенные решетки*) состоят из дискретных, электрически не связанных между собой, излучающих или приемных элементов. Непрерывные антенны представляют собой сплошные поверхности, излучающие или принимающие гидроакустические колебания.

Антенные решетки обычно допускают представления в виде совокупности ненаправленных точечных элементов. В трехмерном пространстве положение этих элементов может быть описано векторами \vec{x}_i , где i – номер элемента ($i = \overline{1, I}$), I – количество элементов. Множество точек на поверхности непрерывной антенны описывается пространственным вектором \vec{x} и пространственным

интервалом (областью) его определения \vec{X} (пространственным интервалом наблюдения).

Для подвижных антенн векторы \vec{x}_i и \vec{x} являются функциями времени t : $\vec{x}_i = \vec{x}_i(t)$, $\vec{x} = \vec{x}(t)$. Точки на поверхности непрерывной антенны жесткой конструкции, размещенной на подвижном носителе, описываются (рис. 1.6) пространственным вектором

$$\vec{x}(t) = \vec{x}_c(t) + A(t)(\vec{R} + \vec{x}_0), \quad (1.9)$$

где $\vec{x}(t) \in \vec{X}(t)$; $\vec{x}_c(t)$ – вектор, описывающий в неподвижной системе координат положение центра масс носителя в момент времени t ; $A(t)$ – матрица поворота (вращения), определяющая в момент времени t угловую ориентацию антенны относительно центра масс; \vec{R} – вектор, описывающий местоположение геометрического центра антенны относительно центра масс носителя; \vec{x}_0 – вектор, задающий положение элементов антенны в подвижной системе координат, связанной с антенной ($\vec{x}_0 \in \vec{X}_0$); \vec{X}_0 – пространственная область наблюдения в подвижной системе координат.

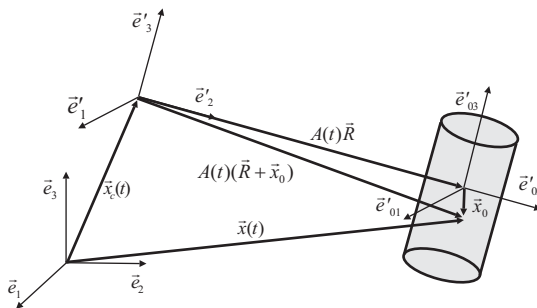


Рис. 1.6. Геометрия задачи: (e_1, e_2, e_3) – неподвижная система координат, связанная с Землей; (e'_1, e'_2, e'_3) – подвижная система координат, связанная с носителем и помещенная в центре его массы; (e_{01}, e_{02}, e_{03}) – подвижная система координат, размещенная в геометрическом центре антенны

В Приложении 4 приведены различные варианты описания матрицы вращения.

Для подвижной дискретной антенны жесткой конструкции выражение (1.9) имеет вид

$$\vec{x}_i(t) = \vec{x}_c(t) + A(t)(\vec{R} + \vec{x}_{0i}), \quad (1.10)$$

где \vec{x}_{0i} – вектор, определяющий положение i -го элемента антенны в подвижной системе координат, связанной с антенной ($i = \overline{1, I}$).

Отметим, что иногда удобнее представлять пространственные векторы $\vec{x}(t)$ и $\vec{x}_i(t)$ в следующем виде:

$$\vec{x}(t) = \vec{x}_{0c}(t) + A(t)\vec{x}_0, \quad (1.11)$$

$$\vec{x}_i(t) = \vec{x}_{0c}(t) + A(t)\vec{x}_{0i}, \quad (1.12)$$

где $\vec{x}_{0c}(t)$ – вектор, определяющий в неподвижной системе координат положение геометрического центра антенны в момент времени t ; $A(t)$ – матрица, задающая в момент времени t поворот антенны вокруг этого центра.

Для антенн жесткой конструкции знание в любой момент времени углового положения носителя и орбитальных параметров позволяет находить с помощью формул (1.9) – (1.12) местоположение элементов антенны. Изменение во времени ориентации корабля и местоположения его центра масс носит непредсказуемый характер. Поэтому для обеспечения высококачественной пространственно-временной обработки сигналов необходимо постоянно измерять параметры, характеризующие перемещение антенны с шестью степенями свободы, и учитывать результаты этих измерений при обработке.

Для антенн мягкой конструкции зависимость между параметрами перемещения корабля в пространстве и местоположением элементов антенны имеет более сложный характер.

Для ГПБА учет динамики поведения корабля при волнении в ряде случаев позволяет с достаточной для практики точностью рассчитывать траекторию движения антенны и местоположение

отдельных ее элементов. Однако в некоторых случаях прогноз оказывается неудовлетворительным. Частично задача решается путем учета, кроме данных о динамике корабля, дополнительной информации о местоположении, глубине хода и взаимной ориентации отдельных опорных фрагментов антенны. Полное решение задачи обеспечивается прямым или косвенным *измерением местоположения* в пространстве всех элементов антенны с помощью специальной измерительной системы.

1.4. Модели пространственно-временной области наблюдения

Для дискретных неподвижных антенн пространственно-временная область наблюдения может быть описана множеством $\Omega = (T, I)$, дискретным по пространству и непрерывным во времени.

Другой способ описания области Ω , пригодный для любых типов антенн, – с помощью *временного интервала наблюдения* T и *пространственной области наблюдения* $\vec{X}(t) = \bigcup_{i=1}^I \vec{x}_i(t)$, зависящей от времени t (рис. 1.7 и 1.8). При этом *пространственно-временная область наблюдения* представляется как область $\Omega = (T, \vec{X}(t))$.

Еще один способ описания области Ω – с помощью пространственного интервала наблюдения \vec{X} и временной области наблюдения $T(\vec{x})$, зависящей от пространственного вектора \vec{x} . Тогда пространственно-временная область наблюдения интерпретируется как область $\Omega = (T(\vec{x}), \vec{X})$.

Два последних способа описания могут быть использованы для задания пространственно-временной области наблюдения Ω как дискретных, так и непрерывных антенн.

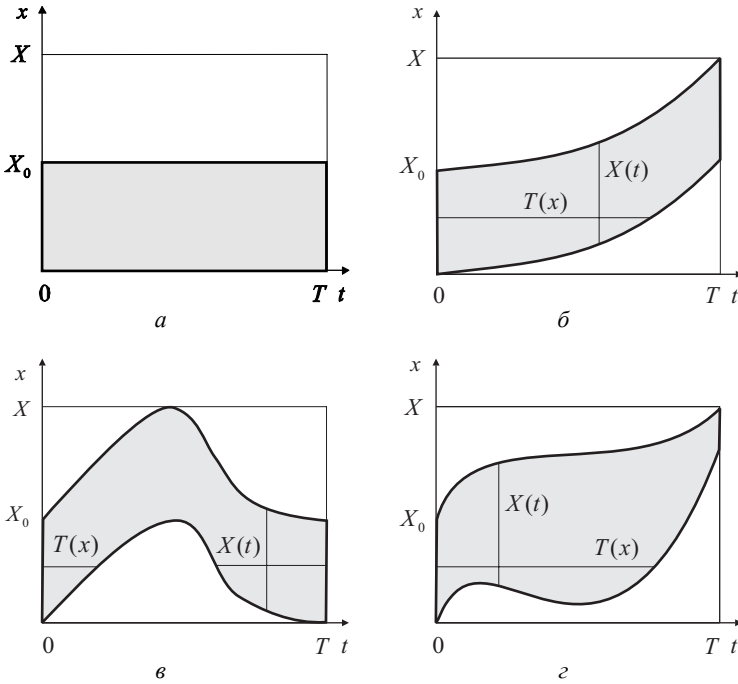


Рис. 1.7. Пространственно-временная область наблюдения для линейной непрерывной антенны: неподвижной (а), перемещающейся равноускоренно (б), с изменениями направления движения (в) и размера апертуры (г)

Область $T(\vec{x})$ может состоять из нескольких односвязных областей $T_p(\vec{x})$ ($T(\vec{x}) = \bigcup_p T_p(\vec{x})$), где p – номер односвязной области (рис. 1.7, в и 1.8, б). Для неподвижной антенны она состоит из одной односвязной области $T(\vec{x})$ (рис. 1.8, в, г), а для дискретной подвижной антенны – из дискретного множества точек (рис. 1.8, а).

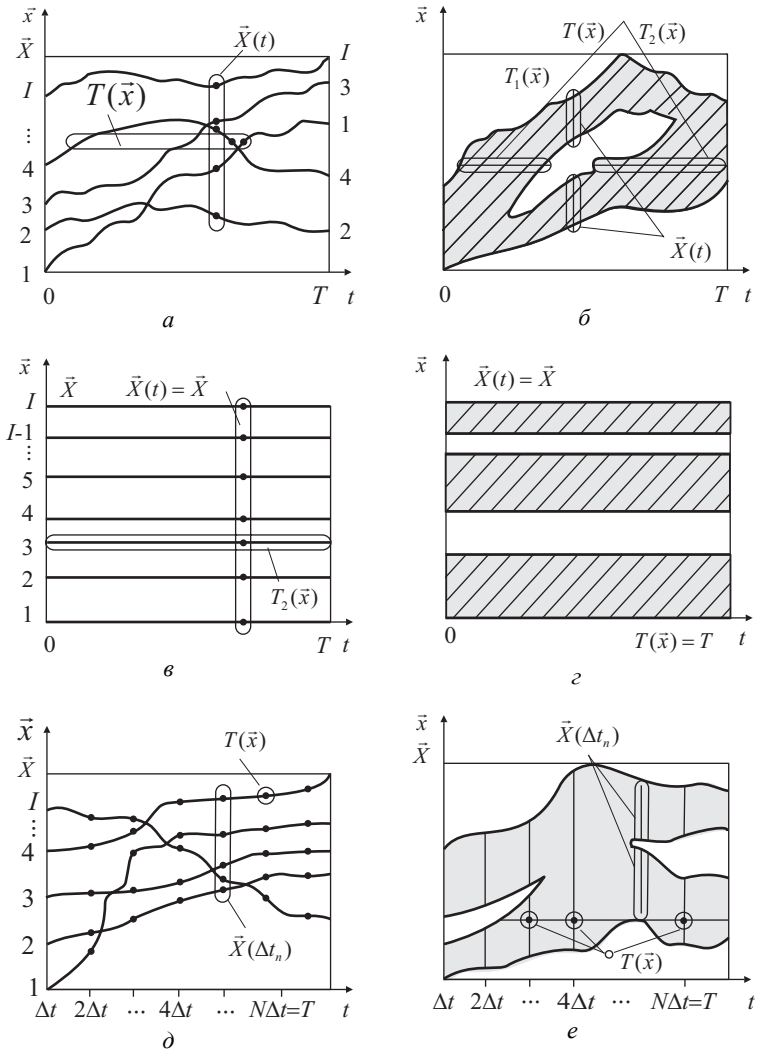


Рис. 1.8. Пространственно-временная область наблюдения для дискретной (а, в, д) и непрерывной (б, г, е) антенн: неподвижной (в, г) и подвижной (а, б, д, е)

Если время дискретно ($t_n = \Delta t n$, $n = \overline{1, N}$, где Δt – период дискретизации, N – количество временных отсчетов), то для непрерывной антенны пространственная область $\vec{X}(t_n)$ состоит из одной или нескольких односвязных областей (рис. 1.8, *e*), а для дискретной антенны – из отдельных точек (рис. 1.8, *д*). Когда антенна непрерывна и время дискретно, пространственно-временная область наблюдения может быть представлена в виде множества $\Omega = (N, \vec{X}(n))$ или $\Omega = (N(\vec{x}), \vec{X})$, где N и $N(\vec{x})$ – дискретные множества точек, соответствующие интервалам T и $T(\vec{x})$. Когда антенна и время дискретны, пространственно-временная область наблюдения может быть описана, кроме того, в виде множества $\Omega = (N, I)$.

Следует отметить, что приведенные способы формализованного представления пространственно-временной области наблюдения пригодны для задания гидроакустического поля во всех точках пространства, а не только в точках излучения и приема.

1.5. Модели излучаемых и принимаемых колебаний

Колебания, излучаемые и принимаемые антеннами, задают на пространственно-временных интервалах наблюдения. Непрерывные колебания, принимаемые непрерывной антенной, описывают непрерывной функцией $u(t, \vec{x})$, где $(t, \vec{x}) \in \Omega$, а дискретизированные колебания, принимаемые антенной решеткой, состоящей из I приемных элементов – IN -мерным вектором

$$u = \{u(\Delta t, \vec{x}_1(\Delta t)), \dots, u(\Delta t, \vec{x}_I(\Delta t)), \rightarrow \\ \rightarrow u(2\Delta t, \vec{x}_1(2\Delta t)), \dots, u(N\Delta t, \vec{x}_I(N\Delta t))\}.$$

Колебания $u(t, \vec{x})$ и u обычно имеют сложную структуру, что вызвано многокомпонентным составом порождающего гидроакустического поля $U(t, \vec{x})$. Гидроакустическое поле можно представить суммой составляющих $U_q(t, \vec{x})$ ($q = \overline{1, Q}$), каждая из кото-

рых ассоциируется с определенной совокупностью вызывающих ее факторов:

$$U(t, \vec{x}) = \sum_{q=1}^Q U_q(t, \vec{x}).$$

Множество составляющих поля можно разделить на две группы. В первую группу отнесем составляющие $S_r(t, \vec{x})$ ($r = \overline{1, R}$), несущие полезную информацию, а во вторую – составляющие $N_p(t, \vec{x})$ ($p = \overline{1, P}$, $R + P = Q$), не несущие такой информации.

Часть гидроакустического поля $S(t, \vec{x})$, формируемую множеством составляющих $S_r(t, \vec{x})$ ($r = \overline{1, R}$), будем называть гидроакустическим *сигналом* (или просто сигналом), а часть поля $N(t, \vec{x})$, формируемую множеством составляющих $N_p(t, \vec{x})$ ($p = \overline{1, P}$) – *помехой*. При этом составляющие $S_r(t, \vec{x})$ будем рассматривать как компоненты многокомпонентного сигнала $S(t, \vec{x})$, а составляющие $N_p(t, \vec{x})$ – как компоненты многокомпонентной помехи $N(t, \vec{x})$.

Аналогично, часть принятых антенной колебаний $s_r(t, \vec{x})$ ($r = \overline{1, R}$), несущих полезную информацию, будем называть сигналом, а часть колебаний $n_p(t, \vec{x})$ ($p = \overline{1, P}$, $R + P = Q$), не несущих такой информации, – помехой.

В понятие составляющих (компонент) сигнала и помехи можно вкладывать различный физический смысл. Отдельными составляющими многокомпонентного сигнала могут быть, например, лучи многолучевого сигнала, моды многомодового сигнала, сигналы, входящие в пачку сигналов, и т.д. Составляющими многокомпонентной помехи могут быть помехи разной физической природы (шумы живых организмов, шумы судоходства, реверберационная помеха и т.д.) или помехи с разными физическими свойствами (некоррелированная, изотропная, анизотропная, случайная и пр.). Подробнее эти вопросы рассмотрены ниже.

1.6. Модели сигналов

1.6.1. Общая характеристика и параметры излучаемых и принимаемых сигналов

В гидроакустике *узкополосными* принято называть сигналы, для которых отношение полоса частот сигнала Δf к средней его частоте f_0 значительно меньше единицы. Сигналы, параметры которых не удовлетворяют этому условию, называют *широкополосными*. Параметр $C = \Delta f T$, где T – длительность сигнала, называют сложностью или базой сигнала. Сигналы с параметром $C \approx 1$ называют *простыми*, а с параметром $C \gg 1$ – *сложными*.

В режиме гидролокации (активной локации) для зондирования пространства обычно применяют *детерминированные* узкополосные сигналы импульсного типа: простые и сложные. Основные виды таких сигналов условно изображены на рис. 1.9 в системе координат частота – время.

Гармонический или *тональный* сигнал относится к классу простых сигналов. Его временной спектр на бесконечно большом интервале времени представляет собой дельта-функцию $\hat{S}(f) = \delta(f - f_0)$, а во временной области – гармоническое колебание (рис. 1.9, а).

Сигнал с *частотной модуляцией*, в частности, с *линейной частотной модуляцией (ЛЧМ)* (рис. 1.9, б), так же, как и все перечисляемые далее детерминированные сигналы, относится к классу сложных сигналов. Его частота меняется по определенному закону.

Пачка частотно-модулированных сигналов (в частности, с ЛЧМ) состоит из отдельных фрагментов, каждый из которых представляет собой частотно-модулированный сигнал (рис. 1.9, в). При этом фрагменты (элементарные сигналы) могут следовать один за другим без паузы (рис. 1.9, в) или с задержкой (рис. 1.9, е).

Частотно-манипулированный сигнал состоит из пачки элементарных сигналов, каждый из которых представляет собой либо фрагмент гармонического (рис. 1.9, е), либо *полигармонического* (рис. 1.9, д) колебания. Этот сигнал может быть без пауз (рис. 1.9, д), с эквидистантными паузами (рис. 1.9, е) или с неэквидистантными паузами.

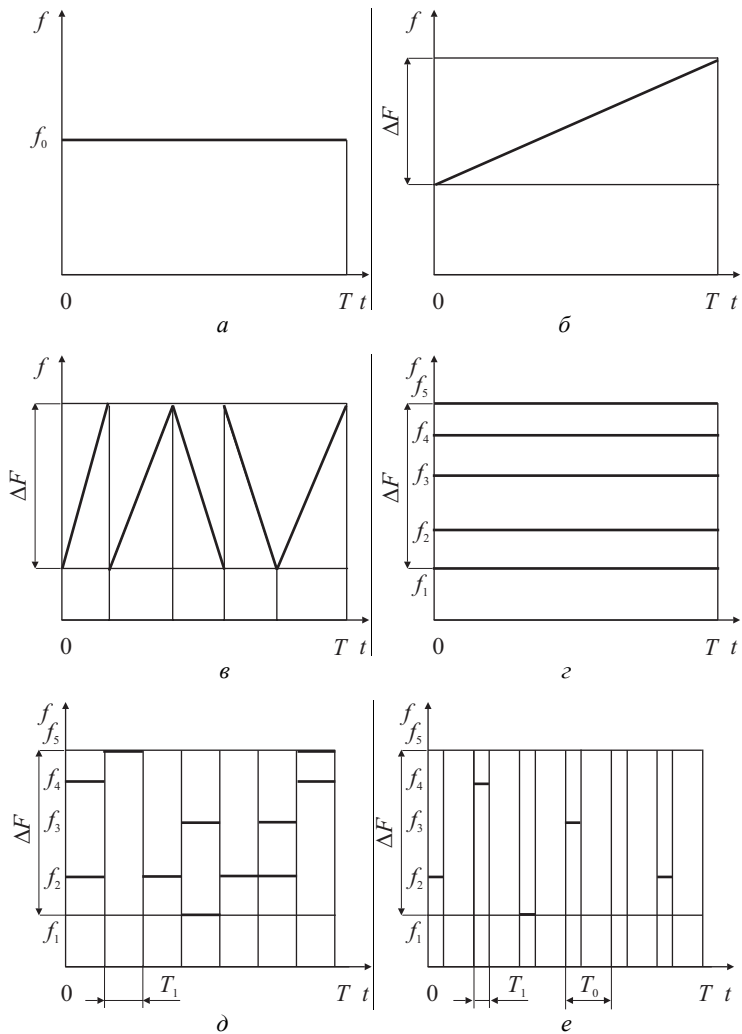


Рис. 1.9. Основные типы сигналов: тональный сигнал (а), ЛЧМ сигнал (б), пачка частотно-модулированных сигналов (в), сложный разночастотный сигнал (г), частотно-манипулированные сигналы со сложными (д) и тональными (е) элементарными сигналами

В режиме шумопеленгования (пассивной локации) полезные сигналы – *шумовые* сигналы, порождаемые различными шумящими объектами.

Как правило, шумовой сигнал рассматривается как многокомпонентный *стохастический* (*случайный*). Характерным примером его является шум движущегося судна. *Спектр* такого шума часто состоит из *сплошной части* и отдельных узкополосных *дискрет* (*дискретных составляющих*), вызываемых работой различных подвижных деталей и механизмов.

Поля сигнала в районе излучения и приема заметно различаются, что обусловлено особенностями излучения сигнала, распространения и отражения.

При работе в *ближней* зоне (зоне *Френеля*) фронт волны сигнала обычно близок к сферическому, при работе в *дальней* зоне (зоне *Фраунгофера*) приближается к плоскому.

Из-за неоднородности среды распространения колебаний возникают различные искажения. В *глубоком* море, например, наблюдается *рефракция* сигнала и его расщепление на отдельные лучи, приходящие в одну и ту же точку пространства с разной задержкой и под разными углами к горизонту. В *мелком* море сигнал приобретает особую многомодовую структуру, в результате чего фронт волны оказывается различным на разных глубинах.

Сигнал также может сильно исказиться из-за отражений от различных поверхностей, в частности, находящихся вблизи точек приема, например, от дна моря, корпуса судна или поверхности моря.

Многие важные параметры сигнала существенно зависят от динамических условий его излучения. Сигналы, излученные неподвижным и подвижным источниками звука, оказываются различными. Наиболее сильное отличие наблюдается в том случае, когда источник движется неравномерно, а среда *неоднородная*.

Большое разнообразие факторов, искажающих сигналы, неполное понимание механизмов возникновения искажений, незнание параметров этих искажений и их изменчивость делают невозможным описание принимаемых сигналов в рамках лишь детерминированного подхода. Это касается не только шумовых сигналов, но и сигналов активной локации.

Обычно используют аппарат случайных функций. В зависимости от характера решаемой задачи применяют различные модели сигналов (временные, пространственно-временные, спектральные, пространственно-спектральные, волновые и пр.). При этом оперируют такими понятиями, как корреляционная функция, спектральная плотность мощности, взаимная корреляционная функция, взаимная спектральная плотность мощности, функция частотной когерентности и др.

Для количественной характеристики особенностей сигналов используют разные параметры: интервал временной корреляции, интервалы продольной и поперечной пространственной корреляции (вдоль направления распространения волны и перпендикулярно к этому направлению), интервалы когерентности и стационарности сигнала, количество лучей многолучевого сигнала, время задержки лучей, углы их прихода и многие др.

1.6.2. Модели сигналов, принимаемых в режиме гидролокации

Гидроакустические сигналы обычно описывают с помощью случайных полей. При описании гидролокационных сигналов, как правило, используют волновые квазидетерминированные модели со случайными параметрами.

Сигнал, имеющий случайную начальную фазу или случайную начальную фазу и случайную амплитуду, обычно называют *когерентным*, а сигнал, допускающий представление в виде конечного числа когерентных сигналов, – *частично-когерентным*. Сигналы, описать которые таким образом не удастся, относят к *стохастическим*.

Квазидетерминированный сигнал $s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}, \vec{\beta})$, $(t, \vec{x}) \in \Omega$ обычно зависит от *информативного (существенного)* векторного параметра $\vec{\lambda}$ и случайного *неинформативного (несущественного)* векторного параметра $\vec{\beta}$. Комплексный сигнал называют аналитическим. Как правило, его можно представить в виде

$$\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}, \vec{\beta}) = \dot{\alpha}(\vec{\beta})\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}), \quad (1.13)$$

где $\dot{\alpha}(\vec{\beta})$ – функция, учитывающая зависимость сигнала от вектора

неинформативных параметров $\vec{\beta}$; $\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – детерминированная составляющая аналитического сигнала.

Обычно полагают, что для когерентного сигнала параметр $\vec{\beta}$ либо скаляр, представляющий собой *начальную фазу* φ , равномерно распределенную на интервале $[0, 2\pi)$, либо вектор, состоящий из равномерно распределенной начальной фазы φ и амплитудного множителя ε , имеющего определенный закон распределения:

$$\varphi = \arg \dot{\alpha}(\vec{\beta}), \quad \varepsilon = \left| \dot{\alpha}(\vec{\beta}) \right|. \quad (1.14)$$

Закон распределения амплитудного множителя ε определяется законом распределения *эффективной площади рассеяния* отражающего объекта S_0 : $\varepsilon^2 = \frac{S_0}{\bar{S}_0}$, где $\bar{S}_0 = M[S_0]$ – математическое ожидание величины S_0 . Часто закон распределения S_0 задают в виде *гамма-распределения* [137, 30]

$$f(S_0) = \frac{K_m}{2\bar{S}_0} \left(\frac{S_0}{\bar{S}_0} \right)^{m-1} \exp\left(-\frac{mS_0}{\bar{S}_0} \right)$$

с определенным значением параметра m , где $K_m = \frac{2m^m}{\Gamma(m)}$,

$\Gamma(m)$ – гамма-функция. При $m = 1$ гамма-распределение переходит в *экспоненциальное*, а при $m = 2$ – во второе *распределение Сверлинга*.

Гамма-распределению эффективной площади рассеяния отражающего объекта S_0 с параметром m соответствует m -*распределение Накагами* амплитудного множителя ε :

$$f(\varepsilon) = K_m \varepsilon^{2m-1} \exp(-m\varepsilon^2).$$

При $m = 1$ распределение Накагами представляет собой *релевское* распределение

$$f(\varepsilon) = 2\varepsilon \exp(-\varepsilon^2),$$

а при $m = 2$ – второе распределение Накагами

$$f(\varepsilon) = 8\varepsilon^2 \exp(-2\varepsilon^2).$$

Релеевское распределение хорошо описывает распределение амплитуды сигнала, сформированного в результате отражений от объекта с большим количеством случайно расположенных элементов, которые независимо и примерно одинаково отражают падающий на них сигнал. Второе распределение Накагами хорошо моделирует сигнал, сформированный в результате отражения от объекта, имеющего один отражающий доминирующий элемент.

Иногда для описания отраженного сигнала используют иные распределения, например, *логнормальное* распределение

$$f(S_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(\ln S_0 - M[\ln S_0])^2}{2\sigma^2}\right)$$

(тогда $\ln S_0$ и $\ln \varepsilon$ описываются *гауссовскими* распределениями).

Среди приведенных распределений наиболее популярно релеевское.

Если среда распространения колебаний неоднородная и линейная, а источник колебаний – точечный, то детерминированная часть аналитического сигнала в области приема может быть записана следующим образом с помощью *функции Грина* $\dot{G}_s(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_x)$, описывающей особенности распространения сигнала в среде от источника к точке приема \vec{x} с учетом пространственной компоненты $\vec{\lambda}_x$ информативного вектора $\vec{\lambda}$ (рис. 1.10):

$$\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(f, \vec{\lambda}_t) \dot{G}_s(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_x) \exp(j2\pi ft) df, \quad (1.15)$$

где $\dot{S}(f, \vec{\lambda}_t)$ – временной *спектр сигнала* в точке излучения, $\vec{\lambda}_t$ – временная компонента информативного вектора $\vec{\lambda}$.

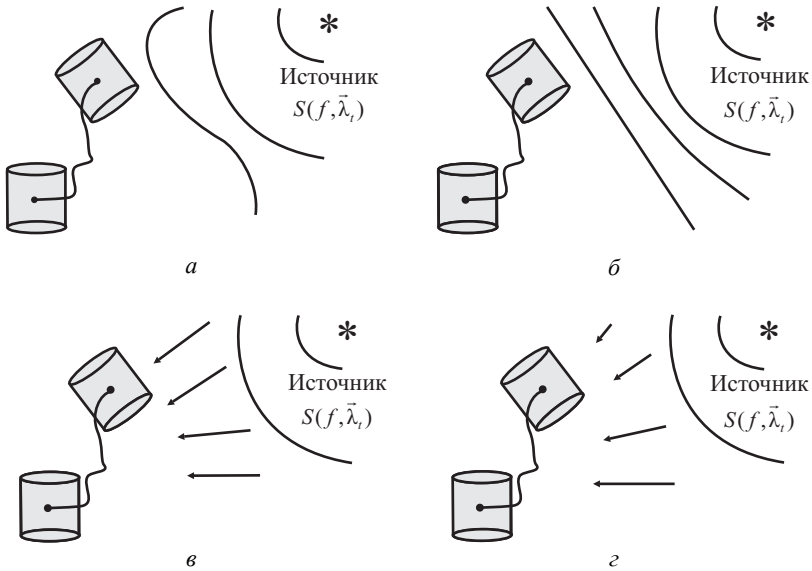


Рис. 1.10. Сигнал в области приема: с искривленным фронтом волны (а), в виде плоской волны (б), многомодовый (в) и многолучевой (г)

В случае плоской волны, приходящей из направления \vec{n}_s , функция Грина

$$\dot{G}_s(f, \vec{x}, \vec{n}_s) = \exp(-j2\pi f \vec{n}_s \vec{x}). \quad (1.16)$$

Многоволновая модель принимаемого квазидетерминированного сигнала может быть представлена в виде совокупности R волн, характеризующихся временными $\vec{\lambda}_{tr}$ и пространственными $\vec{\lambda}_{xr}$ параметрами ($r = \overline{1, R}$):

$$\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}, \vec{\beta}) = \sum_{r=1}^R \dot{\alpha}(\vec{\beta}_r) \dot{s}_r(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_r), \quad (1.17)$$

где $\dot{\alpha}(\vec{\beta}_r)$ – функция, учитывающая зависимость r -й волны от

случайных параметров вектора $\vec{\beta}_r$; $\dot{s}_r(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_r)$ – детерминированный аналитический сигнал, соответствующий r -й волне:

$$\dot{s}_r(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_r) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_r(f, \vec{\lambda}_{ir}) \dot{G}_{sr}(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{xr}) \exp(j2\pi ft) df, \quad (1.18)$$

$\dot{S}_r(f, \vec{\lambda}_{ir})$ – временной спектр r -й волны; $\dot{G}_{sr}(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{xr})$ – функция Грина, учитывающая форму r -й волны; $\vec{\lambda}_r = (\vec{\lambda}_{ir}, \vec{\lambda}_{xr})$; $\vec{\lambda} = (\vec{\lambda}_1, \dots, \vec{\lambda}_R)$.

Когда волны $\dot{s}_r(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_r)$ плоские,

$$\dot{G}_{sr}(f, \vec{x}, \vec{n}_{sr}) = \exp(-j2\pi f \vec{n}_{sr} \vec{x}), \quad (1.19)$$

где $\vec{n}_{sr} = \vec{\lambda}_{xr}$ – направление прихода r -й волны.

Плосковолновая модель сигнала описывает характерные для глубокого моря *многолучевые* сигналы и типичные для мелкого моря *многомодовые* сигналы.

Обобщенная модель (1.17) представляет широкий класс сигналов, причем не только состоящих из нескольких волн, приходящих из разных направлений. В общем случае она представляет сигнал в виде пачки сигналов, которые могут отличаться друг от друга моментом прихода, частотой, направлением прихода, видом спектра и т.д.

В модели (1.17) случайные параметры представлены совокупностью векторов $\vec{\beta}_r$ ($r = \overline{1, R}$).

Обычно рассматривают три следующих варианта:

1) $\vec{\beta}_r$ – скаляр, представляющий собой случайную, равномерно распределенную на интервале $[0, 2\pi)$ начальную фазу φ_r , значение которой не зависит от номера составляющего сигнала r . При этом

$$\dot{\alpha}(\vec{\beta}_r) = \exp(j\varphi); \quad (1.20)$$

2) $\vec{\beta}_r$ – вектор, состоящий из независимого от номера составляющего сигнала случайного амплитудного множителя ε и равно-

мерно распределенной случайной начальной фазы φ_r , $(\vec{\beta}_r = (\varepsilon, \varphi_r))$. При этом

$$\dot{\alpha}(\vec{\beta}_r) = \varepsilon \exp(j\varphi_r); \quad (1.21)$$

3) $\vec{\beta}_r$ – вектор, состоящий из случайного амплитудного множителя ε_r и равномерно распределенной случайной начальной фазы φ_r ($\vec{\beta}_r = (\varepsilon_r, \varphi_r)$). В этом случае

$$\dot{\alpha}(\vec{\beta}_r) = \varepsilon_r \exp(j\varphi_r). \quad (1.22)$$

Модель (1.20) соответствует *когерентной нефлуктуирующей* пачке сигналов, модель (1.21) – *частично когерентной дружно флуктуирующей* пачке, а модель (1.22) – *частично когерентной недружно флуктуирующей* пачке.

1.6.3. Модели шумовых сигналов

Многочисленные теоретические и экспериментальные исследования показывают, что подавляющее большинство шумящих источников излучают колебания, хорошо описываемые гауссовским законом распределения.

Известно, что гауссовские случайные процессы полностью характеризуются первыми двумя моментами. Поэтому пространственно-временной шумовой сигнал полностью можно описать с помощью *пространственно-временной корреляционной функции* $K_S(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$, зависящей от существенного параметра $\vec{\lambda}$.

Для *стационарного* сигнала

$$K_S(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = K_S(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = K_S(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}).$$

В этом случае корреляционная функция может быть представлена в следующем виде:

$$K_S(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_S(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \exp(j2\pi f\tau) df, \quad (1.23)$$

где $\dot{G}_S(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – *взаимная спектральная плотность мощности* сигнала.

Если процесс *стационарный* и *однородный*, то

$$K_S(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = K_S(\tau, \vec{x}_2 - \vec{x}_1, \vec{\lambda}) = K_S(\tau, \vec{\chi}, \vec{\lambda}),$$

и корреляционная функция может быть представлена как

$$K_S(\tau, \vec{\chi}, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\Phi}_S(f, \vec{\varphi}) \exp(j2\pi(f\tau - \vec{\varphi}\vec{\chi})) df d\vec{\varphi}, \quad (1.24)$$

где $\dot{\Phi}_S(f, \vec{\varphi})$ – частотно-волновой спектр сигнала, $\vec{\varphi}$ – вектор пространственных частот.

Стохастический гидроакустический сигнал, порождаемый шумящим источником, можно представить моделью, описываемой корреляционной функцией

$$\begin{aligned} K_S(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) G_S^*(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) \dot{G}_S(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \exp(j2\pi f\tau) df, \end{aligned} \quad (1.25)$$

где $g_S(f)$ – спектральная плотность мощности сигнала.

В случае сигнала, представляемого пачкой сигналов, выражение (1.25) можно записать как

$$\begin{aligned} K_S(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \sum_r \int_{-\infty}^{\infty} g_{S_r}(f) \times \\ \times G_{S_r}^*(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_r) \dot{G}_{S_r}(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_r) \exp(j2\pi f\tau) df, \end{aligned} \quad (1.26)$$

где $g_{S_r}(f)$ – спектральная плотность мощности r -го элементарного сигнала.

Если волны плоские, то функция Грина вычисляется по формулам (1.16) и (1.19).

Шумовые сигналы, как отмечалось выше, часто содержат когерентные компоненты. Сигналы такого типа можно описать с помощью составной когерентно-стохастической модели, одни составляющие которой описывают когерентные компоненты, а другие – стохастические.

1.6.4. Параметры принимаемых сигналов

Представленные модели позволяют описывать различные типы реальных гидроакустических сигналов. Однако для решения практических задач этого не достаточно. Необходимо еще располагать информацией о конкретных значениях параметров или хотя бы о диапазоне их изменения.

Параметры реальных гидроакустических сигналов лежат в очень широких пределах, например, длительность – от микро и миллисекунд до минут и часов, частота – от единиц герц до десятков килогерц и более, рабочая полоса частот – от малых долей октавы до нескольких октав.

При распространении колебаний в неоднородной среде сигнал сильно искажается. Основными причинами искажения являются неоднородность среды распространения колебаний и движение корреспондирующих элементов (излучающей антенны или источника шума, отражающего объекта и приемной антенны).

Если среда практически однородна и за время наблюдения сигнала скорости движения корреспондирующих элементов практически не меняются, то искажения сводятся к обычному доплеровскому изменению масштаба сигнала по оси частот. В других же случаях, сигнал претерпевает более сложные изменения (см. Приложение 1).

Важным параметром сигнала является *интервал его когерентности* τ_c . В данном случае под этим параметром подразумевается временной интервал, в течение которого фазовая структура сигнала не претерпевает непредсказуемых изменений.

Другим важным параметром является интервал временной корреляции τ_{cor} . Для тонального сигнала эти параметры совпадают ($\tau_c = \tau_{cor}$).

Интервал когерентности τ_c тонального сигнала (временной корреляции) определяется в районе излучения *стабильностью частоты* δf источника звука: $\tau_c \approx 1/\delta f$. Генераторы сигналов, используемые в режиме гидролокации, имеют стабильность часто-

ты $\delta f \leq 10^{-7} f_0$, где f_0 – средняя частота сигнала. Нетрудно убедиться, что в диапазоне частот до 10 кГц интервал когерентности составляет не менее четверти часа.

Исследования дискретных составляющих спектра шумоизлучения судов (см. Приложение 5) показали, что стабильность частоты дискретных составляющих δf примерно удовлетворяет неравенству $\delta f \leq 10^{-3} f$, где f – частота дискретной составляющей.

При этом интервал когерентности сигнала $\tau_c \geq 1/(10^{-3} f)$. Расчеты по этой формуле для частоты 10 Гц дают нижнюю границу интервала когерентности 100 с, а для частоты 100 Гц – 10 с.

Как правило, интервал когерентности сигнала, регистрируемого в точке приема, оказывается существенно меньшим, чем в районе его излучения. Связано это прежде всего с движением корреспондирующих элементов в неоднородной среде.

Излученный источником когерентный сигнал, распространяясь в неоднородной среде, приходит в точку приема в виде многокомпонентного сигнала. Каждая его компонента отличается от излученного сигнала и от других компонент задержкой и амплитудой. При отсутствии движения корреспондирующих элементов в стабильных гидрологических условиях соотношение между фазами и амплитудами отдельных компонент не меняется во времени. Поэтому принимаемый сигнал, хотя и отличается от излученного сигнала, однако, его интервал когерентности практически такой же, как и излученного сигнала.

В слоисто-неоднородной среде при синхронном перемещении корреспондирующих элементов без изменения расстояния между ними фазовые соотношения между составляющими не меняются. При этом принимаемый сигнал имеет интервал когерентности такой же, как и при отсутствии движения.

Если расстояние между корреспондирующими элементами меняется, происходит нарушение фазовых соотношений, что приводит к потере когерентности сигнала. Минимальное приращение расстояния, вызывающее заметное нарушение когерентности тонального сигнала, называется пространственным *интервалом продольной корреляции* $\Delta \chi_{cor}$. Эта величина для различных гидро-

логических условий разная. Как правило, она не превосходит полусотни длин волн.

Наряду с интервалом продольной $\Delta\chi_{cor}$ корреляции важным параметром неоднородности среды является пространственный *интервал поперечной $\Delta\chi_{\perp cor}$ корреляции*.

В слоисто-неоднородной среде интервалы продольной $\Delta\chi_{cor}$ и поперечной $\Delta\chi_{\perp cor}$ корреляции связаны между собой. Пусть приемник находится на расстоянии R от источника гармонических колебаний. Интервал продольной корреляции сигнала равен $\Delta\chi_{cor}$. Это означает, что когерентность сигнала сохраняется при любых перемещениях приемника в области, ограниченной двумя окружностями с радиусами R и $R + \Delta\chi_{cor}$.

При поперечном перемещении приемника когерентность нарушается при достижении приемником окружности с радиусом $R + \Delta\chi_{cor}$. Проходимое приемником расстояние представляет собой интервал поперечной корреляции $\Delta\chi_{\perp cor}$.

Из приведенных простых геометрических построений следует система уравнений

$$\begin{cases} \frac{\Delta\chi_{\perp cor}}{R} = \operatorname{tg}\alpha, \\ \frac{\Delta\chi_{\perp cor}}{R + \Delta\chi_{cor}} = \sin \alpha, \end{cases}$$

где α – угловое расстояние между первоначальным и конечным положениями приемника.

Решение этой системы при большом значении R дает простую зависимость между интервалами поперечной и продольной корреляции: $\Delta\chi_{\perp cor} = \sqrt{2\Delta\chi_{cor} R}$. Расчеты показывают, а результаты экспериментов подтверждают, что интервал поперечной корреляции оказывается во много раз больше, чем интервал продольной корреляции.

При продольном перемещении корреспондирующих элементов интервал когерентности τ_c принимаемого тонального сигнала определяется как стабильностью δf источника звука, так и временем изменения расстояния между корреспондирующими элементами на величину $\Delta\chi_{cor}$: $\tau_c \approx \min(1/\delta f, \Delta\chi_{cor}/v)$, где v – скорость взаимного удаления (приближения) корреспондирующих элементов.

При поперечном перемещении корреспондирующих элементов интервал когерентности τ_c принимаемого сигнала описывается выражением $\tau_c \approx \min(1/\delta f, \Delta\chi_{\perp cor}/v)$.

Элементарные расчеты показывают, что реальные перемещения корреспондирующих элементов практически не влияют на интервал когерентности дискретных составляющих шумовых сигналов, однако в режиме гидролокации быстрое продольное перемещение корреспондирующих элементов может приводить к сокращению интервала когерентности сигнала на четыре-пять порядков.

Приведенные теоретические соображения хорошо согласуются с результатами экспериментальных исследований, показывающих, что в низкочастотном и среднечастотном диапазонах частот:

- интервал временной корреляции (когерентности) отраженного тонального сигнала находится в диапазоне от сотен миллисекунд до нескольких секунд;
- дискретные составляющие спектра шумов судов и кораблей имеют полосу частот от долей до единиц герц. При этом на низких частотах интервал временной корреляции может быть более чем 5 – 10 с; на средних – более сотен миллисекунд (см. Приложение 5);
- интервал поперечной пространственной корреляции превышает длину волны в сотни раз, а продольной – в десятки раз.

Приведенные данные свидетельствуют, что в области низких и средних частот *за период качки антенны (или за достаточно большую часть этого периода) когерентность сигнала обычно не нарушается*. Это чрезвычайно важное обстоятельство служит физической основой для повышения потенциала гидроакустических систем при работе в сложных динамических условиях.

1.7. Модели помех

Помеху будем рассматривать, главным образом, как случайное поле с гауссовским законом распределения, имеющим нулевое математическое ожидание и пространственно-временную корреляционную функцию $K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$.

Если помеха *стационарная*, то

$$K_N(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \exp(j2\pi f\tau) df, \quad (1.27)$$

а если к тому же она и *однородная*, то

$$K_N(\tau, \vec{\chi}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\Phi}_N(f, \vec{\phi}) \exp[j2\pi(f\tau - \vec{\phi}\vec{\chi})] df d\vec{\phi}, \quad (1.28)$$

где $\dot{G}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ и $\dot{\Phi}_N(f, \vec{\phi})$ – соответственно взаимная спектральная плотность мощности и частотно-волновой спектр помехи.

Будем полагать, что помеха может представлять собой аддитивную смесь следующих помех:

1) *некоррелированной по пространству и времени* помехи с корреляционной функцией

$$K_0(\tau, \vec{\chi}) = \sigma_0^2 \delta(\tau, |\vec{\chi}|), \quad (1.29)$$

где σ_0^2 – дисперсия *белого шума*;

2) *распределенной по пространству* помехи с корреляционной функцией

$$K_d(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} g_d(f) \dot{G}_d(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \exp(j2\pi f\tau) df, \quad (1.30)$$

где в случае *изотропной* помехи

$$\dot{G}_d(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) = \frac{\sin \frac{2\pi f}{c} |\vec{x}_2 - \vec{x}_1|}{\frac{2\pi f}{c} |\vec{x}_2 - \vec{x}_1|}, \quad (1.31)$$

а в случае *анизотропной* –

$$\dot{G}_d(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) = \frac{2J_1\left[\frac{2\pi f}{c}|\vec{x}_2 - \vec{x}_1| \cos \alpha_d\right]}{\frac{2\pi f}{c}|\vec{x}_2 - \vec{x}_1| \cos \alpha_d}, \quad (1.32)$$

$g_d(f)$ – спектральная плотность мощности *распределенной* помехи, c – скорость звука, $J_1(x)$ – функция Бесселя первого рода первого порядка, α_d – *угол анизотропии*;

3) *стохастической локальной* помехи с корреляционной функцией

$$K_l(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_l) = \int_{-\infty}^{\infty} g_l(f) \times \times \dot{G}_l^*(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_l) \dot{G}_l(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_l) \exp(j2\pi f\tau) df, \quad (1.33)$$

где $\vec{\lambda}_l$ – вектор, характеризующий параметры локальной помехи; $g_l(f)$ – спектральная плотность мощности *локальной* помехи; $\dot{G}_l(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_l)$ – функция Грина, соответствующая *локальной* помехе.

В случае плоской волны вектор $\vec{\lambda}_l$ определяет направление \vec{n}_l прихода локальной помехи. Тогда функция Грина имеет следующий вид:

$$\dot{G}_l(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_l) = \dot{G}_l(f, \vec{x}, \vec{n}_l) = \exp(-j2\pi f \vec{n}_l \vec{x}); \quad (1.34)$$

4) *нестационарной локальной когерентной* помехи с корреляционной функцией

$$K_l(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_l) = \sigma_l^2 \operatorname{Re}[s_l^*(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_l) \dot{s}_l(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_l)], \quad (1.35)$$

где σ_l^2 – дисперсия *локальной* помехи, $\dot{s}_l(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_l)$ – детерминированная функция, описываемая выражением

$$\dot{s}_l(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_l) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_l(f, \vec{\lambda}_{l1}) \dot{G}_l(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{l2}) \exp(j2\pi ft) df, \quad (1.36)$$

$\dot{S}_l(f, \vec{\lambda}_{lr})$ – спектр *локальной* помехи в точке излучения; $\vec{\lambda}_{lr}$ – вектор, характеризующий временные параметры локальной помехи; $\vec{\lambda}_{lx}$ – вектор, характеризующий пространственные параметры локальной помехи.

Эти модели описывают различные типы помех. Шумы аппаратуры и другие слабокоррелированные помехи могут быть представлены моделью (1.29). Шумы океана, коррелированные шумы обтекания, а в некоторых случаях и реверберационная помеха, могут быть описаны моделью (1.30). Локальные по пространству помехи, порождаемые шумящими объектами, могут быть представлены моделью (1.33), взаимные помехи и сигналы, отраженные от различных объектов, – моделью (1.35).

В условиях *многоволнового* (*многолучевого*, *многомодового*) распространения колебаний можно использовать модель, описываемую корреляционной функцией

$$K_l(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_l) = \sum_{r=1}^R \int_{-\infty}^{\infty} g_{lr}(f) \times \times G_{lr}^*(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_{lr}) \dot{G}_{lr}(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_{lr}) \exp(j2\pi f\tau) df, \quad (1.37)$$

где $g_{lr}(f)$ – спектральная плотность мощности, соответствующая r -й волне; $\dot{G}_{lr}(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{lr})$ – функция Грина, соответствующая r -й волне.

Если волна плоская, то функция Грина

$$\dot{G}_{lr}(f, \vec{x}, \vec{n}_{lr}) = \exp(-j2\pi f \vec{n}_{lr} \vec{x}), \quad (1.38)$$

где $\vec{n}_{lr} = \vec{\lambda}_{lr}$ – направление прихода r -ой волны.

ГЛАВА 2

ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА В СЛОЖНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ

Классическая теория обработки сигналов (в состав которой входит и теория пространственно-временной обработки сигналов) состоит из двух частей: анализа и синтеза систем (или алгоритмов) обработки.

Под анализом подразумевают расчет параметров или характеристик отклика системы при фиксированном входном воздействии (сигнале, помехе, условиях работы) и конкретном алгоритме обработки.

Под синтезом понимают построение алгоритма, обеспечивающего обработку принимаемых колебаний и получение на основе результатов этой обработки статистических выводов о неизвестных параметрах или характеристиках входного воздействия.

Обычно полагают, что входные воздействия носят случайный характер. В этом случае анализ и синтез рассматриваются как статистические задачи. При этом задача анализа состоит в определении параметров статистических характеристик, а задача синтеза – в построении алгоритма принятия статистического решения.

В настоящее время методологическая база классической теории обработки хорошо разработана. Она пригодна для решения широкого класса задач ПВОС. Без каких-либо существенных изменений она может быть успешно использована для анализа и синтеза алгоритмов ПВОС и при работе в сложных динамических условиях. Прежде чем переходить к специфическим вопросам,

связанным с учетом движения антенны, рассмотрим в общих чертах основы классической теории обработки сигнала.

Системы обработки гидроакустических сигналов решают разнообразные задачи. Основными являются следующие четыре: обнаружение, многоальтернативное обнаружение, оценка параметров и фильтрация.

Под обнаружением сигнала обычно понимают установление факта наличия в принятом колебании ожидаемого полезного сигнала, под многоальтернативным обнаружением – отнесение сигнала к одному из заранее определенных классов по результатам анализа принятого колебания. Оценка параметров сигнала означает определение значений параметров полезного сигнала, а фильтрация сигнала – оценка сигнала как процесса (выделение полезного сигнала из принятого колебания).

Отметим, что во всех четырех задачах подразумевается, что принятое колебание содержит случайную помеху, и поэтому все задачи носят статистический характер.

Наряду с приведенными классическими задачами, на практике встречаются и иные, например, задача разрешения сигналов. Эта задача трактуется разными авторами по-разному, чаще всего как оценка параметров полезного сигнала в условиях помех при наличии одного или нескольких мешающих сигналов. К неклассической можно отнести комбинированную задачу обнаружения и оценки параметров нескольких сигналов на фоне помех при условии, что число этих сигналов заранее не известно.

Из приведенных определений классических задач видно, что задача обнаружения является частным случаем задачи многоальтернативного обнаружения, а задача оценки параметров сигнала – частным случаем фильтрации.

Нетрудно убедиться, что задачи обнаружения, многоальтернативного обнаружения и различения сигналов являются частыми случаями задачи оценки параметров сигнала, а, следовательно, и задачи фильтрации.

Действительно, задачу обнаружения принятого сигнала $s(t, \vec{x})$ на фоне помехи $n(t, \vec{x})$ можно переформулировать как задачу оценки параметра λ при приеме колебания

$$u(t, \vec{x}) = \lambda s(t, \vec{x}) \otimes n(t, \vec{x}),$$

где оператор \otimes обозначает некоторую операцию (при аддитивной помехе он представляет собой обычное суммирование).

В данном случае параметр λ может принимать два значения: ноль и единицу. Первому значению соответствует ситуация отсутствия сигнала $s(t, \vec{x})$, второму значению – его присутствие.

Задачу многоальтернативного обнаружения сигнала $s(t, \vec{x}, \lambda)$ на фоне помехи (где λ может принимать одно из Λ значений ($\lambda \in \overline{1, \Lambda}$)) можно трактовать как задачу оценки параметра λ при приеме колебания вида

$$u(t, \vec{x}) = s(t, \vec{x}, \lambda) \otimes n(t, \vec{x}).$$

Задачу различения сигналов $s(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ и $s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_0)$ на фоне помехи $n(t, \vec{x})$ можно рассматривать как задачу оценки параметра $\vec{\lambda}$ при приеме колебания следующего вида:

$$u(t, \vec{x}) = s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) \otimes s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_0) \otimes n(t, \vec{x}).$$

Несмотря на то, что все перечисленные задачи сводятся к одной, на практике они часто рассматриваются отдельно. В дальнейшем мы будем стараться придерживаться общих позиций. В данной книге вопросы фильтрации не рассматриваются, поэтому в общей постановке задача обработки сигнала понимается как задача оценки параметров сигнала.

Синтез алгоритма обычно предшествует анализу. Учитывая это, изложение материала начинается с вопросов синтеза.

Для синтеза оптимального алгоритма обработки необходим критерий оптимальности. Используют разные критерии. Один из наиболее строгих основан на понятии функции правдоподобия. Функция правдоподобия – условная плотность распределения принимаемого колебания, рассматриваемая как функция измеряемых параметров.

Оптимальным алгоритмом считается тот, который обеспечивает максимум функции правдоподобия.

2.1. Пространственно-временная обработка когерентных сигналов

2.1.1. Общие зависимости

Синтезируем оптимальный алгоритм ПВОС при сложном перемещении антенны в пространстве. Будем считать, что допустимы произвольные изменения местоположения, ориентации и формы антенны. При этом в любой момент времени известно местонахождение ее элементов, т.е. задана пространственно-временная область наблюдения Ω . В качестве *критерия оптимальности* выбрано достижение *максимума функции правдоподобия*.

Пусть антенна принимает колебание $u(t, \vec{x})$, состоящее из когерентного сигнала $s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}, \vec{\beta})$ и гауссовской помехи, описываемой корреляционной функцией $K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$.

Учитывая гауссовский характер помехи, условный *функционал правдоподобия* можно записать следующим образом:

$$P(u / \vec{\lambda}, \vec{\beta}) = K \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint_{\Omega} \iint_{\Omega} [u(t_1, \vec{x}_1) - s(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}, \vec{\beta})] \times \right. \\ \left. \times \theta_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) [u(t_2, \vec{x}_2) - s(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}, \vec{\beta})] dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2 \right\}, \quad (2.1)$$

где K – коэффициент пропорциональности, не зависящий от принимаемого колебания $u(t, \vec{x})$ и сигнала $s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}, \vec{\beta})$, $\theta_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – решение интегрального уравнения

$$\iint_{\Omega} K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \theta_N(t_2, t_3, \vec{x}_2, \vec{x}_3) dt_2 d\vec{x}_2 = \\ = \delta(t_1 - t_3, \vec{x}_1 - \vec{x}_3), \quad (2.2)$$

описывающего структуру оптимальной обработки сигнала.

Условный функционал (2.1) подобен условному функционалу правдоподобия для неподвижной антенны [201, 89, 149, 61] при гауссовской помехе:

$$P(u/\vec{\lambda}, \vec{\beta}) = K \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint_{T\vec{X}} \iint_{T\vec{X}} [u(t_1, \vec{x}_1) - s(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}, \vec{\beta})] \times \right. \\ \left. \times \theta_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) [u(t_2, \vec{x}_2) - s(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}, \vec{\beta})] dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2 \right\}, \quad (2.3)$$

где $\theta_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – решение интегрального уравнения

$$\int \int_{T\vec{X}} K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \theta_N(t_2, t_3, \vec{x}_2, \vec{x}_3) dt_2 d\vec{x}_2 = \\ = \delta(t_1 - t_3, \vec{x}_1 - \vec{x}_3). \quad (2.4)$$

Как видно, условные функционалы правдоподобия (2.1) и (2.3) для подвижной и неподвижной антенн похожи. Похожи и соответствующие интегральные уравнения (2.2) и (2.4), описывающие структуру оптимальной обработки сигнала. Отличие заключается лишь в области интегрирования. Для неподвижной антенны эта область состоит из двух частей: пространственной \vec{X} и временной T , а для подвижной антенны – из области наблюдения Ω , в общем случае не факторизуемой на пространственную и временную части.

Для неподвижной антенны оптимальная ПВОС для сигнала со случайной начальной фазой $\vec{\beta} = \varphi$, распределенной равномерно на интервале $[0, 2\pi)$, сводится, как известно, к вычислению следующего интеграла:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \iint_{T\vec{X}} u(t, \vec{x}) b^*(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) dt d\vec{x},$$

где $\dot{Q}(\vec{\lambda})$ – результат обработки принятого колебания, $b(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – решение интегрального уравнения Фредгольма

$$\int \int_{T\vec{X}} K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{s}(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}),$$

$\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – ожидаемый комплексный сигнал.

Используя этот результат, нетрудно получить выражение, описывающее оптимальную ПВОС для подвижной антенны и квази-

теминированного сигнала со случайной равномерно распределенной начальной фазой (рис. 2.1):

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \iint_{\Omega} u(t, \vec{x}) b^*(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) dt d\vec{x}, \quad (2.5)$$

где Ω – пространственно-временная область наблюдения, а $\dot{b}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – решение интегрального уравнения

$$\iint_{\Omega} K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{s}(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}). \quad (2.6)$$

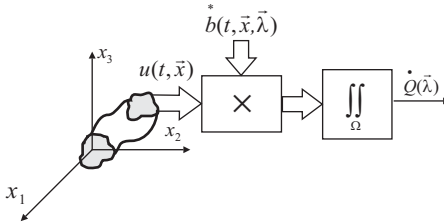


Рис. 2.1. Алгоритм оптимальной ПВОС для подвижной антенны и когерентного сигнала

Те же формулы (2.5) и (2.6) получаются и в более сложном случае: для когерентного сигнала со случайной начальной фазой φ , распределенной по равномерному закону, и случайной амплитудой ε , распределенной по релеевскому закону ($\vec{\beta} = (\varepsilon, \varphi)$).

Анализ соотношений, описывающих оптимальную ПВОС для неподвижных и подвижных антенн, показывает, что сходство между формулами только внешнее. По сути они разные.

Сложное неравномерное движение антенны, сопровождающееся поворотами (а тем более изменением формы), приводит к значительным искажениям колебаний, принимаемых элементами антенны. Это существенно усложняет как анализ, так и синтез систем ПВОС. Чтобы представить возникающие трудности, рассмотрим простейшую ситуацию стационарного однородного

поля помехи, описываемого корреляционной функцией $K_N(t_2 - t_1, \bar{x}_2 - \bar{x}_1)$.

В статических условиях поле помехи на выходах приемников антенны является стационарным однородным с корреляционной функцией $K(t_2 - t_1, \bar{x}_j - \bar{x}_i)$, где \bar{x}_i и \bar{x}_j – векторы, описывающие местоположение i -го и j -го приемников антенны соответственно. Обработка сигнала при этом оказывается достаточно простой.

В динамических же условиях картина иная. На выходах приемников подвижной антенны поле стационарной однородной помехи представляет собой нестационарный многомерный процесс с корреляционной функцией $K(t_2 - t_1, \bar{x}_j(t_1) - \bar{x}_i(t_2))$. Аргументами этой корреляционной функции является не разность между моментами времени t_1 , t_2 , а сами величины t_1 и t_2 , и не расстояние между приемниками в фиксированный момент времени, а текущее расстояние между приемниками, определяемое рассматриваемыми моментами времени t_1 , t_2 . Обработка сигнала в этом случае оказывается значительно более сложной.

Общие аналитические методы решения интегрального уравнения (2.6) при произвольном виде функции $K_N(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2)$ и произвольной области интегрирования Ω не разработаны. Даже для неподвижной антенны решить уравнение (2.6) не всегда можно. Это удастся сделать лишь в частных случаях. Для подвижной антенны, для которой область интегрирования Ω представляет собой не факторизуемую область, найти решение непросто.

В данном случае известные подходы к решению задачи нуждаются в серьезном осмыслении и дополнении. Прежде чем переходить к описанию возможных путей ее решения, остановимся сначала на ПВОС для подвижной антенны в простейших условиях: при некоррелированной гауссовской помехе.

2.1.2. Пространственно-временная обработка сигнала при некоррелированной гауссовской помехе

Когда помеха некоррелированная по пространству и времени, функция $\dot{b}(t, \bar{x}, \bar{\lambda})$, описывающая оптимальную обработку сигнала,

как видно из выражения (2.6), равна, с точностью до постоянного множителя, аналитическому сигналу $\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$. Тогда, согласно выражению (2.5), алгоритм оптимальной ПВОС имеет следующий вид:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_T \int_{\vec{X}(t)} u(t, \vec{x}) s^*(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) dt d\vec{x}. \quad (2.7)$$

Если сигнал представляет собой плоскую волну, приходящую из направления \vec{n}_s и характеризуемую во временной области векторным параметром $\vec{\lambda}_t$, то $\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) = \dot{s}(t - \vec{n}_s \vec{x}, \vec{\lambda}_t)$, и выражение (2.7) может быть записано как

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_T \int_{\vec{X}(t)} u(t, \vec{x}) s^*(t - \vec{n}_s \vec{x}, \vec{\lambda}_t) dt d\vec{x}, \quad (2.8)$$

где $\vec{\lambda} = (\vec{\lambda}_t, \vec{n}_s)$.

Если в процессе движения антенна не изменяет форму, пространственный вектор $\vec{x}(t)$ может быть представлен как

$$\vec{x}(t) = \vec{x}_c(t) + A(t)\vec{x}_0,$$

где $\vec{x}_c(t)$ – вектор, определяющий положение центра антенны в неподвижной системе координат; $A(t)$ – матрица вращения, определяющая ориентацию антенны в текущий момент времени t ; $\vec{x}_0 \in \vec{X}_0$ – вектор, определяющий положение элементов антенны в подвижной системе координат, связанной с антенной.

Относительно подвижной системы координат выражение (2.8) может быть представлено следующим образом:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_T \int_{\vec{X}_0} u_0(t, \vec{x}_0) s^*(t - \vec{n}_s \vec{x}_c(t) - \vec{n}_s A(t)\vec{x}_0, \vec{\lambda}_t) dt d\vec{x}_0,$$

где $u_0(t, \vec{x}_0)$ – принятые колебания $u(t, \vec{x})$, записанные в виде функции от аргументов t и \vec{x}_0 : $u_0(t, \vec{x}_0) = u(t, \vec{x}_c(t) + A(t)\vec{x}_0)$.

Принимая во внимание, что на практике любые изменения положения и ориентации антенны в пространстве происходят со ско-

ростью, существенно меньшей скорости распространения колебаний в среде, имеем $\frac{\partial [t - \vec{n}_s \vec{x}_c(t) - \vec{n}_s A(t) \vec{x}_0]}{\partial t} \approx 1$. Тогда алгоритм

оптимальной ПВОС приобретает следующий вид:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_{T_1} \int_{\vec{x}_0} u_0(t + \vec{n}_s \vec{x}_c(t) + \vec{n}_s A(t) \vec{x}_0, \vec{x}_0) s(t, \vec{\lambda}_t) dt d\vec{x}_0, \quad (2.9)$$

где T_1 – новая временная область интегрирования, сдвинутая относительно старой области T на величину $\vec{n}_s \vec{x}_c(t) + \vec{n}_s A(t) \vec{x}_0$.

Из выражения (2.9) видно, что в данном случае ПВОС распадается на две части: пространственную и временную. Пространственная обработка включает задержку принятых колебаний на величину $\tau(t, \vec{x}) = \vec{n}_s \vec{x}_c(t) + \vec{n}_s A(t) \vec{x}_0$, зависящую от направления прихода сигнала, закона перемещения центра антенны и ее поворотов относительно этого центра, и интегрирование задержанных колебаний по всему объему антенны. Временная обработка состоит в интегрировании результата пространственной обработки по времени с весом, определяемым сигналом $\dot{s}(t, \vec{\lambda}_t)$ (рис. 2.2).

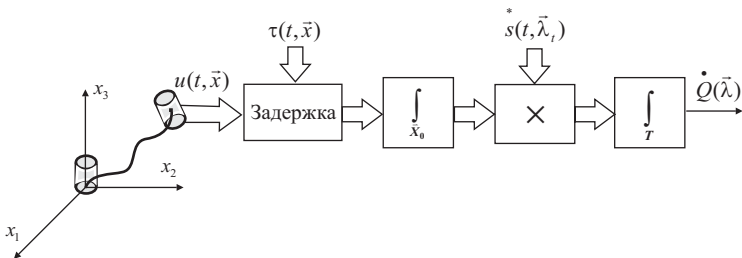


Рис. 2.2. Алгоритм оптимальной ПВОС для подвижной антенны и когерентного сигнала в случае помехи, некоррелированной по пространству и времени

В большинстве случаев области интегрирования T_1 и T мало отличаются друг от друга. Поэтому все особенности движения антенны в пространстве могут быть учтены на этапе пространствен-

ной обработки сигнала. Временная же обработка остается такой же, как и в случае неподвижной антенны.

Из выражения (2.9), устремив область \vec{X}_0 к нулю, можно получить алгоритм обработки сигнала для одиночного приемного элемента, движущегося по сложной траектории:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_{T_1} u_0(t + \vec{n}_s \vec{x}_c(t)) s^*(t, \vec{\lambda}_t) dt.$$

В этом случае оптимальная ПВОС состоит в задержке принятых приемником колебаний на величину $\vec{n}_s \vec{x}_c(t)$, зависящую от направления прихода сигнала и закона перемещения приемного элемента в пространстве, а затем интегрировании задержанных колебаний с весом, совпадающим с сигналом $s^*(t, \vec{\lambda}_t)$ (рис. 2.3).

Как видно из последнего выражения, при движении одиночного приемного элемента по сложной траектории реализуется лишь одна временная обработка, которая учитывает все особенности движения элемента в пространстве.

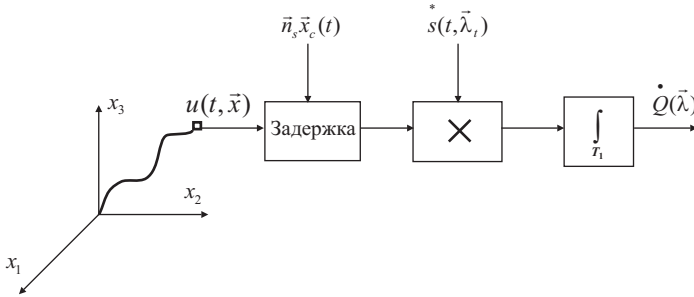


Рис. 2.3. Алгоритм оптимальной ПВОС во временной области для одиночного подвижного приемного элемента и когерентного сигнала в случае помехи, некоррелированной по пространству и времени

Вернемся к общей задаче: оптимизации ПВОС в сложных динамических условиях при воздействии коррелированных гауссовских помех. Рассмотрим несколько подходов для решения этой сложной задачи.

2.1.3. Оптимизация пространственно-временной обработки когерентного сигнала (вариант 1)

Пусть помеха – стационарное однородное поле, слабокоррелированное по пространству и времени. Тогда уравнение (2.6) может быть записано как

$$\iint_{\Omega} K_N(t_2 - t_1, \vec{x}_2 - \vec{x}_1) \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{s}(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}).$$

Умножим обе части этого уравнения на $\exp[-j2\pi(ft_1 - \vec{\phi} \vec{x}_1)]$ и проинтегрируем в области Ω по t_1 и \vec{x}_1 . Тогда

$$\begin{aligned} & \iiint_{\Omega} K_N(t_2 - t_1, \vec{x}_2 - \vec{x}_1) \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \times \\ & \times \exp(-j2\pi(ft_1 - \vec{\phi} \vec{x}_1)) dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{S}(f, \vec{\phi}, \vec{\lambda}), \end{aligned}$$

где $\dot{S}(f, \vec{\phi}, \vec{\lambda})$ – частотно-волновой спектр сигнала:

$$\dot{S}(f, \vec{\phi}, \vec{\lambda}) = \iint_{\Omega} s(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi(ft_1 - \vec{\phi} \vec{x}_1)) dt_1 d\vec{x}_1. \quad (2.10)$$

Заменим переменные t_1 и \vec{x}_1 соответственно на $t_2 - t_1 = \tau$ и $\vec{x}_2 - \vec{x}_1 = \vec{\chi}$:

$$\begin{aligned} & \iint_{\Omega} \left[\iint_{\Omega'} K_N(\tau, \vec{\chi}) \exp(j2\pi(f\tau - \vec{\phi} \vec{\chi})) d\tau d\vec{\chi} \right] \times \\ & \times \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi(ft_2 - \vec{\phi} \vec{x}_2)) dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{S}(f, \vec{\phi}, \vec{\lambda}), \end{aligned} \quad (2.11)$$

где Ω' – область переменных $(\tau, \vec{\chi})$.

Учитывая слабую корреляцию помехи по времени и пространству,

$$\iint_{\Omega'} K_N(\tau, \vec{\chi}) \exp(j2\pi(f\tau - \vec{\phi} \vec{\chi})) d\tau d\vec{\chi} \approx \Phi_N^*(f, \vec{\phi}), \quad (2.12)$$

где $\Phi_N(f, \vec{\phi})$ – частотно-волновой спектр помехи.

Тогда, пренебрегая ошибками аппроксимации, получаем

$$\dot{B}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) = \frac{\dot{S}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})}{\Phi_N(f, \vec{\varphi})}, \quad (2.13)$$

где

$$\dot{B}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) = \iint_{\Omega} \dot{b}(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi(ft_1 - \vec{\varphi}\vec{x}_1)) dt_1 d\vec{x}_1. \quad (2.14)$$

В спектральной области алгоритм ПВОС можно записать как

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(f, \vec{\varphi}) B(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})^* df d\vec{\varphi}, \quad (2.15)$$

где $\dot{U}(f, \vec{\varphi})$ – частотно-волновой спектр принимаемых колебаний:

$$\dot{U}(f, \vec{\varphi}) = \iint_{\Omega} u(t, \vec{x}) \exp(-j2\pi(ft - \vec{\varphi}\vec{x})) dt d\vec{x}. \quad (2.16)$$

Как видно, в данном случае ПВОС состоит из двух этапов (рис. 2.4): вычисления частотно-волнового спектра $\dot{U}(f, \vec{\varphi})$ и интегрирования этого спектра по частоте и пространственным частотам с весом $B(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})^*$, определяемым частотно-волновыми спектрами сигнала $\dot{S}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$ и помехи $\dot{\Phi}_N(f, \vec{\varphi})$.

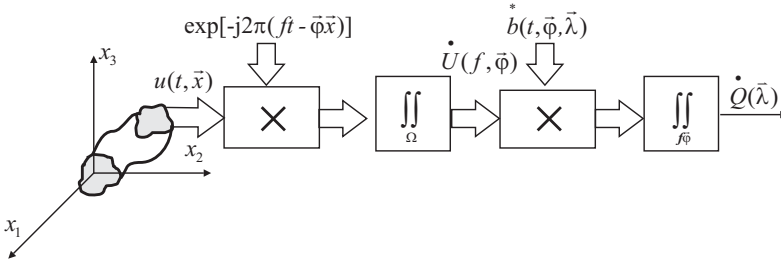


Рис. 2.4. Алгоритм оптимальной ПВОС в частотно-волновой области для подвижной антенны и когерентного сигнала в случае помехи, слабокоррелированной по времени и пространству

Заметим, что в алгоритме (2.15) особенности движения антенны в пространстве учитываются при вычислении частотно-волновых спектров $\dot{U}(f, \vec{\varphi})$ и $\dot{S}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$.

Для антенн жесткой конструкции частотно-волновой спектр $\dot{U}(f, \vec{\varphi})$ может быть вычислен следующим образом:

$$\dot{U}(f, \vec{\varphi}) = \int_T \dot{U}_0(t, A(t)\vec{\varphi}) \exp(-j2\pi(ft - \vec{\varphi}\vec{x}_c(t))) dt, \quad (2.17)$$

где $\dot{U}_0(t, \vec{\varphi})$ – волновой спектр принимаемых колебаний:

$$\dot{U}_0(f, A(t)\vec{\varphi}) = \int_{\vec{x}_0} u_0(t, \vec{x}_0) \exp(j2\pi A(t)\vec{\varphi}\vec{x}_0) d\vec{x}_0. \quad (2.18)$$

Из выражений (2.17) – (2.18) видно, что в этом случае частотно-волновой спектр принимаемых колебаний может быть получен путем вычисления для каждого момента времени волнового спектра $\dot{U}_0(t, \vec{\varphi})$, игнорируя движение антенны, последующего учета поворота антенны путем пересчета $\dot{U}_0(t, \vec{\varphi})$ в $\dot{U}_0(t, A(t)\vec{\varphi})$, компенсации перемещения центра антенны умножением $\dot{U}_0(t, A(t)\vec{\varphi})$ на весовой множитель $\exp(j2\pi\vec{\varphi}\vec{x}_c(t))$ и затем вычисления временного спектра.

Если помеха – некоррелированная, то $\dot{B}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$ с точностью до константы равна $\dot{S}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$, и алгоритм ПВОС описывается следующим выражением:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(f, \vec{\varphi}) \dot{S}^*(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) df d\vec{\varphi}. \quad (2.19)$$

Формулы (2.15) – (2.19) представляют обработку в спектральной области. Во временной области она определяется формулой (2.5), где $\dot{b}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_s)$ находится из выражения

$$\dot{b}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\dot{S}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})}{\Phi_N(f, \vec{\varphi})} \exp(j2\pi(ft - \vec{\varphi}\vec{x})) df d\vec{\varphi}. \quad (2.20)$$

Рассмотрим второй способ оптимизации ПВОС в сложных динамических условиях.

2.1.4. Оптимизация пространственно-временной обработки когерентного сигнала (вариант 2)

Пусть помеха стационарная и слабокоррелированная по пространству и времени.

Пространственно-временную область наблюдения будем интерпретировать как область $(T(\vec{x}), \vec{X})$. Для стационарной помехи уравнение (2.6) имеет вид

$$\int_{\vec{X}} \int_{T(\vec{x}_2)} K_N(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{s}(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}).$$

Умножим обе части этого уравнения на $\exp(-j2\pi ft_1)$ и проинтегрируем по t_1 на интервале $T(\vec{x}_1)$:

$$\int_{\vec{X}} \int_{T(\vec{x}_2)} \left[\int_{T(\vec{x}_1)} K_N(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi ft_1) dt_1 \right] \times \\ \times dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{S}(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}),$$

где $\dot{S}(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda})$ – спектр сигнала:

$$\dot{S}(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) = \int_{T(\vec{x}_1)} s(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi ft_1) dt_1. \quad (2.21)$$

Заменив переменную t_1 на $\tau = t_2 - t_1$, получим

$$\int_{\vec{X}} \int_{T(\vec{x}_2)} \left[\int_{T'(\vec{x}_1)} K_N(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \exp(j2\pi\tau t) d\tau \right] \times \\ \times \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi ft_2) dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{S}(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}),$$

где $T'(\vec{x}_1)$ – интервал изменения переменной τ .

Принимая во внимание слабую корреляцию помехи по пространству и времени, приближенно

$$\int_{\vec{x}}^* G_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{B}(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) d\vec{x}_2 = \dot{S}(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}), \quad (2.22)$$

где $\dot{G}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – взаимная спектральная плотность мощности помехи:

$$\begin{aligned} \dot{G}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} K_N(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \\ \dot{B}(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) &= \int_{T(\vec{x}_2)} \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi f t_2) dt_2. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Уравнение (2.22) по виду совпадает с уравнением для неподвижной антенны при стационарной слабокоррелированной помехе. Это обстоятельство позволяет использовать методы решения уравнения, известные для неподвижных антенн, для нахождения структуры ПВОС в динамических условиях.

Алгоритм обработки сигнала в спектральной области, соответствующий структуре $\dot{B}(f, \vec{x}, \vec{\lambda})$, имеет следующий вид:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\vec{x}} \dot{U}(f, \vec{x}) \dot{B}(f, \vec{x}, \vec{\lambda})^* df d\vec{x}, \quad (2.24)$$

где $\dot{U}(f, \vec{x})$ – спектр принимаемых колебаний:

$$\dot{U}(f, \vec{x}) = \int_{T(\vec{x})} u(t, \vec{x}) \exp(-j2\pi f t) dt. \quad (2.25)$$

Этот алгоритм включает (рис. 2.5) вычисление частотно-волнового спектра принимаемых колебаний на интервалах времени $T(\vec{x})$, а затем интегрирование вычисленного спектра по частоте и пространству с весом $\dot{B}(f, \vec{x}, \vec{\lambda})^*$.

Из выражений (2.23) – (2.25) видно, что особенности перемещения антенны в пространстве в данном случае учитываются при вычислении спектра $\dot{U}(f, \vec{x})$ принимаемых колебаний и весовой функции $\dot{B}(f, \vec{x}, \vec{\lambda})^*$.

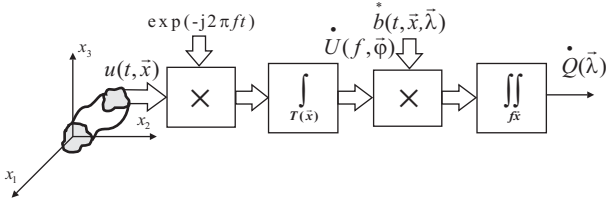


Рис. 2.5. Алгоритм оптимальной ПВОС в частотной области для подвижной антенны и когерентного сигнала в условиях стационарной слабокоррелированной по времени и пространству помехи

От алгоритма (2.24) нетрудно перейти к алгоритму (2.15), в котором структура обработки $\dot{B}^*(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$ получается из функции $\dot{B}^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda})$ путем ее преобразования Фурье вдоль пространственных координат:

$$\dot{B}^*(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) = \int_{\vec{x}} \dot{B}^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda}) \exp(j2\pi\vec{\varphi}\vec{x}) d\vec{x}.$$

Следует отметить, что рассмотренный способ оптимизации может быть использован не только в случае, когда помеха слабокоррелированная по пространству, но и когда она сильно коррелированная, однако перемещения антенны малы. Повторяя рассуждения, которые привели к уравнению (2.22), можно показать, что, если интервал $T'(\vec{x}_1)$ практически не зависит от \vec{x}_1 , то уравнение (2.22) можно использовать для нахождения функции $\dot{B}^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda})$ и в случае помехи, сильно коррелированной по пространству.

Перейдем к рассмотрению еще одного способа оптимизации ПВОС при работе в сложных динамических условиях.

2.1.5. Оптимизация пространственно-временной обработки когерентного сигнала (вариант 3)

Пусть T_0 – интервал времени, за который антенна не успевает существенно переместиться в пространстве, и поэтому на этом интервале ее можно считать неподвижной. Тогда на интервале T_0

корреляционная функция помехи на выходах приемников антенны имеет следующий вид:

$$K_N(t_1, t_2, \bar{x}_1(t_1), \bar{x}_2(t_2)) \approx K_N(t_1, t_2, \bar{x}_1(\bar{t}_1), \bar{x}_2(\bar{t}_1)),$$

где \bar{t}_1 – средняя точка рассматриваемого интервала T_0 .

Разобьем интервал T на M секций, длительность T_m каждой из которых менее T_0 (рис. 2.6). Будем полагать, что отсчеты помехи из разных интервалов T_m некоррелированные. При этих предположениях область Ω приближенно может быть представлена в виде множества областей $(T_m, \vec{X}(t)) \approx (T_m, \vec{X}(\bar{t}_m)) = \Omega_m$ ($m = \overline{1, M}$).

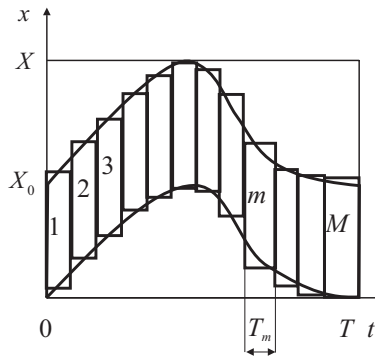


Рис. 2.6. Разбиение интервала наблюдения T на M секций T_m и представление области наблюдения Ω в виде множества областей Ω_m ($m = \overline{1, M}$)

Тогда интегральное уравнение (2.6), определяющее структуру оптимальной ПВОС в условиях движения антенны, может быть заменено на M более простых интегральных уравнений, типичных для неподвижной антенны:

$$\begin{aligned} \iint_{\Omega_m} K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{b}_m(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) dt_2 d\vec{x}_2 = \\ = \dot{s}_m(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}), \quad m = \overline{1, M}, \end{aligned} \quad (2.26)$$

где $\dot{b}_m(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая структуру оптимальной ПВОС на интервале T_m , $\dot{s}_m(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda})$ – сигнал на интервале T_m .

Алгоритм ПВОС в этом случае выглядит как

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \sum_{m=1}^M \int_{T_m} \int_{\vec{X}(\vec{t}_m)} u(t, \vec{x}) b_m^*(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) dt d\vec{x}. \quad (2.27)$$

где \vec{t}_m – средняя точка секции T_m .

Из выражения (2.27) видно, что в данном случае обработка сигнала для подвижной антенны сводится к ПВОС на отдельных малых временных интервалах (секциях) T_m ($m = \overline{1, M}$) и последующем когерентном объединении полученных результатов. Обработка на каждом временном интервале T_m учитывает коррелированный характер помехи, но при этом факт движения антенны игнорируется. Когерентное же объединение результатов секционированной обработки осуществляется с учетом изменения местоположения, формы и ориентации антенны, но при этом предполагается, что они содержат уже некоррелированную помеху.

Такой способ обработки сигнала позволяет решить задачу оптимизации в сложных динамических условиях при сильной пространственной корреляции помехи. В этом основное его достоинство и существенное отличие от способов, описанных выше.

Если помеха стационарная и ее временной интервал корреляции меньше интервала T_m ($m = \overline{1, M}$), то уравнения (2.26) могут быть представлены в виде

$$\begin{aligned} \int_{\vec{X}(\vec{t}_m)} \dot{G}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{B}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) d\vec{x}_2 = \\ = \dot{S}_m(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}), \quad m = \overline{1, M}, \end{aligned} \quad (2.28)$$

где

$$\dot{B}_m(f, x_2, \vec{\lambda}) = \int_{T_m} \dot{b}_m(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi f t_2) dt_2, \quad (2.29)$$

$\dot{S}_m(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda})$ – спектр m -й секции сигнала:

$$\dot{S}_m(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) = \int_{T_m} S_m(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi f t_1) dt_1. \quad (2.30)$$

С учетом этих соотношений алгоритм ПВОС может быть представлен в спектральной области как

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\vec{X}(T_m)} \dot{U}_m(f, \vec{x}) B_m^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda}) df d\vec{x}, \quad (2.31)$$

где $\dot{U}_m(f, \vec{x})$ – спектр колебаний, принимаемых на интервале времени T_m :

$$\dot{U}_m(f, \vec{x}) = \int_{T_m} u(t, \vec{x}) \exp(-j2\pi f t) dt. \quad (2.32)$$

Другой спектральный алгоритм ПВОС, вытекающий из формул (2.31) – (2.32), может быть записан следующим образом:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_m(f, \vec{\varphi}) B_m^*(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) df d\vec{\varphi}, \quad (2.33)$$

где $\dot{U}_m(f, \vec{\varphi})$ – частотно-волновой спектр колебаний, принимаемых на интервале времени T_m :

$$\dot{U}_m(f, \vec{\varphi}) = \int_{T_m} \int_{\vec{X}(T_m)} U(t, \vec{x}) \exp(-j2\pi(ft - \vec{\varphi}\vec{x})) dt d\vec{x}. \quad (2.34)$$

Следует отметить, что второй и третий способы оптимизации ПВОС, в принципе, можно использовать совместно, принимая во внимание особенности движения антенны не только на втором, но и на первом этапе обработки. Целесообразность применения такого приема на практике не всегда оправдана, т.к. задача оптимизации существенно усложняется, а выигрыш от более корректного учета движения антенны, как правило, оказывается незначительным.

2.2. Пространственно-временная обработка стохастических сигналов

2.2.1. Общие зависимости

Рассмотрим задачу синтеза оптимального по критерию максимума отношения правдоподобия алгоритма ПВОС для стохастического сигнала в условиях сложного движения антенны в пространстве. Будем считать, что сигнал и помеха гауссовского типа имеют нулевое математическое ожидание и характеризуются корреляционными функциями $K_S(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ и $K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ соответственно. Тогда *отношение правдоподобия* имеет следующий вид:

$$L[u(t, \vec{x}) / \vec{\lambda}] = k \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint_{\Omega} \iint_{\Omega} u(t_1, \vec{x}_1) \times \right. \\ \times \left[\theta_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) - \theta_{NS}(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \right] \times \\ \left. \times u(t_2, \vec{x}_2) dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2 \right\}, \quad (2.35)$$

где $\theta_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ и $\theta_{NS}(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – решения интегральных уравнений

$$\iint_{\Omega} K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \theta_N(t_2, t_3, \vec{x}_2, \vec{x}_3) dt_2 d\vec{x}_2 = \\ = \delta(t_1 - t_3, \vec{x}_1 - \vec{x}_3), \quad (2.36)$$

$$\iint_{\Omega} \left[K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) + K_S(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \right] \times \\ \times \theta_{NS}(t_2, t_3, \vec{x}_2, \vec{x}_3, \vec{\lambda}) dt_2 d\vec{x}_2 = \delta(t_1 - t_3, \vec{x}_1 - \vec{x}_3). \quad (2.37)$$

Из выражений (2.35) – (2.37) следует алгоритм оптимальной ПВОС:

$$Q(\vec{\lambda}) = \iiint_{\Omega} \iiint_{\Omega} u(t_1, \vec{x}_1) H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \times \\ \times u(t_2, \vec{x}_2) dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2, \quad (2.38)$$

где

$$H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \theta_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) - \\ - \theta_{NS}(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}). \quad (2.39)$$

Выражения (2.35) – (2.38) по конструкции совпадают с известными выражениями для неподвижной антенны, однако отличаются пределами интегрирования. Для неподвижной антенны интегрирование проводится по области $\Omega = (T, \vec{X})$, а для подвижной – по области $\Omega = (T, \vec{X}(t))$. В обоих случаях операторное представление выражений одинаково:

$$Q(\vec{\lambda}) = (U, NU), \quad (2.40)$$

$$H = K_N^{-1} - (K_N + K_S)^{-1}. \quad (2.41)$$

При слабом сигнале, когда

$$(K_N + K_S)^{-1} \approx K_N^{-1} - K_N^{-1} K_S K_N^{-1},$$

имеем

$$H = K_N^{-1} K_S K_N^{-1} \quad (2.42)$$

или в развернутом виде

$$H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \iiint_{\Omega} \iiint_{\Omega} \theta_N(t_1, t_3, \vec{x}_1, \vec{x}_3) \times \\ \times K_S(t_3, t_4, \vec{x}_3, \vec{x}_4, \vec{\lambda}) \theta_N(t_4, t_2, \vec{x}_4, \vec{x}_2) dt_3 d\vec{x}_3 dt_4 d\vec{x}_4. \quad (2.43)$$

В простейшем случае, когда поле помехи некоррелированное, функция $\theta_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ представляет собой δ -функцию. Тогда с точностью до постоянного множителя функция $H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ равна корреляционной функции сигнала $K_S(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ и алгоритм оптимальной ПВОС может быть записан как

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}) = & \iint_{\Omega} \iint_{\Omega} u(t_1, \vec{x}_1) K_S(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \times \\ & \times u(t_2, \vec{x}_2) dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Если сигнал – стационарный плосковолновой процесс, описываемый спектральной плотностью мощности $g_S(f)$ и вектором направления прихода \vec{n}_s , то его корреляционная функция

$$\begin{aligned} K_S(t_2 - t_1, \vec{x}_2 - \vec{x}_1, \vec{n}_s) = & \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) \exp(-j2\pi f(t_2 - t_1)) \times \\ & \times \exp(j2\pi f \vec{n}_s (\vec{x}_2 - \vec{x}_1)) df. \end{aligned} \quad (2.45)$$

Тогда алгоритм оптимальной ПВОС может быть записан в виде следующего выражения:

$$Q(\vec{n}_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) \left| \dot{U}(f, f\vec{n}_s) \right|^2 df, \quad (2.46)$$

где $\dot{U}(f, f\vec{n}_s)$ – частотно-волновой спектр, вычисленный по области Ω .

Из выражения (2.46) следует, что при некоррелированной помехе и стационарном плосковолновом сигнале ПВОС состоит в вычислении частотно-волнового спектра в точках $(f, f\vec{n}_s)$ ($f = \text{var}$), а затем некогерентном накоплении результатов по частоте с весом $g_S(f)$. В этом случае все особенности движения антенны учитываются на этапе вычисления частотно-волнового спектра $\dot{U}(f, f\vec{n}_s)$.

Как видно, обработка стохастического сигнала при некоррелированной помехе оказывается относительно простой.

В случае коррелированной помехи задача существенно усложняется. При синтезе оптимального алгоритма обработки главная трудность состоит в нахождении функции $H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$, определяющей структуру обработки.

Рассмотрим два способа определения этой функции при различных допущениях о свойствах помехи и характере движения

антенны в пространстве. Заметим, что они подобны способам, описанным в подразделах 2.1.4 и 2.1.5.

2.2.2. Оптимизация пространственно-временной обработки стохастического сигнала (вариант 1)

Пусть помеха стационарная и слабокоррелированная по пространству и времени. Тогда из выражения (2.36) можно получить следующее выражение:

$$\int_{\vec{x}} \dot{G}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{B}_N(f, \vec{x}_2, \vec{x}_3) d\vec{x}_2 = \delta(\vec{x}_1 - \vec{x}_3), \quad (2.47)$$

где $\dot{G}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – взаимная спектральная плотность мощности помехи, $\dot{B}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – спектр функции $\theta_N(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$:

$$\dot{B}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \theta_N(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau. \quad (2.48)$$

Если сигнал стационарный, то, согласно выражению (1.25), его корреляционная функция может быть представлена в следующем виде с помощью функции Грина $\dot{G}_s(f, \vec{x}, \vec{\lambda})$:

$$K_S(t_4 - t_3, \vec{x}_3, \vec{x}_4, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) \dot{G}_s^*(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}) \times \\ \times \dot{G}_s(f, \vec{x}_4, \vec{\lambda}) \exp[j2\pi f(t_4 - t_3)] df. \quad (2.49)$$

При этом выражение (2.43) может быть записано в виде

$$H(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \iiint_{\Omega} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_N(t_3 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_3) \times \\ \times g_S^*(f) \dot{G}_s^*(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}) \dot{G}_s(f, \vec{x}_4, \vec{\lambda}) \theta_N(t_2 - t_4, \vec{x}_4, \vec{x}_2) \times \\ \times \exp[j2\pi f(t_4 - t_3)] dt_3 d\vec{x}_3 dt_4 d\vec{x}_4 df. \quad (2.50)$$

Учитывая слабую корреляцию помехи, выражение (2.50) может быть записано в виде

$$\begin{aligned} H(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{B}(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \times \\ &\times \exp[j2\pi f(t_2 - t_1)] df, \end{aligned} \quad (2.51)$$

где $\dot{B}(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая в спектральной области структуру ПВОС:

$$\dot{B}(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = g_s(f) \dot{D}(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) \dot{D}(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}), \quad (2.52)$$

$\dot{D}(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая в спектральной области структуру пространственной части обработки:

$$\dot{D}(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \int_{\vec{X}} \dot{B}_N(f, \vec{x}_4, \vec{x}_2) \dot{G}_s(f, \vec{x}_4, \vec{\lambda}) d\vec{x}_4. \quad (2.53)$$

Эти выражения могут быть использованы для определения функции $\dot{D}(f, \vec{x}, \vec{\lambda})$ и иным путем. Переписав выражение (2.47) в виде

$$\int_{\vec{X}} G_N^*(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) B_N^*(f, \vec{x}_2, \vec{x}_3) d\vec{x}_2 = \delta(\vec{x}_1 - \vec{x}_3), \quad (2.54)$$

умножим обе части выражения (2.54) на функцию Грина $\dot{G}_s(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda})$ и проинтегрируем по \vec{x}_3 . С учетом равенства (2.53) нетрудно получить уравнение

$$\int_{\vec{X}} G_N^*(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{D}(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) d\vec{x}_2 = \dot{G}_s(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}), \quad (2.55)$$

аналогичное уравнению (2.22) для когерентного сигнала.

Отметим, что структура обработки, описываемая выражениями (2.51) – (2.53), определяется пространственной областью \vec{X} и не зависит от временной области $T(\vec{x})$. Вследствие этого функции, определяющие для антенны, движущейся в области \vec{X} , структуру ПВОС, такие же, как и для неподвижной антенны, занимающей область \vec{X} .

В спектральной области алгоритм ПВОС может быть найден из выражения (2.38) с учетом соотношений (2.25) и (2.51) в следующем виде:

$$Q(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\vec{x}} \int_{\vec{x}} \dot{U}(f, \vec{x}_1) \dot{B}(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})^* U(f, \vec{x}_2) d\vec{x}_1 d\vec{x}_2 df, \quad (2.56)$$

где $\dot{U}(f, \vec{x})$ – спектр принимаемых колебаний.

Подставив выражение (2.52) в соотношение (2.56), получим алгоритм ПВОС в следующем виде:

$$Q(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} g_s(f) \left| \int_{\vec{x}} \dot{U}(f, \vec{x}) D(f, \vec{x}, \vec{\lambda}) d\vec{x} \right|^2 df. \quad (2.57)$$

Переходя к частотно-волновому представлению, можно записать алгоритм ПВОС в другой форме:

$$Q(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} g_s(f) \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(f, \vec{\varphi}) D(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) d\vec{\varphi} \right|^2 df, \quad (2.58)$$

где

$$D(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) = \int_{\vec{x}} \int_{\vec{x}} B_N^*(f, \vec{x}_3, \vec{x}) G_s^*(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi\vec{\varphi}\vec{x}) d\vec{x}_3 d\vec{x}.$$

Алгоритм обработки (2.57) предусматривает (рис. 2.7) вычисление спектра колебаний в области $T(\vec{x})$, интегрирование его по пространству с весом $D(f, \vec{x}, \vec{\lambda})$, вычисление квадрата модуля и затем интегрирование полученного результата по частоте с весом $g_s(f)$.

Алгоритм (2.58) предполагает (рис. 2.8) вычисление частотно-волнового спектра в области Ω , интегрирование его по пространственным частотам с весом $D(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$, вычисление квадрата модуля и интегрирование полученного результата по частоте с весом $g_s(f)$.

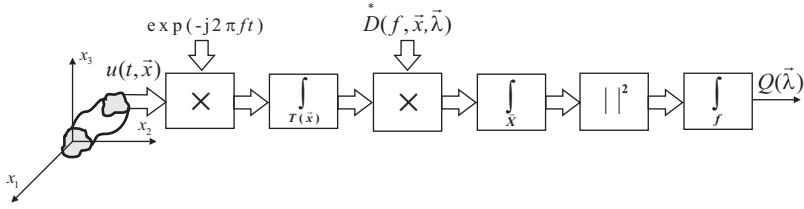


Рис. 2.7. Алгоритм оптимальной ПВОС в частотной области для стохастического сигнала в условиях сложного движения антенны в пространстве и стационарной слабокоррелированной помехи

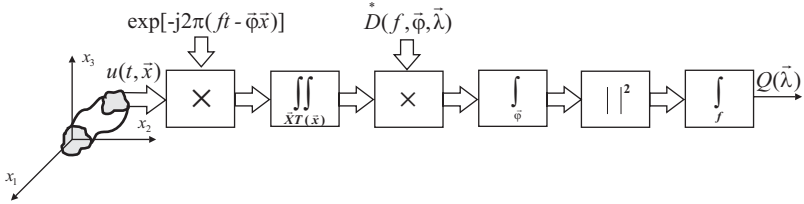


Рис. 2.8. Алгоритм оптимальной ПВОС в частотно-волновой области для стохастического сигнала в условиях сложного движения антенны в пространстве и стационарной слабокоррелированной помехи

При некоррелированной по пространству помехе

$$D(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) = g_N^{-1}(f) \int_{\vec{X}} G_s^*(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi\vec{\varphi}\vec{x}_3) d\vec{x}_3, \quad (2.59)$$

где $g_N(f)$ – спектральная плотность мощности помехи.

В случае, когда сигнал представляет собой плоскую волну,

$$D(f, \vec{\varphi}, \vec{n}_s) \approx g_N^{-1}(f) \delta(\vec{\varphi} - f\vec{n}_s). \quad (2.60)$$

Подстановка этого соотношения в формулу (2.58) дает следующий алгоритм обработки:

$$Q(\vec{n}_s) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_s(f)}{g_N^2(f)} |\dot{U}(f, f\vec{n}_s)|^2 df. \quad (2.61)$$

Как видно из выражения (2.61), в этом простейшем случае ПВОС (рис. 2.9) сводится к вычислению частотно-волнового спек-

тра в области Ω для всех частот f и пространственных частот $\vec{\Phi} = f\vec{n}_s$, вычислению квадрата модуля спектра и интегрированию результата по частоте с весом $\frac{g_s(f)}{g_N^2(f)}$.

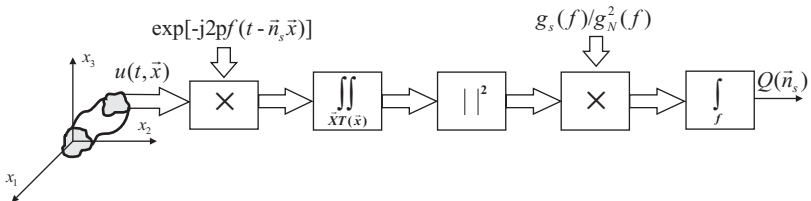


Рис. 2.9. Алгоритм оптимальной ПВОС в частотно-волновой области для стохастического сигнала в виде плоской волны в условиях сложного движения антенны в пространстве и помехи, стационарной во времени и некоррелированной по пространству

Следует отметить, что рассмотренный способ оптимизации может быть использован не только при слабокоррелированной по пространству помехе, но и тогда, когда она сильно коррелированная, однако перемещения антенны малы. В этом случае наблюдается полная аналогия со вторым способом оптимизации ПВОС для когерентного сигнала, описанного в подразделе 2.1.4.

2.2.3. Оптимизация пространственно-временной обработки стохастического сигнала (вариант 2)

Пусть выполняются все предположения подраздела 2.1.5, т.е. интервал наблюдения T представим M секциями, длительность T_m каждой из которых менее T_0 (где T_0 – время, в течение которого положение антенны практически не меняется), и при этом отсчеты помехи из разных интервалов секций T_m оказываются некоррелированными. Дополнительно будем полагать, что сигнал и помеха – поля, стационарные и слабокоррелированные на интервале времени T_m .

Тогда можно аппроксимировать область наблюдения Ω множеством областей $(T_m, \vec{X}(t)) \approx (T_m, \vec{X}(\bar{t}_m)) = \Omega_m$ ($m = \overline{1, M}$) и заменить интегральное уравнение (2.36), определяющее структуру оптимальной ПВОС в условиях движения антенны, на M более простых интегральных уравнений, типичных для неподвижной антенны:

$$\begin{aligned} \iint_{\Omega_m} K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \theta_N(t_2, t_3, \vec{x}_2, \vec{x}_3) dt_2 d\vec{x}_2 = \\ = \delta(t_1 - t_3, \vec{x}_1 - \vec{x}_3), \quad (m = \overline{1, M}). \end{aligned} \quad (2.62)$$

Решения этих уравнений для моментов времени $t_1, t_2 \in T_m$ позволяют найти структуру обработки в следующем виде:

$$\begin{aligned} H_m(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{B}_m(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \times \\ \times \exp[j2\pi f(t_2 - t_1)] df, \end{aligned} \quad (2.63)$$

где $\dot{B}_m(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая в спектральной области структуру обработки на m -м интервале:

$$\dot{B}_m(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = g_S(f) D_m^*(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) \dot{D}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}), \quad (2.64)$$

$\dot{D}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая пространственную часть структуры обработки на m -м интервале:

$$\dot{D}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \int_{\vec{X}(\bar{t}_m)} \dot{B}_{N_m}(f, \vec{x}_4, \vec{x}_2) \dot{G}_S(f, \vec{x}_4, \vec{\lambda}) d\vec{x}_4, \quad (2.65)$$

$\dot{B}_{N_m}(f, \vec{x}_1, \vec{x}_3)$ – решение интегрального уравнения

$$\int_{\vec{X}(\bar{t}_m)} \dot{G}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{B}_{N_m}(f, \vec{x}_2, \vec{x}_3) d\vec{x}_2 = \delta(\vec{x}_1 - \vec{x}_3). \quad (2.66)$$

Можно показать, что функция $\dot{D}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ является решением уравнения, аналогичного выражению (2.55):

$$\int_{\vec{x}(\bar{t}_m)}^* G_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{D}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) d\vec{x}_2 = \dot{G}_s(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}). \quad (2.67)$$

В общем виде алгоритмы секционированной ПВОС могут быть записаны следующим образом:

$$Q(\vec{\lambda}) = \sum_{m=1}^M \iiint_{\Omega_m} \iiint_{\Omega_m} u(t_1, \vec{x}_1) H_m(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \times \\ \times u(t_2, \vec{x}_2) dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2, \quad (2.68)$$

$$Q(\vec{\lambda}) = \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\vec{x}(\bar{t}_m)} \int_{\vec{x}(\bar{t}_m)} \dot{U}_m(f, \vec{x}_1) \dot{B}_m(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \times \\ \times U_m^*(f, \vec{x}_2) df d\vec{x}_1 d\vec{x}_2, \quad (2.69)$$

где $\dot{U}_m(f, \vec{x})$ – спектр колебаний $u_m(t, \vec{x})$, принимаемых на интервале T_m .

Из формул (2.69) и (2.64) следуют две формы спектрального алгоритма обработки:

$$Q(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} g_s(f) \sum_{m=1}^M \left| \int_{\vec{x}(\bar{t}_m)} \dot{U}_m(f, \vec{x}) \dot{D}_m^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda}) d\vec{x} \right|^2 df, \quad (2.70)$$

$$Q(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} g_s(f) \sum_{m=1}^M \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_m(f, \vec{\Phi}) \dot{D}_m^*(f, \vec{\Phi}, \vec{\lambda}) d\vec{\Phi} \right|^2 df, \quad (2.71)$$

где

$$D_m^*(f, \vec{\Phi}, \vec{\lambda}) = \int_{\vec{x}(\bar{t}_m)} \int_{\vec{x}(\bar{t}_m)}^* B_{N_m}(f, \vec{x}_3, \vec{x}) G_s^*(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}) \times \\ \times \exp(-j2\pi\vec{\Phi}\vec{x}) d\vec{x}_3 d\vec{x}. \quad (2.72)$$

В случае, когда помеха некоррелированная по пространству,

$$D_m^*(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) = g_N^{-1}(f) \int_{\vec{x}(\vec{r}_m)}^* G_s^*(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}) \times \exp(-j2\pi\vec{\varphi}\vec{x}_3) d\vec{x}_3. \quad (2.73)$$

Тогда для сигнала, представляющего собой плоскую волну, алгоритм обработки (2.71) может быть записан в следующем виде:

$$Q(\vec{n}_s) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_s(f)}{g_N^2(f)} \sum_{m=1}^M |\dot{U}_m(f, f\vec{n}_s)|^2 df. \quad (2.74)$$

Алгоритмы (2.69) – (2.71), (2.74) напоминают алгоритмы (2.56) – (2.58), (2.61), полученные для подвижной антенны при использовании первого способа оптимизации обработки стохастического сигнала. Несмотря на внешнее сходство, они разные.

Различные и возможности по оптимизации обработки в сложных динамических условиях. В данном случае при быстрых перемещениях антенны в пространстве оптимизировать обработку оказывается возможным не только в условиях слабокоррелированных помех, но и тогда, когда помехи сильно коррелированы по пространству. В этом состоит основное достоинство рассматриваемого способа и его отличие от первого способа оптимизации для стохастического сигнала.

Конкретные алгоритмы, иллюстрирующие возможности оптимизации ПВОС в сложных динамических условиях при наличии сильной пространственной корреляции помехи, приведены в следующем подразделе.

Прежде чем переходить к освещению этих вопросов, отметим, что рассмотренные два подхода оптимизации обработки стохастического сигнала, в принципе, могут применяться совместно. Но так же, как и в случае когерентного сигнала, вызывает сомнение целесообразность такого шага, т.к. задача сильно усложняется, а выигрыш от более точного учета особенностей движения антенны в пространстве, как правило, оказывается незначительным.

2.3. Пространственно-временная обработка сигналов в условиях многокомпонентных помех

Методы оптимизации, приведенные в подразделах 2.1 и 2.2, могут быть использованы для синтеза алгоритмов обработки когерентных и стохастических сигналов в сложных динамических и помеховых условиях.

В настоящем подразделе будем полагать, что помеха имеет многокомпонентную структуру, а антенна сложным образом размещается в пространстве. Синтезируем вначале алгоритмы ПВОС для когерентных сигналов, а затем перейдем к алгоритмам обработки стохастических сигналов.

2.3.1. Когерентный сигнал, помеха со стохастической локальной составляющей

Пусть помеха состоит из некоррелированной, распределенной и стохастической локальной составляющих, описываемых соответственно выражениями (1.29), (1.30) и (1.33). Будем считать, что во временной области помеха слабокоррелированная. Тогда, как следует из подраздела 2.1.5, ПВОС для когерентного сигнала определяется интегральными уравнениями (2.28). Рассмотрим случай, когда комплексный спектр m -й секции ожидаемого сигнала представим в виде

$$\dot{S}_m(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) = \dot{S}_m(f, \vec{\lambda}_t) \dot{G}_s(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{sx}), \quad (2.75)$$

где $\vec{\lambda}_s = (\vec{\lambda}_t, \vec{\lambda}_{sx})$ – вектор информативных параметров, состоящий из временной $\vec{\lambda}_t$ и пространственной $\vec{\lambda}_{sx}$ частей; $\dot{G}_s(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{sx})$ – функция Грина сигнала.

Учитывая указанные выше особенности помехи и сигнала, выражение (2.28) может быть записано как

$$\int_{\vec{x}(\vec{t}_m)} [g_0 \delta(\vec{x}_2 - \vec{x}_1) + g_d(f) G_d^*(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) + g_l(f) \dot{G}_l(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_{lx})^* G_l(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_{lx})] \times \quad (2.76)$$

$$\times \dot{B}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_s) d\vec{x}_2 = S_m(f, \vec{\lambda}_t) \dot{G}_s(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_{sx}),$$

где g_0 и $g_d(f)$ – спектральные плотности мощности соответственно некоррелированной и распределенной составляющих помехи, $\dot{G}_d(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – пространственная часть взаимной спектральной плотности мощности распределенной помехи, $\dot{G}_l(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_{lx})$ – функция Грина локальной составляющей помехи.

Решение уравнения (2.76) имеет следующий вид:

$$\dot{B}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_s) = \int_{\vec{x}(\vec{t}_m)} \dot{B}_{0d}(f, \vec{x}_3, \vec{x}_2) \left[\dot{S}_m(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}_s) - \dot{\beta}_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) \dot{S}_m(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}_l) \right] d\vec{x}_3, \quad (2.77)$$

где $\dot{B}_{0d}(f, \vec{x}_3, \vec{x}_2)$ – решение интегрального уравнения

$$\int_{\vec{x}(\vec{t}_m)} \dot{B}_{0d}(f, \vec{x}_3, \vec{x}_2) [g_0 \delta(\vec{x}_2 - \vec{x}_1) + g_d(f) G_d^*(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2)] d\vec{x}_2 = \delta(\vec{x}_1 - \vec{x}_3), \quad (2.78)$$

$\dot{\beta}_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx})$ – весовой множитель, описываемый следующим выражением:

$$\dot{\beta}_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) = \frac{g_l(f) \int_{\vec{x}(\vec{t}_m)} \int_{\vec{x}(\vec{t}_m)} G_l^*(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_{lx})}{1 + g_l(f) \int_{\vec{x}(\vec{t}_m)} \int_{\vec{x}(\vec{t}_m)} G_l^*(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_{lx})} \rightarrow \rightarrow \frac{\dot{B}_{0d}(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{G}_s(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_{sx}) d\vec{x}_1 d\vec{x}_2}{\dot{B}_{0d}(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{G}_l(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_{sx}) d\vec{x}_1 d\vec{x}_2}, \quad (2.79)$$

$\dot{S}_m(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}_l)$ – комплексный спектр m -й секции локальной составляющей помехи, характеризуемый вектором $\vec{\lambda}_l = (\vec{\lambda}_t, \vec{\lambda}_{lx})$:

$$\dot{S}_m(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}_l) = \dot{S}_m(f, \vec{\lambda}_l) \dot{G}_l(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}_{lx}). \quad (2.80)$$

При отсутствии распределенной помехи формулы (2.77) и (2.79) упрощаются

$$\begin{aligned} \dot{B}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_s) &= \frac{1}{g_0} [\dot{S}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_s) - \\ & - \dot{\beta}_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) \dot{S}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_l)], \end{aligned} \quad (2.81)$$

$$\begin{aligned} &\dot{\beta}_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) = \\ &= \frac{g_l(f)}{g_0} \int_{\vec{x}(\vec{\lambda}_m)}^* \dot{G}_l(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_{lx}) \dot{G}_s(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_{sx}) d\vec{x} \\ &= \frac{g_l(f)}{1 + \frac{g_l(f)}{g_0} \int_{\vec{x}(\vec{\lambda}_m)}^* \dot{G}_l(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_{lx}) \dot{G}_l(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_{sx}) d\vec{x}}. \end{aligned} \quad (2.82)$$

Алгоритм ПВОС в спектральной области с учетом равенства (2.81) может быть записан как

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_s) &= \sum_m \frac{1}{g_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\vec{x}(\vec{\lambda}_m)} \dot{U}_m(f, \vec{x}) [\dot{S}_m^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) - \\ & - \dot{\beta}_m^*(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) \dot{S}_m^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_l)] d\vec{x}, \end{aligned} \quad (2.83)$$

или как

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_s) &= \sum_m \frac{1}{g_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_m(f, \vec{\Phi}) [\dot{S}_m^*(f, \vec{\Phi}, \vec{\lambda}_s) - \\ & - \dot{\beta}_m^*(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) \dot{S}_m^*(f, \vec{\Phi}, \vec{\lambda}_l)] d\vec{\Phi}, \end{aligned} \quad (2.84)$$

а во временной – как

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_s) = \sum_m \frac{1}{g_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}_m(t, \vec{x}) [s_m^*(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) - \\ - c_m^*(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l)] dt d\vec{x}, \end{aligned} \quad (2.85)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{c}_m(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\beta}_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) \times \\ \times \dot{S}_m(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_l) \exp(j2\pi ft) dt. \end{aligned} \quad (2.86)$$

Если в формулах (2.83) – (2.85) раскрыть скобки, то можно получить алгоритмы компенсационного типа. В этом случае ПВОС строится по двухканальной схеме обработки. Один канал (сигнальный) согласован с сигналом, другой (компенсационный) – с локальной составляющей помехи. Для каждого интервала T_m проводится обработка по обоим каналам. Результаты обработки вычитаются с весом и накапливаются по номерам секций.

Пусть полезный сигнал – плоская волна, описываемая спектральной плотностью мощности $\dot{S}_m(f, \vec{\lambda}_l)$ и вектором направления прихода $\vec{\lambda}_{sx} = \vec{n}_s$, а помеха состоит из двух составляющих. Одна из составляющих помехи – некоррелированная, а вторая представляет собой плоскую волну стохастического типа, которая приходит из направления $\vec{\lambda}_{lx} = \vec{n}_l$ и описывается спектральной плотностью мощности $\dot{S}_m(f, \vec{\lambda}_l)$, совпадающей со спектральной плотностью мощности полезного сигнала.

Принимая во внимание, что

$$\dot{G}_s(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{sx}) = \exp(-j2\pi f \vec{n}_s \vec{x}),$$

$$\dot{G}_l(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{lx}) = \exp(-j2\pi f \vec{n}_l \vec{x}),$$

выражения (2.82) и (2.83) могут быть записаны как

$$\begin{aligned} \dot{\beta}_m(f, \vec{n}_s, \vec{n}_l) &= \dot{\beta}_m(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l) = \\ &= \int_{\vec{X}(\vec{t}_m)} \exp[-j2\pi f(\vec{n}_s - \vec{n}_l)\vec{x}] d\vec{x} \left(\int_{\vec{X}(\vec{t}_m)} d\vec{x} \right)^{-1}, \end{aligned} \quad (2.87)$$

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_l) &= \frac{1}{g_0} \sum_m \int_{-\infty}^{\infty} [\dot{U}_m(f, f\vec{n}_s) - \\ &- \dot{\beta}_m^*(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l) \dot{U}_m(f, f\vec{n}_l)] S_m^*(f, \vec{\lambda}_l) df. \end{aligned} \quad (2.88)$$

Выражение (2.87) описывает нормированную характеристику направленности антенны, занимающей в пространстве положение $\vec{X}(\vec{t}_m)$ в момент времени \vec{t}_m . Поэтому величина $\dot{\beta}_m(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l)$ – значение этой характеристики в точке $(\vec{n}_s - \vec{n}_l)$ на частоте f .

Характеристика направленности зависит от формы области $\vec{X}(\vec{t}_m)$, ее размеров и расположения в пространстве. Поэтому вес, с которым вычитается сигнал компенсационного канала, также зависит от этих параметров. Для подвижной антенны область пространства $\vec{X}(\vec{t}_m)$ меняется во времени, при этом происходит изменение весовых множителей $\dot{\beta}_m(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l)$.

Согласно формуле (2.88) ПВОС включает (рис. 2.10) разделение выборки поля на отдельные секции, вычисление для каждой секции значений частотно-волнового спектра $\dot{U}_m(f, \vec{\varphi})$ в точках $(f, f\vec{n}_s)$ и $(f, f\vec{n}_l)$, вычитание спектра $\dot{U}_m(f, f\vec{n}_l)$ из спектра $\dot{U}_m(f, f\vec{n}_s)$ с весом $\dot{\beta}_m^*(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l)$, интегрирование разности с весом $S_m^*(f, \vec{\lambda}_l)$ и суммирование результатов секций.

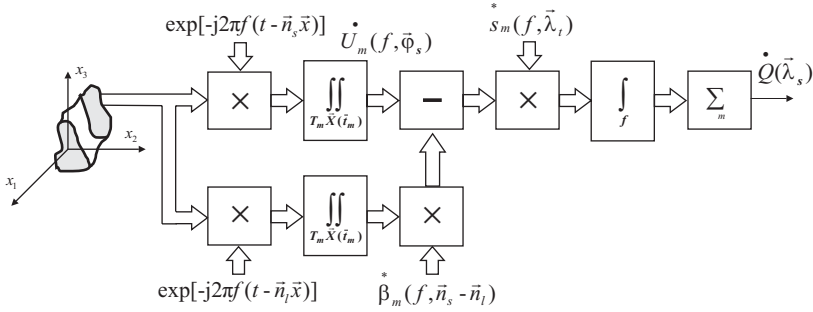


Рис. 2.10. Алгоритм ПВОС в частотно-волновой области для когерентного сигнала компенсационного типа

Спектры $\dot{U}_m(f, f\vec{n}_s)$, $\dot{U}_m(f, f\vec{n}_l)$, так же, как и вес $\beta_m^*(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l)$, зависят от области пространства $\vec{X}(\vec{t}_m)$. Поэтому в данном алгоритме специфика движения антенны учитывается и при вычислении спектров и при определении взвешенных разностей.

Для тонального сигнала с частотой $\vec{\lambda}_l = f_0$ спектр $\dot{S}_m(f, \vec{\lambda}_l) \approx \delta(f - f_0)$. Тогда алгоритм (2.88) приобретает следующий вид:

$$\dot{Q}(\vec{n}_s) = \frac{1}{g_0} \sum_m [\dot{U}_m(f_0, f_0\vec{n}_s) - \beta_m^*(f_0, \vec{n}_s - \vec{n}_l) \times \dot{U}_m(f_0, f_0\vec{n}_l)]. \quad (2.89)$$

Как видно из выражения (2.89), алгоритм включает разделение временного интервала наблюдения на отдельные секции, вычисление для каждой секции частотно-волновых спектров в точках $(f_0, f_0\vec{n}_s)$ и $(f_0, f_0\vec{n}_l)$, вычисление разности этих спектров с весом $\beta_m^*(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l)$ и суммирование полученных разностей по номерам секций.

Для уяснения физической сути алгоритма (2.89) рассмотрим линейную антенну, поворачивающуюся в пространстве. Если по-

межа некоррелированная, то согласно формуле (2.89) ПВОС описывается выражением

$$\dot{Q}(\vec{n}_s) = \frac{1}{g_0} \sum_m \dot{U}_m(f_0, f_0 \vec{n}_s).$$

Значение функции $\dot{U}_m(f_0, f_0 \vec{n}_s)$ в точке $(f_0, f_0 \vec{n}_s)$ представляет собой отклик системы обработки, настроенной на прием ожидаемого полезного сигнала с частотой f_0 и направлением прихода \vec{n}_s . Иначе говоря, осуществляется формирование характеристики направленности, которая вне зависимости от текущего положения антенны в пространстве ориентирована своим главным лепестком в направлении на сигнал (рис. 2.11).

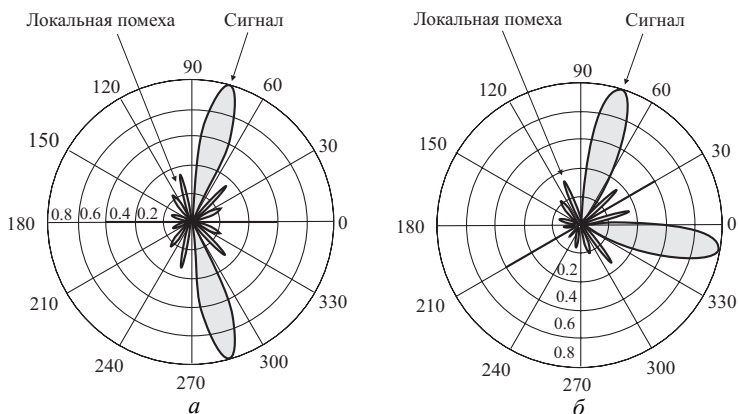


Рис. 2.11. Характеристики направленности поворачивающейся линейной антенны

Если помеха содержит сильную локальную составляющую с параметрами $(f_0, f_0 \vec{n}_l)$, то степень влияния локальной составляющей на отклик зависит от уровня бокового лепестка характеристики направленности в направлении \vec{n}_l . При малом уровне этого лепестка (рис. 2.11, *a*), влияние локальной составляющей мало. При

большом уровне бокового лепестка (рис. 2.11, б) влияние локальной составляющей оказывается сильным.

Понятно, что для обеспечения высокого качества обработки сигнала следует формировать характеристику направленности особого вида, которая вне зависимости от углового положения антенны ориентирована своим главным лепестком на направление прихода ожидаемого сигнала и имеет в направлении и на локальную составляющую помехи малый уровень бокового лепестка. Такую обработку реализует алгоритм (2.89).

Следует отметить, что все рассмотренные и рассматриваемые далее оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы ПВОС на фоне помехи с локальной составляющей обеспечивают вне зависимости от положения, формы и ориентации антенны в пространстве качественный прием полезного ожидаемого сигнала и подавление локальной составляющей помехи.

2.3.2. Когерентный сигнал, помеха с когерентной локальной составляющей

Пусть помеха состоит из некоррелированной, распределенной и локальной когерентной составляющих, описываемых соответственно выражениями (1.29), (1.30) и (1.35).

Поскольку помеха содержит нестационарную сильно коррелированную по времени когерентную составляющую, описанные в п. 2.1 способы оптимизации оказываются непригодными.

Для определения функции $\dot{b}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_s)$ воспользуемся уравнением (2.6), описывающим структуру ПВОС в общем виде. Учитывая особенности помехи, это выражение может быть записано как

$$\begin{aligned} & \iint_{\Omega} \left[\sigma_0^2 \delta(t_2 - t_1, \vec{x}_2 - \vec{x}_1) + K_d(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) + \right. \\ & \left. + g_l^2 \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_l(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_l)^* s_l(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_l) \right\} \right] \times \\ & \times \dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_s) dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{s}(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_s). \end{aligned} \quad (2.90)$$

Решение этого уравнения будем искать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{b}(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_s) = & \iint_{\Omega} B_{0d}(t_3, t_2, \bar{x}_3, \bar{x}_2) \times \\ & \times \left[\dot{s}(t_3, \bar{x}_3, \bar{\lambda}_s) - \dot{\beta}(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \dot{s}_l(t_3, \bar{x}_3, \bar{\lambda}_l) \right] dt_3 d\bar{x}_3, \end{aligned} \quad (2.91)$$

где $B_{0d}(t_3, t_2, \bar{x}_3, \bar{x}_2)$ – решение интегрального уравнения

$$\begin{aligned} & \iint_{\Omega} B_{0d}(t_3, t_2, \bar{x}_3, \bar{x}_2) [\sigma_0^2 \delta(t_2 - t_1, \bar{x}_2 - \bar{x}_1) + \\ & + K_d(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2)] dt_2 d\bar{x}_2 = \delta(t_1 - t_3, \bar{x}_1 - \bar{x}_3) . \end{aligned} \quad (2.92)$$

Подстановка выражений (2.91) и (2.92) в уравнение (2.90) дает линейное алгебраическое уравнение относительно $\dot{\beta}(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l)$. Решением этого уравнения является

$$\begin{aligned} \dot{\beta}(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \approx & \frac{\frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2} \iiint_{\Omega} \iiint_{\Omega}^* s_l(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_l)}{1 + \frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2} \iiint_{\Omega} \iiint_{\Omega}^* s_l(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_l)} \rightarrow \\ & \rightarrow \frac{B_{0d}(t_3, t_2, \bar{x}_3, \bar{x}_2) \dot{s}(t_3, \bar{x}_3, \bar{\lambda}_s) dt_2 d\bar{x}_2 dt_3 d\bar{x}_3}{B_{0d}(t_3, t_2, \bar{x}_3, \bar{x}_2) \dot{s}_l(t_3, \bar{x}_3, \bar{\lambda}_l) dt_2 d\bar{x}_2 dt_3 d\bar{x}_3} . \end{aligned} \quad (2.93)$$

При отсутствии распределенной помехи имеем

$$\dot{b}(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_s) = \frac{1}{\sigma_0^2} [\dot{s}(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_s) - \dot{\beta}(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \dot{s}_l(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_l)], \quad (2.94)$$

$$\begin{aligned} \dot{\beta}(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \approx & \frac{\frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2} \iiint_{\Omega}^* s_l(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_l) \dot{s}(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_s) dt_2 d\bar{x}_2}{1 + \frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2} \iiint_{\Omega}^* s_l(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_l) \dot{s}_l(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_l) dt_2 d\bar{x}_2} . \end{aligned} \quad (2.95)$$

Алгоритм ПВОС, соответствующий выражению (2.94), может быть записан следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_s) = & \frac{1}{\sigma_0^2} \iint_{\Omega} u(t, \vec{x}) [s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_s)]^* - \\ & - \beta(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l) s_l(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_l)^*] dt d\vec{x}. \end{aligned} \quad (2.96)$$

Раскрыв скобки в выражении (2.96), можно получить другую форму алгоритма – алгоритм компенсационного типа. Он предусматривает обработку принятых колебаний по двум каналам, один из которых согласован с ожидаемым полезным сигналом, а другой – с локальной помехой. Результаты согласованной обработки по этим двум каналам вычитаются с весом $\beta(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l)$.

В частотной области алгоритм (2.96) выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_s) = & \frac{1}{\sigma_0^2} \int \int_{\vec{X} - \infty}^{\infty} \dot{U}(f, \vec{x}) [S(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s)]^* - \\ & - \beta(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l) S_l(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_l)^*] df d\vec{x}, \end{aligned} \quad (2.97)$$

а в частотно-волновой

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_s) = & \frac{1}{\sigma_0^2} \int \int_{-\infty - \infty}^{\infty} \dot{U}(f, \vec{\Phi}) [S(f, \vec{\Phi}, \vec{\lambda}_s)]^* - \\ & - \beta(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l) S_l(f, \vec{\Phi}, \vec{\lambda}_l)^*] df d\vec{\Phi}. \end{aligned} \quad (2.98)$$

В частотной области весовая функция $\beta(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l)$ может быть представлена в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{\beta}(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l) = & \frac{\sigma_l^2 \int \int_{\vec{X} - \infty}^{\infty} S_l(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_l) \dot{S}(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) df d\vec{x}}{1 + \frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2} \int \int_{\vec{X} - \infty}^{\infty} S_l(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_l) \dot{S}_l(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_l) df d\vec{x}}, \end{aligned} \quad (2.99)$$

а в частотно-волновой области

$$\dot{\beta}(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) = \frac{\frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_l(f, \bar{\varphi}, \bar{\lambda}_l)^* \dot{S}_l(f, \bar{\varphi}, \bar{\lambda}_s) df d\bar{\varphi}}{1 + \frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_l(f, \bar{\varphi}, \bar{\lambda}_l)^* \dot{S}_l(f, \bar{\varphi}, \bar{\lambda}_l) df d\bar{\varphi}}. \quad (2.100)$$

Теперь перейдем к синтезу алгоритмов ПВОС для стохастического сигнала.

2.3.3. Стохастический сигнал, многокомпонентная стохастическая помеха

Пусть сигнал представляет собой стохастический процесс. Помеха состоит из некоррелированной, распределенной и локальной стохастической составляющих, описываемых соответственно выражениями (1.29), (1.30) и (1.33). Сигнал и помеха слабокоррелированные по времени.

При этих предположениях функции $\dot{D}_m(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_s)$, определяющие структуру ПВОС, могут быть найдены с помощью выражения (2.67). Подстановка выражений (1.29), (1.30) и (1.33) в выражение (2.67) дает уравнение, аналогичное уравнению (2.76):

$$\int_{\bar{x}(\bar{t}_m)} [g_0 \delta(\bar{x}_2 - \bar{x}_1) + g_d(f) G_d^*(f, \bar{x}_1, \bar{x}_2) + g_l(f) \dot{G}_l(f, \bar{x}_1, \bar{\lambda}_l) G_l^*(f, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_l)] \times \quad (2.101) \\ \times \dot{D}_m(f, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_s) d\bar{x}_2 = \dot{G}_s(f, \bar{x}_1, \bar{\lambda}_s).$$

Решение этого уравнения описывается уравнением

$$\dot{D}_m(f, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_s) = \int_{\bar{x}(\bar{t}_m)} \dot{B}_{0d}(f, \bar{x}_3, \bar{x}_2) \times \quad (2.102) \\ \times \left[\dot{G}_s(f, \bar{x}_3, \bar{\lambda}_s) - \dot{\beta}_m(f, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \dot{G}_l(f, \bar{x}_3, \bar{\lambda}_l) \right] d\bar{x}_3,$$

где $\dot{B}_{0d}(f, \bar{x}_3, \bar{x}_2)$ – решение уравнения (2.78); $\dot{\beta}_m(f, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l)$ – весовая функция, представляемая при слабом сигнале соотношением (2.79).

Когда распределенная помеха отсутствует, функция $\dot{D}_m(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_s)$ описывается следующим выражением:

$$\begin{aligned} \dot{D}_m(f, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_s) = & \frac{1}{g_0} [\dot{G}_s(f, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_s) - \\ & - \dot{\beta}_m(f, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \dot{G}_l(f, \bar{x}_2, \bar{\lambda}_l)], \end{aligned} \quad (2.103)$$

где весовая функция $\dot{\beta}_m(f, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l)$ определяется соотношением (2.82).

Учитывая выражения (2.70) и (2.71), можно получить следующие алгоритмы оптимальной ПВОС:

$$\begin{aligned} Q(\bar{\lambda}_s) = & \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_s(f)}{g_0^2} \sum_m \left| \int_{\bar{x}(\bar{t}_m)} \dot{U}_m(f, \bar{x}) \times \right. \\ & \left. \times \left[G_s^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_s) - \beta_m^*(f, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) G_l^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_l) \right] d\bar{x} \right|^2 df, \end{aligned} \quad (2.104)$$

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\bar{\lambda}_s) = & \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_s(f)}{g_0^2} \sum_m \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_m(f, \bar{\varphi}) \times \right. \\ & \left. \times \left[G_s^*(f, \bar{\varphi}, \bar{\lambda}_s) - \beta_m^*(f, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) G_l^*(f, \bar{\varphi}, \bar{\lambda}_l) \right] d\bar{\varphi} \right|^2 df, \end{aligned} \quad (2.105)$$

где

$$G_s^*(f, \bar{\varphi}, \bar{\lambda}_s) = \int_{\bar{x}(\bar{t}_m)} G_s^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_s) \exp(j2\pi\bar{\varphi}\bar{x}) d\bar{x}. \quad (2.106)$$

Как следует из формул (2.104) и (2.105), первым этапом обработки является вычисление частотного спектра $\dot{U}_m(f, \bar{x})$ или частотно-волнового спектра $\dot{U}_m(f, \bar{\varphi})$ и интегрирование полученных спектров соответственно по пространству или пространственным частотам с весом, учитывающим многокомпонентный состав помехи. Этот этап совпадает с первым этапом обработки когерентного сигнала. Последующая обработка включает характерные для сто-

хастического сигнала процедуры: вычисление квадрата модуля, накопление по секциям и интегрирование полученного результата с весом по частоте.

Если сигнал и локальная помеха представляют собой плоские волны, то ПВОС сводится к алгоритму, описываемому следующим выражением:

$$\dot{Q}(\vec{n}_s) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_s(f)}{g_0} \times \sum_m \left| \dot{U}_m(f, f\vec{n}_s) - \dot{\beta}_m^*(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l) \dot{U}_m(f, f\vec{n}_l) \right|^2 df, \quad (2.107)$$

где $\dot{\beta}_m^*(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l)$ – весовая функция, определяемая выражением (2.87).

В этом случае алгоритм ПВОС состоит в разбиении временного интервала наблюдения на отдельные секции, вычисления для каждого временного интервала частотно-волнового спектра в точках $(f, f\vec{n}_s)$ и $(f, f\vec{n}_l)$, вычисления разности полученных величин с весом $\dot{\beta}_m^*(f, \vec{n}_s - \vec{n}_l)$, учитывающим уровень бокового лепестка характеристики направленности в направлении на локальную помеху, нахождении квадрата модуля разности, суммировании по секциям и интегрирование полученной суммы по частоте с весом, учитывающим спектр сигнала.

Приведенные примеры обработки когерентных и стохастических сигналов при воздействии многокомпонентных помех показывают существенное отличие алгоритмов ПВОС для подвижных и неподвижных антенн. В условиях сложного движения антенны в пространстве оптимизация ПВОС при воздействии многокомпонентной помехи должна проводиться в комплексе: с учетом как особенностей и параметров движения антенны, так и структуры и параметров помехи.

2.4. Пространственно-временная обработка сигналов при многолучевом и многомодовом распространении колебаний

2.4.1. Квазидетерминированные сигналы

Исследования особенностей ПВОС в случае многолучевых и многомодовых сигналов начнем с рассмотрения когерентной многоволновой модели сигнала, описываемой выражениями (1.17) и (1.20).

В этом случае интегральное уравнение (2.6) может быть записано для каждой r составляющей ($r = \overline{1, R}$) следующим образом:

$$\iint_{\Omega} K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{b}_r(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_r) dt_2 d\vec{x}_2 = \dot{s}_r(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_r). \quad (2.108)$$

Решения $\dot{b}_r(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_r)$ ($r = \overline{1, R}$) этих уравнений определяют искомую функцию $\dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$, которая может быть представлена в виде

$$\dot{b}(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \sum_{r=1}^R \dot{b}_r(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_r), \quad \vec{\lambda} = (\vec{\lambda}_1 \dots \vec{\lambda}_R). \quad (2.109)$$

Результат ПВОС описывается выражением

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \sum_{r=1}^R \dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r), \quad (2.110)$$

где $\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r)$ – результат ПВОС для r -й компоненты сигнала:

$$\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r) = \iint_{\Omega} u(t, \vec{x}) b_r^*(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_r) dt d\vec{x}. \quad (2.111)$$

В спектральной форме выражение (2.111) имеет вид

$$\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(f, \vec{\varphi}) B_r^*(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}_r) df d\vec{\varphi}, \quad (2.112)$$

где $\dot{U}(f, \vec{\varphi})$ – частотно-волновой спектр сигнала, описываемый выражением (2.16); $\dot{B}_r(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}_r)$ – функция, определяющая в спектральной области структуру обработки для r -й волны сигнала:

$$\begin{aligned} \dot{B}_r(f, \bar{\varphi}, \vec{\lambda}_r) = & \iint_{\Omega} \dot{b}_r(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_r) \times \\ & \times \exp[-j2\pi(ft_1 - \bar{\varphi} \vec{x}_1)] dt_1 d\vec{x}_1. \end{aligned} \quad (2.113)$$

Из выражений (2.110) – (2.112) видно, что для многоволнового сигнала, представляемого когерентной моделью, ПВОС сводится к независимой обработке каждой компоненты с учетом особенностей движения антенны, а затем суммированию полученных результатов.

Можно показать, что в случае частично когерентного дружнофлюктуирующего сигнала, описываемого выражениями (1.17) и (1.21), оптимальная ПВОС состоит в расчете отклика $\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r)$ на воздействие каждой r -й волны и последующем некогерентном накоплении полученных результатов:

$$Q(\vec{\lambda}) = \begin{cases} \sum_{r=1}^R |\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r)|^2 & \text{при } \mu_r \ll 1 \forall r, \\ \sum_{r=1}^R |\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r)| & \text{при } \mu_r \gg 1 \forall r, \end{cases} \quad (2.114)$$

где $\mu_r(\vec{\lambda}_r)$ – энергия r -й волны:

$$\mu_r(\vec{\lambda}_r) = \iint_{\Omega} \dot{s}_r(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_r) b_r^*(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_r) dt d\vec{x}. \quad (2.115)$$

Если частично когерентный многоволновой сигнал представляет собой недружнофлюктуирующую пачку, описываемую выражениями (1.17) и (1.22), оптимальная ПВОС предусматривает расчет отклика $\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r)$ на воздействие каждой r -й волны, а затем нахождение выходного эффекта по формуле

$$Q(\vec{\lambda}) = \sum_{r=1}^R \frac{|\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r)|^2}{\mu_r(\vec{\lambda}_r) + 1}. \quad (2.116)$$

2.4.2. Стохастический сигнал

Рассмотрим особенности ПВОС при многоволновом стохастическом сигнале с независимыми компонентами. В этом случае корреляционная функция сигнала может быть представлена как

$$K_S(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \sum_{r=1}^R K_{S_r}(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_r), \quad (2.117)$$

функция, определяющая структуру обработки, – как

$$H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \sum_{r=1}^R H_r(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_r), \quad (2.118)$$

а выходной эффект ПВОС – как

$$Q(\vec{\lambda}) = \sum_{r=1}^R Q(\vec{\lambda}_r), \quad (2.119)$$

где $K_{S_r}(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_r)$ – корреляционная функция r -й волны; $H_r(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_r)$ – функция, определяющая структуру обработки r -й волны; $Q(\vec{\lambda}_r)$ – выходной эффект обработки r -й волны:

$$Q(\vec{\lambda}_r) = \iiint_{\Omega} \iiint_{\Omega} u(t_1, \vec{x}_1) H_r(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_r) \times \\ \times u(t_2, \vec{x}_2) dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2. \quad (2.120)$$

Отсюда следует, что оптимальная ПВОС состоит в обработке, оптимальной для отдельных волн, и последующем суммировании полученных результатов.

Обратим внимание на то, что в данном случае специфика движения антенны учитывается только на первом этапе. На втором этапе – объединения полученных результатов факт движения антенны не играет роли. Это характерно как для квазидетерминированных, так и стохастических сигналов.

Для получения более полного представления об особенностях обработки многоволновых полей рассмотрим несколько примеров.

Пусть помеха некоррелированная по пространству и слабокоррелированная по времени. Спектральная плотность мощности помехи описывается функцией $g_N(f)$. Сигнал – частично когерентный многоволновой, состоит из R волн, характеризуемых спек-

трами $S_r(f, \vec{\lambda}_{tr})$. Среда распространения колебаний описывается функциями Грина $\dot{G}_{sr}(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{xr})$ ($r = \overline{1, R}$), разными, в общем случае, для различных волн.

Тогда с учетом выражения (1.15)

$$\dot{b}_r(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_r) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\dot{S}_r(f, \vec{\lambda}_{tr})}{g_N(f)} \dot{G}_{sr}(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{xr}) \times \exp(j2\pi ft) df. \quad (2.121)$$

В спектральном представлении функция, определяющая структуру обработки, может быть получена в следующем виде:

$$\dot{B}_r(f, \vec{\Phi}, \vec{\lambda}_r) = \frac{\dot{S}_r(f, \vec{\lambda}_{tr})}{g_N(f)} \dot{G}_{sr}(f, \vec{\Phi}, \vec{\lambda}_{xr}), \quad (2.122)$$

где

$$\dot{G}_{sr}(f, \vec{\Phi}, \vec{\lambda}_{xr}) = \int_{\vec{X}} \dot{G}_{sr}(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{xr}) \exp(j2\pi \vec{\Phi} \vec{x}) d\vec{x}. \quad (2.123)$$

Если сигнал состоит из R лучей, которые описываются плоскими волнами с направлениями прихода \vec{n}_{sr} ($r = \overline{1, R}$), то, как следует из выражения (2.112),

$$\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(f, f\vec{n}_{sr}) \frac{S_r^*(f, \vec{\lambda}_{tr})}{g_N(f)} df. \quad (2.124)$$

Если сигнал описывается R модовой моделью, в которой каждая r -тая мода представляется парой плоских волн с направлениями прихода \vec{n}'_{sr} , \vec{n}''_{sr} и амплитудами $a'_r(f)$, $a''_r(f)$, то из выражения (2.112) следует

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_r) = & \int_{-\infty}^{\infty} [a'_r(f) \dot{U}(f, f\vec{n}'_{sr}) + \\ & + a''_r(f) \dot{U}(f, f\vec{n}''_{sr})] \frac{S_r^*(f, \vec{\lambda}_{tr})}{g_N(f)} df. \end{aligned} \quad (2.125)$$

Как видно из выражений (2.114), (2.115), (2.119), (2.124), (2.125), ПВОС как в случае многолучевого, так и многомодового сигнала состоит из двух этапов.

Для многолучевого сигнала первый этап обработки заключается в вычислении частотно-волновых спектров в точках $(f, f\vec{n}_{sr})$ ($f = \text{var}, r = \overline{1, R}$), а затем – в интегрировании результатов с весом, зависящим от спектров сигнала и помехи.

Для многомодового сигнала первый этап обработки состоит в вычислении частотно-волновых спектров в точках $(f, f\vec{n}'_{sr})$ и $(f, f\vec{n}''_{sr})$ ($f = \text{var}, r = \overline{1, R}$), интегрировании результатов с весом, зависящим от спектров сигнала и помехи, а затем последующем суммировании результатов интегрирования.

Второй этап обработки разный для различных типов сигналов. В случае когерентного сигнала обработка сводится к суммированию результатов согласно выражению (2.110), в случае дружнофлюктуирующего слабого сигнала – к их суммированию согласно выражению (2.114) (рис. 2.12), в случае недружнофлюктуирующего сигнала – к их суммированию с весом согласно выражению (2.115).

Если сигнал – случайное поле, представляемое множеством плоских волн, описываемых спектральными плотностями мощности $g_{sr}(f)$ и векторами направления прихода \vec{n}_{sr} ($r = \overline{1, R}$), а помеха слабокоррелированная, используя выражения (2.61), (2.118) и (2.119), можно получить следующий алгоритм ПВОС:

$$Q(\vec{\lambda}) = \sum_{r=1}^R \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_{sr}(f)}{g_N^2(f)} \left| \dot{U}(f, f\vec{n}_{sr}) \right|^2 df. \quad (2.126)$$

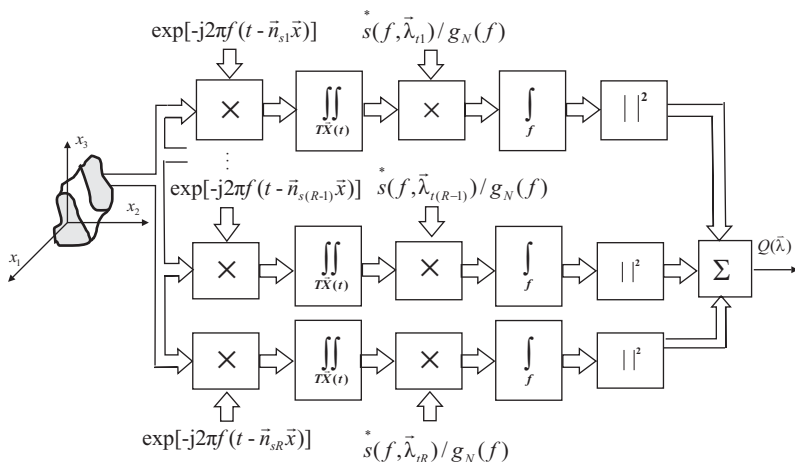


Рис. 2.12. Алгоритм оптимальной ПВОС в частотно-волновой области в случае многолучевого дружнофлюктуирующего слабого сигнала

В данном случае обработка состоит в вычислении частотно-волнового спектра в точках $(f, f\vec{n}_{sr})$ ($f = \text{var}, r = \overline{1, R}$), возведении в квадрат спектральных отсчетов, соответствующих ожидаемым направлениям прихода волн, их интегрировании с весом, определяемым спектрами сигнала и помехи, и суммировании результатов интегрирования по номерам волн.

ГЛАВА 3

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СЛОЖНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ

В подразделе 1.1 рассматривались простейшие динамические модели. Предварительный их анализ позволил установить некоторые важные закономерности. Было показано, что движение антенны в пространстве, в особенности сложное движение, оказывает существенное влияние на угловую избирательность систем ПВОС. При перемещении антенн с переменной по направлению и по величине скоростью или при изменении углового положения антенны в ряде случаев наблюдается качественное улучшение угловой избирательности.

Настоящая глава посвящена более глубокому исследованию вопроса, в частности, исследованию точности совместного измерения (оценки) частотно-угловых параметров сигнала и помехоустойчивости систем ПВОС при сложном перемещении антенны в пространстве.

3.1. Точность совместной оценки частотно-угловых параметров сигнала в сложных динамических условиях

3.1.1. Методика исследования

Будем полагать, что сигнал представляет собой случайный гауссовский процесс, порождаемый удаленным источником, а помеха – гауссовская. Фронт волны сигнала плоский и описывается вектором направления прихода \vec{n} , а спектр состоит из двух частей: сплошной части и мощных дискретных составляющих.

Для описания такого сигнала в аналитической форме будем пользоваться следующей математической моделью:

$$\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) = \dot{s}_0(t, \vec{x}, \vec{n}) + \sum_{n=1}^N a_n \exp[j2\pi f_n(t - \vec{n}\vec{x}) + \varphi_n], \quad (3.1)$$

где $\dot{s}_0(t, \vec{x}, \vec{n})$ – составляющая сигнала, соответствующая сплошной части спектра; a_n , f_n , и φ_n – соответственно амплитуда, частота и начальная фаза n -й дискретной составляющей сигнала.

В данном случае вектор существенных параметров $\vec{\lambda}$ образован углами, характеризующими направление прихода сигнала, и набором частот соответствующих дискретных составляющих. Если направление прихода сигнала \vec{n} определяется пеленгом ϑ и углом места ϑ , то вектор существенных параметров

$$\vec{\lambda} = (\varphi, \vartheta, f_1, \dots, f_N). \quad (3.2)$$

Будем полагать, что уровень дискретных составляющих существенно превосходит уровень сплошной части спектра, а частоты f_n ($n = \overline{1, N}$) значительно отличаются друг от друга. Тогда, интересуясь только одной любой дискретной составляющей f_n , можно считать, что вектор существенных параметров состоит из трех компонент:

$$\vec{\lambda} = (\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (\varphi, \vartheta, f_n), \quad (3.3)$$

а комплексный сигнал имеет вид

$$\dot{s}(t, \bar{x}, \bar{\lambda}) = a_n \exp \{ j[2\pi f_n (t - \bar{n}\bar{x}) + \varphi_n] \}, \quad (3.4)$$

где $\bar{n} = \frac{1}{c} (\cos \varphi \sin \vartheta, \sin \varphi \sin \vartheta, \cos \vartheta)$.

В качестве несущественных параметров в данном случае может выступать либо случайная начальная фаза φ_n n -й дискретной составляющей, либо случайные начальная фаза φ_n и амплитуда a_n . В первом случае вектор несущественных параметров $\bar{\beta} = \varphi_n$, во втором – $\bar{\beta} = (\varphi_n, a_n)$.

Корреляционная матрица $K_{\bar{\lambda}}$, характеризующая точность совместной оценки параметров вектора $\bar{\lambda}$, может быть оценена с помощью *неравенства Крамера – Рао* [29, 56]:

$$K_{\bar{\lambda}} \geq J^{-1}, \quad (3.5)$$

где J – *информационная матрица Фишера*, компоненты которой имеют следующий вид:

$$J_{ij} = M \left[\frac{\partial \ln f(t, \bar{x}; \bar{\lambda})}{\partial \lambda_i} \frac{\partial \ln f(t, \bar{x}; \bar{\lambda})}{\partial \lambda_j} \right] \quad (i, j = \overline{1, 3}),$$

$f(t, \bar{x}; \bar{\lambda})$ – плотность распределения вероятности принятого колебания.

Учитывая гауссовский характер распределения, можно показать, что элементы матрицы Фишера

$$J_{ij} = M_{\bar{\beta}} \left[\iiint_{\Omega} \frac{\partial \dot{s}(t_1, \bar{x}_1, \bar{\lambda})}{\partial \lambda_i} \theta_N(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2) \times \right. \\ \left. \times \frac{\partial^* s(t_2, \bar{x}_2, \bar{\lambda})}{\partial \lambda_j} dt_1 d\bar{x}_1 dt_2 d\bar{x}_2 \right] \quad (i, j = \overline{1, 3}), \quad (3.6)$$

где $M_{\bar{\beta}}$ – оператор вычисления математического ожидания по

векторному параметру $\vec{\beta}$; $\theta_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – функция, обратная корреляционной функции помехи $K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ (определяется выражением (2.36)).

Когда помеха некоррелированная, выражение (3.6) упрощается:

$$J_{ij} = \frac{2}{N_0} M_{\vec{\beta}} \left[\iint_{\Omega} \frac{\partial \dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_i} \frac{\partial s^*(t, \vec{x}, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_j} dt d\vec{x} \right] \quad (i, j = \overline{1, 3}). \quad (3.7)$$

Вычисляя производные и подставляя их в выражение (3.7), можно получить элементы матрицы Фишера в следующем виде:

$$J_{11} = \frac{2}{N_0} (2\pi f_n)^2 M_{\vec{\beta}} [a_n^2] \iint_{\Omega} (\vec{h}_{\phi} \vec{x})^2 dt d\vec{x}, \quad (3.8)$$

$$J_{22} = \frac{2}{N_0} (2\pi f_n)^2 M_{\vec{\beta}} [a_n^2] \iint_{\Omega} (\vec{h}_g \vec{x})^2 dt d\vec{x}, \quad (3.9)$$

$$J_{33} = \frac{2}{N_0} (2\pi)^2 M_{\vec{\beta}} [a_n^2] \iint_{\Omega} \left(t - \frac{\vec{n}\vec{x}}{c} \right)^2 dt d\vec{x}, \quad (3.10)$$

$$J_{12} = J_{21} = \frac{2}{N_0} (2\pi f_n)^2 M_{\vec{\beta}} [a_n^2] \times \iint_{\Omega} (\vec{h}_{\phi} \vec{x})(\vec{h}_g \vec{x}) dt d\vec{x}, \quad (3.11)$$

$$J_{13} = J_{31} = -\frac{2}{N_0} (2\pi)^2 f_n M_{\vec{\beta}} [a_n^2] \times \iint_{\Omega} \left(t - \frac{\vec{n}\vec{x}}{c} \right) (\vec{h}_{\phi} \vec{x}) dt d\vec{x}, \quad (3.12)$$

$$J_{23} = J_{32} = -\frac{2}{N_0} (2\pi)^2 f_n M_{\beta} [a_n^2] \times \iint_{\Omega} \left(t - \frac{\vec{n}\vec{x}}{c} \right) (\vec{h}_{\vartheta}\vec{x}) dt d\vec{x}, \quad (3.13)$$

где

$$\vec{h}_{\varphi} = \frac{\partial \vec{n}}{\partial \varphi} = \frac{1}{c} (-\sin \varphi \sin \vartheta, \cos \varphi \sin \vartheta, 0), \quad (3.14)$$

$$\vec{h}_{\vartheta} = \frac{\partial \vec{n}}{\partial \vartheta} = \frac{1}{c} (\cos \varphi \cos \vartheta, \sin \varphi \cos \vartheta, -\sin \vartheta). \quad (3.15)$$

По сути, расчет точности оценки параметров – несложная задача. Необходимо вычислить по формулам (3.8) – (3.15) элементы матрицы Фишера, а затем найти обратную матрицу, элементы которой дают нижнюю границу оценки корреляционной матрицы $K_{\vec{\lambda}}$, характеризующую точность совместной оценки параметров вектора $\vec{\lambda}$.

Однако из-за громоздкости выражений (3.8) – (3.13) расчет оказывается трудоемким даже для антенн простейшей формы и при простейших законах их перемещения в пространстве.

Для выяснения влияния различных типов перемещений антенны на потенциальную точность измерения частотно-угловых параметров сигнала проводилось компьютерное моделирование.

3.1.2. Описание методики и результатов моделирования

Точность измерения частотно-угловых параметров сигнала может быть охарактеризована различными параметрами. Наиболее полную характеристику потенциальной точности измерения дает корреляционная матрица $K_{\vec{\lambda}}$ (в данном случае размером 3×3). Менее полное, но достаточно информативное представление о точности, дают параметры, характеризующие точность измерения одного параметра сигнала: среднеквадратическое отклонение (СКО) по пеленгу, углу места и частоте. Эти параметры равны корню из диагональных элементов корреляционной матрицы $K_{\vec{\lambda}}$. Удобным

параметром для исследования точности совместного измерения частотно-угловых параметров сигнала служит произведение СКО по пеленгу, углу места и частоте.

Для проведения моделирования разработана компьютерная программа, позволяющая проводить расчеты корреляционной матрицы $K_{\vec{\lambda}} = J^{-1}$ для различных антенн, перемещающихся в пространстве с шестью степенями свободы.

Предполагалось, что сигнал частично когерентный и состоит из Q когерентных фрагментов, каждый из которых имеет свою начальную фазу φ_{nq} ($q = \overline{1, Q}$). Закон перемещения приемников антенны описывается выражением

$$\vec{x}_i(t) = \vec{x}_c(t) + A(t)(\vec{R} + \vec{x}_{0i}) \quad (3.16)$$

(см. рис. 1.6).

Вектор $\vec{x}_c(t)$ представлен выражением, учитывающим равноускоренное движение и гармонические перемещения носителя вдоль пространственных осей:

$$\vec{x}_c(t) = (\vec{v} + \vec{a}t)t + \vec{X}_0 \cos(\vec{\omega}_0 t + \vec{\Phi}_0), \quad (3.17)$$

где \vec{v} и \vec{a} – соответственно векторы скорости и ускорения, \vec{X}_0 – вектор амплитуд гармонических перемещений антенны вдоль осей координат, $\vec{\omega}_0$ и $\vec{\Phi}_0$ – соответственно векторы круговых частот и начальных фаз гармонических перемещений антенны вдоль пространственных осей.

Матрица $A(t)$ представлена выражениями, учитывающими вращение носителя вокруг осей $(\vec{e}'_1, \vec{e}'_2, \vec{e}'_3)$:

$$A(t) = A_1(\gamma_1(t))A_2(\gamma_2(t))A_3(\gamma_3(t)), \quad (3.18)$$

$$\vec{\gamma}(t) = (\gamma_1(t), \gamma_2(t), \gamma_3(t)) = \vec{\xi}t + \vec{B} \cos(\vec{\omega}_\gamma t + \vec{\Phi}_\gamma), \quad (3.19)$$

где $A_1(\gamma_1)$, $A_2(\gamma_2)$, $A_3(\gamma_3)$ – матрицы поворота вокруг осей; $\vec{\xi}$ – вектор, компоненты которого характеризуют регулярные

составляющие поворота носителя вокруг осей; \vec{B} , $\vec{\omega}_\gamma$ и $\vec{\phi}_\gamma$ – векторы, описывающие соответственно амплитуды поворотов носителя вокруг осей, их круговые частоты и начальные фазы.

Общее количество параметров, однозначно определяющих модель сигнала и модель движения антенны в пространстве, равно 48. Фиксируя любые 47 параметров, можно исследовать зависимость компонент матрицы $K_{\vec{\lambda}}$ от величины незафиксированного 48-го параметра.

Заметим, что формулы (3.5), (3.8) – (3.18) (и формулы, использованные при расчетах) описывают точность измерения параметров стохастического сигнала с дискретными спектральными составляющими. Такими же формулами описывается точность измерения параметров когерентного гармонического сигнала, отраженного от объекта. При работе в активном режиме с гармоническим сигналом вектор существенных параметров отраженного от объекта сигнала имеет следующий вид:

$$\vec{\lambda} = (\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (\varphi, \vartheta, f), \quad (3.20)$$

где f – частота отраженного сигнала.

Некоторые результаты расчетов, полученные с помощью программы для $1 \times 8 \times 4$ -элементной плоской антенной решеткой размером $1,6 \text{ м} \times 0,8 \text{ м}$, показаны на рис. 3.1 – 3.6. Основные значения параметров следующие: рабочая частота $f = 3000 \text{ Гц}$, пеленг $\varphi = 0^\circ$, угол места $\vartheta = 90^\circ$, время обработки 5 с, вектор круговых частот качки $\vec{\omega}_\gamma = 2\pi(0, 2, 0, 25, 0, 2) \text{ Гц}$, вектор круговых частот перемещений вдоль осей $\vec{\omega}_0 = 2\pi(0, 2, 0, 3, 0, 25) \text{ Гц}$, расстояние между приемниками антенны $d = 0,45c/f$, вектор, описывающий положение центра антенны относительно центра тяжести носителя, $\vec{R} = (0, 30, -3)$, регулярная составляющая поворота $\vec{\xi} = 0$. Остальные параметры указаны в табл. 3.1. В левых частях рисунков

(а) непрерывными линиями изображены зависимости СКО по пеленгу от параметров движения антенны, а пунктирными – зависимости СКО по углу места от тех же параметров.

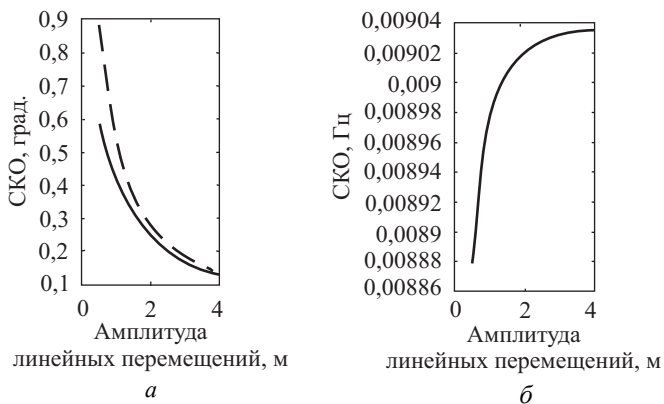
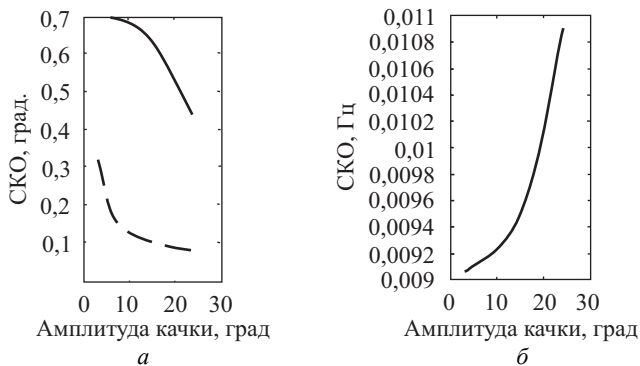


Рис. 3.1. Зависимости СКО углов (а) и СКО частоты (б) от амплитуды линейных перемещений



3.1. Точность совместной оценки частотно-угловых параметров сигнала в
сложных динамических условиях

Рис. 3.2. Зависимости СКО угла (*a*) и СКО частоты (*b*)
от амплитуды качки

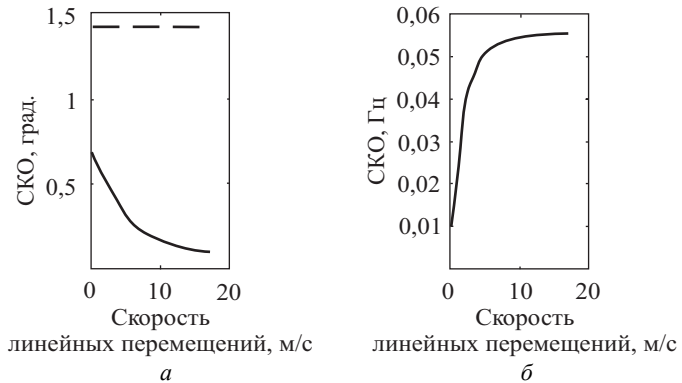


Рис. 3.3. Зависимости СКО углов (а) и СКО частоты (б) от скорости линейных перемещений

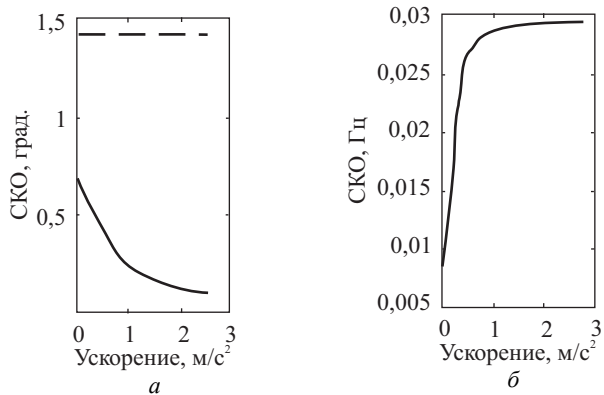


Рис. 3.4. Зависимости СКО углов (а) и СКО частоты (б) от ускорения линейных перемещений

3.1. Точность совместной оценки частотно-угловых параметров сигнала в сложных динамических условиях

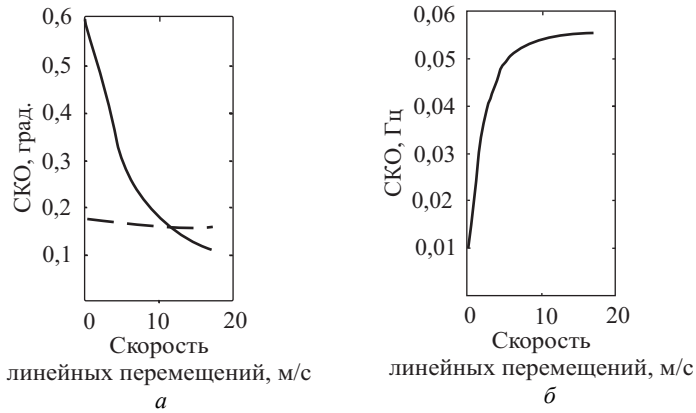


Рис. 3.5. Зависимости СКО углов (а) и СКО частоты (б) от скорости линейных перемещений при сложном движении антенны

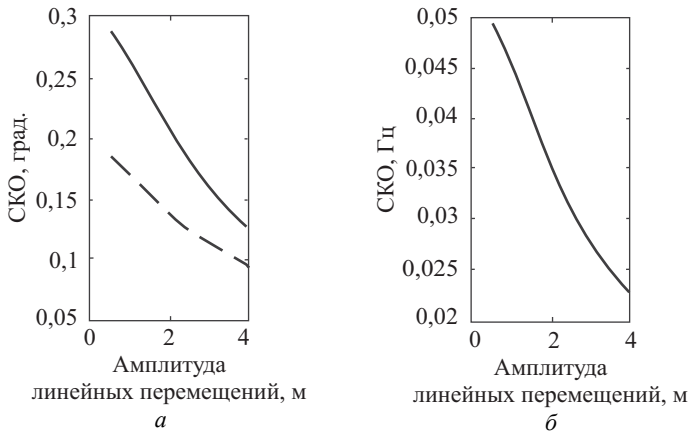


Рис. 3.6. Зависимости СКО углов (а) и СКО частоты (б) от амплитуды линейных перемещений при сложном движении антенны

Таблица 3.1.

Параметры, принятые при расчетах

Номер рисунка	Параметр			
	$\vec{X}_0, м$	$\vec{B}, град$	$\vec{v}, м/с$	$\vec{a}, м/с^2$
3.1	Var (1,1,1)	(0, 0, 0)	(0, 0, 0)	(0, 0, 0)
3.2	(0, 0, 0)	Var (1, 1, 1)	(0, 0, 0)	(0, 0, 0)
3.3	(0, 0, 0)	(0, 0, 0)	Var (0, 1, 0)	(0, 0, 0)
3.4	(0, 0, 0)	(0, 0, 0)	(0, 0, 0)	Var (0, 1, 0)
3.5	(0.5, 0.5, 1)	(5, 18, 3)	Var (0, 1, 0)	(0, 0, 0)
3.6	Var (1, 1, 1)	(5, 18, 3)	(0, 5, 0)	(0, 0, 0)

Из рис. 3.1 видно, что *линейные периодические перемещения* носителя вдоль осей координат существенно повышают точность измерения угловых параметров. Так, гармонические перемещения носителя с амплитудой 4 м (и такие же перемещения антенны) приводят к повышению точности измерения пеленга почти в 5 раз и угла места в 10 раз. При этом точность измерения частоты практически не меняется.

Периодические повороты носителя вокруг осей также приводят к повышению точности измерения угловых параметров (рис. 3.2), хотя и к менее значительному. Как видно из рисунка, повороты на угол 25° (антенна при этом перемещается в вертикальной и горизонтальной плоскостях примерно на 13 м) вызывают повышение точности измерения пеленга в 1,5, а угла места – в 3 раза. Точность измерения частоты при этом остается практически неизменной.

Постоянная составляющая движения носителя вдоль оси x_2 вызывает повышение точности измерения пеленга. Однако оно не столь значительно, как в случае периодических колебаний антенны вдоль осей координат, и сопровождается существенным ухудшением точности измерения частоты (рис. 3.3). Например, когда скорость движения носителя 18 м/с (при этом за время обработки сигнала антенна проходит путь, превосходящий ее размер вдоль оси x_2 в 56 раз), точность измерения пеленга повышается в 6 раз и во столько же раз снижается точность измерения частоты. При меньшей скорости движения антенны проигрыш в точности измерения

частоты даже превосходит выигрыш в точности измерения пеленга. При скорости движения носителя 5 м/с отношение проигрыш/выигрыш этих величин составляет 5/2.

Ускоренное движение носителя вдоль оси x_2 приводит к повышению точности измерения пеленга и некоторому снижению точности измерения частоты (рис. 3.4). При ускорении, равном $2,8 \text{ м/с}^2$ (при этом за время обработки сигнала антенна проходит путь в 40 раз больший, чем ее протяженность вдоль оси x_2), точность измерения пеленга возрастает в 6 раз, а точность измерения частоты снижается в 3 раза.

В сложных динамических условиях при наличии как периодических, так и апериодических линейных и угловых перемещений антенны, сохраняются отмеченные выше закономерности (рис. 3.5 и 3.6).

Заметим, что в случаях, когда повышение точности измерения угловых параметров сопровождается пропорциональным снижением точности измерения частоты, использовать выигрыш от повышения точности измерения угловых параметров можно лишь при условии, что частота сигнала априорно известна. Если же она неизвестна, то выигрыш нивелируется снижением точности измерения по частоте. Поэтому при работе в активном режиме реализовать выигрыш можно лишь при условии, что объекты локации неподвижны, а при работе в пассивном режиме – при условии, что априорно известна с высокой точностью частота излучаемого сигнала.

В случаях, когда наблюдается более быстрое увеличение точности измерения угловых параметров, чем снижение точности измерения частоты, наблюдается повышение точности совместной оценки частотно-угловых параметров. Тогда в активном режиме можно реализовать выигрыш при локации подвижных объектов, а в пассивном – даже при отсутствии информации о частоте сигнала, излучаемого источником.

3.1.3. Устранение неоднозначности определения направления прихода сигнала

Точность измерения параметров сигнала связана с угловой избирательностью системы обработки.

Для более полного понимания механизма влияния сложного движения антенны на угловую избирательность проводились исследования характеристик направленности.

Некоторые результаты расчетов для систем обработки с линейной антенной представлены на рис. 3.7. Кривая 1 соответствует оптимальной системе ПВОС в динамических условиях при повороте антенны (см. рис. 2.11), а кривая 2 – системе ПВОС в статических условиях. Сигнал – гармонический. Как видно из рисунка, кривая 1 имеет один большой лепесток (главный), кривая 2 – два таких лепестка (главный и зеркальный).

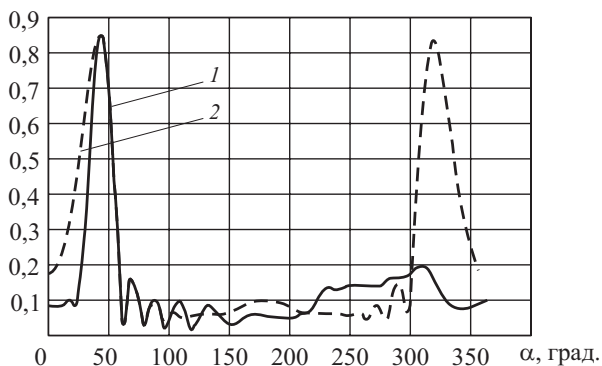


Рис. 3.7. Характеристики направленности подвижной (1) и неподвижной (2) систем с линейной антенной. За время обработки подвижная антенна поворачивается на угол 45°

Обусловлено это следующими причинами. В обоих случаях на всем временном интервале наблюдения осуществляется согласованная пространственно-временная обработка колебаний, принимаемых элементами антенны из направления, в котором ориентирован главный лепесток характеристики направленности. В статистических условиях для колебаний, приходящих из направления, в котором ориентирован зеркальный лепесток, обработка оказывается также согласованной. Вследствие этого уровень зеркального лепестка равен уровню главного. В динамических условиях для разных моментов времени ориентация зеркального лепестка различная.

При этом для колебаний, приходящих из любого направления, отличного от направления ориентации главного лепестка, пространственно-временная обработка несогласованная. В результате зеркальный лепесток отсутствует.

Наличие двух больших лепестков для неподвижной системы и лишь одного большого лепестка для подвижной, указывает на неоднозначность определения направления прихода сигнала в первом случае и на однозначность – во втором.

Уровень боковых лепестков характеристики направленности в зоне подавления зеркального лепестка зависит от множества параметров: размера антенны, ориентации ее в пространстве, скорости движения, максимального угла поворота и др.

В приведенном примере ширина главного лепестка характеристики направленности подвижной системы уже, чем ширина главного лепестка неподвижной системы. Обусловлено это тем, что в данном случае подвижная антенна поворачивается в сторону углов, где характеристика направленности неподвижной системы имеет более узкий растров. При повороте антенны в противоположном направлении ширина главного лепестка подвижной системы становится шире.

Характеристика направленности, изображенная на рис. 3.7 для подвижной системы, получена на фиксированной частоте. На других частотах рабочего диапазона она иная, однако на всех частотах имеет пониженный зеркальный лепесток. Поэтому не только узкополосная, но и широкополосная характеристика направленности оказывается однонаправленной. Откуда следует, что поворот антенны обеспечивает устранение неоднозначности определения направления прихода сигнала и в случае стохастического сигнала имеющего сплошной спектр.

* * *

Следует обратить внимание на следующие закономерности, касающиеся точности измерения параметров когерентных сигналов и стохастических сигналов, содержащих мощные дискретные спектральные составляющие:

1) любое движение антенны приводит к повышению точности измерения одного или нескольких угловых параметров, однако далеко не всегда к повышению точности совместной оценки частотно-угловых параметров;

2) постоянная составляющая скорости движения антенны повышает точность измерения угловых параметров сигнала, но снижает точность оценки частоты. Величина выигрыша сопоставима с проигрышем;

3) переменная по величине составляющая скорости движения антенны повышает точность измерения угловых параметров сигнала, несколько снижая точность измерения частоты. В целом, точность совместной оценки частотно-угловых параметров сигнала возрастает;

4) переменные по направлению составляющие движения антенны, в частности, периодические колебания вдоль осей координат, повышают точность измерения угловых параметров сигнала и практически не снижают точность оценки частоты. В результате, даже при малых, сопоставимых с размерами антенны, амплитудах колебаний точность совместной оценки частотно-угловых параметров сигнала ощутимо повышается. При больших амплитудах колебаний антенны точность измерения угловых параметров определяется не геометрическими размерами антенны, как в случае отсутствия движения, а размерами пространственной области, где происходит перемещение антенны.

Приведенные результаты показывают, что при сложном движении антенны точность совместной оценки частотно-угловых параметров сигнала существенно возрастает. Реальные динамические условия эксплуатации многих гидроакустических систем позволяют за счет корректного учета движения антенны в несколько раз повысить точность совместной оценки частотно-угловых параметров, кроме того, при использовании линейной антенны решить проблему устранения неоднозначности определения направления прихода сигнала.

3.2. Помехоустойчивость систем пространственно-временной обработки когерентных сигналов

3.2.1. Параметры, характеризующие помехоустойчивость

Движение антенны сказывается не только на точности измерения параметров сигнала, но и на помехоустойчивости системы ПВОС. Исследуем помехоустойчивость разных систем в различных динамических ситуациях. Исследование начнем с когерентного сигнала, затем рассмотрим стохастический. Помеху будем считать гауссовской.

При проведении исследований помехоустойчивости будем ориентироваться на вероятностные характеристики как наиболее полно описывающие качество работы любой системы обработки сигнала в условиях случайных помех.

В подразделе 2.1 было показано, что оптимальная ПВОС в случае когерентного сигнала, как при отсутствии, так и наличии движения антенны, сводится к двум этапам. Первый этап представляет собой линейную обработку, второй – нелинейную. Для подвижной и неподвижной антенн первый этап различный, второй – одинаковый. Линейный характер первых этапов обработки и совпадение вторых упрощают исследование помехоустойчивости в динамических условиях. Остановимся на этом вопросе несколько более подробно.

Учитывая совпадение алгоритмов второго этапа обработки, качество систем ПВОС можно оценивать по результатам обработки лишь первого этапа. Поскольку первый этап ПВОС представляет собой линейную обработку, то результат при гауссовском входном воздействии описывается гауссовским распределением, которое полностью характеризуется *отношением сигнал-помеха* (ОСП). Отсюда следует, что задача исследования вероятностных характеристик систем ПВОС сводится к задаче исследования ОСП после первого этапа обработки.

Нетрудно убедиться, что ОСП γ для подвижной антенны описывается выражением, похожим на выражение, которым описывается ОСП для неподвижной антенны:

$$\gamma = \frac{\left[\iint_{\Omega} \dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})^* b(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) dt d\vec{x} \right]^2}{\iint_{\Omega} \iint_{\Omega} \dot{b}(t_1, \vec{x}_1, \vec{\lambda}) K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)^* b(t_2, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2}, \quad (3.21)$$

где $\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – аналитический сигнал, $\dot{b}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая структуру ПВОС, $K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – корреляционная функция помехи.

В этих выражениях отличается лишь область интегрирования. Для неподвижной антенны она может быть представлена в виде области, факторизуемой на пространственную и временную части; для подвижной – в общем случае в виде нефакторизуемой области Ω .

Выражение (3.21) справедливо при любой линейной обработке сигнала. Если обработка оптимальная (по критерию максимума отношения правдоподобия), то выражение (3.21) может быть приведено к следующему виду:

$$\gamma = \iint_{\Omega} \dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})^* b(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) dt d\vec{x}. \quad (3.22)$$

Рассмотрим помехоустойчивость системы ПВОС при разных помехах.

3.2.2. Некоррелированная помеха

Пусть помеха некоррелированная по пространству и времени. Тогда $\dot{b}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) = (1/\sigma_0^2) \dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ и выражение (3.22) можно записать как

$$\gamma = \frac{1}{\sigma_0^2} \iint_{\Omega} \dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})^* \dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) dt d\vec{x}. \quad (3.23)$$

Если амплитуда сигнала A_s не зависит от времени и пространственных координат, то выражение (3.23) можно представить в следующем виде:

$$\gamma = \frac{A_s^2 V_\Omega}{\sigma_0^2}, \quad (3.24)$$

где $V_\Omega = \iiint_{\Omega} dt d\vec{x}$ – пространственно-временной объем области наблюдения Ω .

Как следует из выражения (3.24), в случае некоррелированной помехи помехоустойчивость системы оптимальной ПВОС не зависит от формы антенны и параметров ее движения в пространстве, а определяется лишь амплитудой сигнала, дисперсией помехи и пространственно-временным объемом V_Ω области наблюдения Ω .

3.2.3. Многокомпонентная стохастическая помеха

Пусть помеха состоит из двух составляющих: некоррелированной и локальной, задаваемых соответственно корреляционными функциями (1.29) и (1.33).

Используя описанный в подразделе 2.1 третий способ оптимизации ПВОС для когерентного сигнала, выражение (3.22) можно представить как

$$\gamma = \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\vec{X}(\vec{t}_m)} \dot{S}_m(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) \dot{B}_m^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) df d\vec{x}.$$

В данном случае функция $\dot{B}_m(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s)$, определяющая структуру оптимальной ПВОС, описывается выражениями (2.81) и (2.82). Поэтому параметр ОСП

$$\gamma = \sum_m \frac{1}{\sigma_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\vec{X}(\vec{t}_m)} \dot{S}_m(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) \times \left[S_m^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) - \beta_m^*(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) S_m^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_l) \right] df d\vec{x}. \quad (3.25)$$

Учитывая равенства (2.75) и (2.80), выражение (3.25) можно записать как

$$\gamma = \sum_m \frac{1}{g_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S_m(f, \bar{\lambda}_t)|^2 \int_{\bar{X}(\bar{t}_m)} \dot{G}_s(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{sx}) \times \\ \times \left[G_s^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{sx}) - \beta_m^*(f, \bar{\lambda}_{sx}, \bar{\lambda}_{lx}) G_l^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{lx}) \right] d\bar{x} df.$$

Введем обозначение

$$P_m(f, \bar{\lambda}_{sx}, \bar{\lambda}_{lx}) = \frac{1}{\sqrt{V_{ms}(f, \bar{\lambda}_{sx}) V_{ml}(f, \bar{\lambda}_{lx})}} \times \\ \times \left[\int_{\bar{X}(\bar{t}_m)} G_l^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{lx}) \dot{G}_s(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{sx}) d\bar{x} \right], \quad (3.26)$$

где

$$V_{ms}(f, \bar{\lambda}_{sx}) = \int_{\bar{X}(\bar{t}_m)} G_s^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{sx}) \dot{G}_s(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{sx}) d\bar{x}, \\ V_{ml}(f, \bar{\lambda}_{lx}) = \int_{\bar{X}(\bar{t}_m)} G_l^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{lx}) \dot{G}_l(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{lx}) d\bar{x}. \quad (3.27)$$

Функция $P_m(f, \bar{\lambda}_{sx}, \bar{\lambda}_{lx})$ представляет собой пространственную функцию неопределенности, которая превращается в обычную характеристику направленности в случае однородной среды распространения колебаний, когда обе функции Грина $G_s^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{sx})$ и $\dot{G}_l(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_{lx})$ описываются экспоненциальными функциями.

Принимая во внимание равенства (3.26), (3.27) и учитывая соотношение (2.82), выражение для параметра ОСП можно представить в виде

$$\gamma = \frac{1}{g_0} \sum_m \int_{-\infty}^{\infty} |S_m(f, \bar{\lambda}_t)|^2 V_{ms}(f, \bar{\lambda}_{sx}) R_m(f, \bar{\lambda}_{sx}, \bar{\lambda}_{lx}) df,$$

где

$$R_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) = \frac{1 + \frac{g_l(f)}{g_0} V_{ml}(f, \vec{\lambda}_{lx})}{1 + \frac{g_l(f)}{g_0}} \rightarrow \frac{[1 - P_m^2(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx})]}{V_{ml}(f, \vec{\lambda}_{lx})}. \quad (3.28)$$

Пусть сигнал узкополосный и его амплитуда A_S не зависит от времени. Тогда выражение, описывающее ОСП, значительно упрощается:

$$\gamma = \frac{A_S^2 T}{g_0 M} \sum_m [V_{ms} R_m(f_0, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx})], \quad (3.29)$$

где $V_{ms} = V_{ms}(f_0, \vec{\lambda}_{sx})$, f_0 – средняя частота рабочей полосы частот сигнала.

В ряде случаев (в частности, когда среда распространения колебаний однородная)

$$V_{ms}(f, \vec{\lambda}_{sx}) = V_{ml}(f, \vec{\lambda}_{lx}) = V_{mx},$$

где $V_{mx} = \int_{\vec{x}(\vec{r}_m)} d\vec{x}$ – объем антенны.

Тогда, приближенно в районе нулей пространственной функции неопределенности (при $P_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) \ll 1$), параметр ОСП описывается выражением

$$\gamma = \frac{A_S^2 T}{g_0} \left(\frac{1}{M} \sum_m V_{mx} \right), \quad (3.30)$$

а в районе главного лепестка (при $P_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) \approx 1$ ($m = \overline{1, M}$)) – выражением

$$\gamma = A_S^2 T \left(\frac{1}{M} \sum_m \frac{V_{mx}}{g_0 + g_l(f_0) V_{mx}} \right). \quad (3.31)$$

Из выражений (3.29) – (3.31) видно, что в случае постоянного объема антенны ($V_{mx} = \text{const} = V_x$), параметр ОСП меняется в пределах от $\frac{A_S^2 T V_x}{g_0}$ до $\frac{A_S^2 V_x T}{g_0 + g_l(f_0) V_x}$. Эти пределы не зависят от характера и параметров движения антенны. Однако при этом текущее значение параметра γ может меняться, причем в ряде случаев сильно.

Для иллюстрации сказанного рассмотрим зависимости параметра ОСП от угла прихода α_l локальной составляющей помехи (рис. 3.8). Кривые получены для восьмиэлементной линейной антенны.

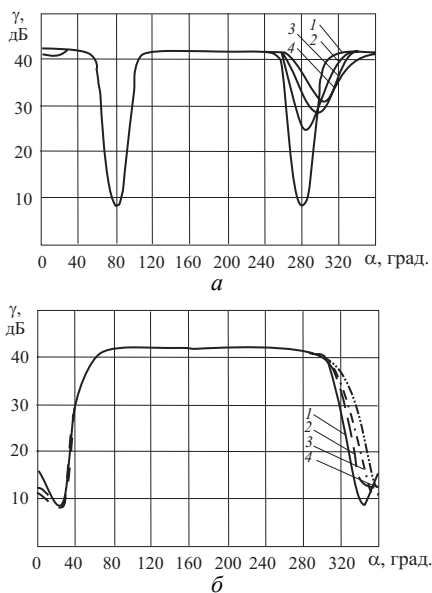


Рис. 3.8. Зависимости параметра ОСП γ от угла α_l . Угол прихода сигнала α_s равен 80° (а) и 20° (б). Угловая скорость ξ поворота антенны равна 0 (неподвижная антенна), 1, 2, и 3 градусам за время T_c (соответственно кривые 1 – 4)

Как видно, все кривые имеют два минимума. Один из них (под углом 80°) соответствует главному лепестку характеристики направленности, а другой (в районе 280° для рисунка (а) и 340° для рисунка (б)) – зеркальному главному лепестку. Для неподвижной антенны уровни обоих минимумов одинаковы, для подвижной – разные: уровень минимума, соответствующего зеркальному главному лепестку, в некоторых случаях оказывается во много раз выше, чем уровень минимума, соответствующего главному лепестку.

Сравнение кривых для подвижной и неподвижной антенн показывает, что в районе главного лепестка характеристики направленности и в области боковых лепестков значения параметра ОСП практически совпадают. Однако величина параметра ОСП в области зеркального главного лепестка больше для подвижной антенны, чем для неподвижной. При возрастании угловой скорости поворота антенны отличие возрастает.

В подразделе 3.1 для системы ПВОС с поворачивающейся линейной антенной обсуждался вопрос подавления зеркального главного лепестка характеристики направленности. Отмечалось, что при повороте антенны можно однозначно определить направление прихода сигнала. Подавление зеркального лепестка, устранение неоднозначности определения прихода сигнала и повышение уровня ОСП в районе зеркального лепестка связаны между собой. Они являются различными проявлениями одного и того же физического эффекта, вызванного поворотом антенны в пространстве.

Помехоустойчивость системы ПВОС, работающей в условиях движения антенны, зависит от типа локальной составляющей помехи, в частности, от степени когерентности во временной области. Для получения представления о влиянии когерентности помехи на помехоустойчивость систем ПВОС рассмотрим модель помехи с локальной когерентной составляющей.

3.2.4. Многокомпонентная помеха с когерентной локальной составляющей

Пусть помеха состоит из некогерентной составляющей, определяемой выражением (1.29) и когерентной локальной составляющей, определяемой выражением (1.35).

В соответствии с выражением (2.94) параметр ОСП может быть представлен как

$$\gamma = \frac{1}{\sigma_0^2} \iint_{\Omega} \dot{s}(t, \bar{x}, \bar{\lambda}_s) \left[s(t, \bar{x}, \bar{\lambda}_s) - \beta^*(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) s_l(t, \bar{x}, \bar{\lambda}_l) \right] dt d\bar{x}. \quad (3.32)$$

Учитывая выражение (2.95), параметр ОСП может быть записан в следующем виде:

$$\gamma = \frac{A_s^2 V_{\Omega}}{\sigma_0^2} \frac{1 + \frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2} V_{\Omega} (1 - P(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l))}{1 + \frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2} V_{\Omega}}, \quad (3.33)$$

где V_{Ω} – объем пространственно-временной области наблюдения Ω :

$$V_{\Omega} = \iint_{\Omega} dt d\bar{x} = \iint_{\Omega} \left| \dot{s}_l(t, \bar{x}, \bar{\lambda}_l) \right|^2 dt d\bar{x}, \quad (3.34)$$

$P(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l)$ – пространственно-временная функция неопределенности:

$$P(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) = \left| \frac{1}{A_s V_{\Omega}} \iint_{\Omega} s_l^*(t, \bar{x}, \bar{\lambda}_l) \dot{s}(t, \bar{x}, \bar{\lambda}_s) dt d\bar{x} \right|^2. \quad (3.35)$$

Вне главного лепестка функции неопределенности (при $P(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \ll 1$) параметр ОСП описывается приближенным выражением

$$\gamma = \frac{A_s^2 V_{\Omega}}{\sigma_0^2}, \quad (3.36)$$

а в пределах главного лепестка (при $P(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \approx 1$) – выражением

$$\gamma = \frac{A_s^2 V_\Omega}{\sigma_0^2 + \sigma_l^2 V_\Omega}. \quad (3.37)$$

Из выражений (3.36) и (3.37) видно, что когда параметры $\vec{\lambda}_s$ и $\vec{\lambda}_l$ сильно отличаются друг от друга, параметр ОСП определяется только некоррелированной составляющей помехи; когда же эти параметры практически совпадают, – обеими составляющими помехи: некоррелированной и локальной.

Параметр ОСП существенно зависит от типа локальной составляющей помехи. Рассмотрим простой пример.

Пусть сигнал представляет собой плоскую волну, помеха содержит некоррелированную и когерентную локальную составляющие, а в качестве антенны служит одиночный ненаправленный приемный элемент. В данном случае, согласно выражению (3.35), функция неопределенности описывается следующей формулой:

$$P(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l) = \left| \frac{1}{A_s V_\Omega} \int_T^* s_l(t - \vec{n}_l \vec{x}(t), \vec{\lambda}_{lt}) \dot{s}(t - \vec{n}_s \vec{x}(t), \vec{\lambda}_{st}) dt \right|^2. \quad (3.38)$$

При отсутствии движения приемного элемента функция неопределенности может быть представлена в виде

$$P(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l) = \left| \frac{1}{A_s V_\Omega} \int_T^* s_l(t, \vec{\lambda}_{lt}) \dot{s}(t, \vec{\lambda}_{st}) dt \right|^2. \quad (3.39)$$

Проанализируем это выражение. Если временные параметры сигнала и локальной составляющей помехи совпадают ($\vec{\lambda}_{st} = \vec{\lambda}_{lt}$), то при любых направлениях прихода сигнала и локальной составляющей помехи функция неопределенности $P(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l) \equiv 1$. При этом параметр ОСП описывается выражением (3.37) и определяется некоррелированной и локальной составляющими помехи.

Для подвижного приемного элемента при условии $\vec{\lambda}_{st} = \vec{\lambda}_{lt}$ и направлениях \vec{n}_s и \vec{n}_l , существенно отличающихся друг от друга, функция неопределенности $P(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l) \ll 1$. При этом параметр

ОСП описывается выражением (3.36) и определяется только некоррелированной составляющей помехи.

В данном случае движение приемного элемента существенно влияет на помехоустойчивость системы ПВОС. Если же локальная составляющая помехи случайная, то вне зависимости от того, движется ли приемный элемент или нет, функция неопределенности $P_m(f, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx})$, согласно выражению (3.26) равна единице при любом соотношении параметров \vec{n}_s и \vec{n}_l . Тогда движение приемного элемента вообще не сказывается на помехоустойчивости системы ПВОС. При этом параметр ОСП описывается выражением (3.31) и определяется обеими составляющими помехи: некоррелированной и локальной.

Приведенный пример показывает, что факт движения антенны в пространстве играет более существенную роль при когерентной составляющей помехи, чем при стохастической. Эта особенность присуща не только оптимальным, но и неоптимальным системам ПВОС.

В подтверждение этому на рис. 3.9 представлены результаты расчетов зависимости параметра ОСП от угла прихода α_l локальной составляющей помехи для одной и той же системы ПВОС и различных помех.

Расчеты проводились для одиночного ненаправленного приемного элемента, движущегося с ускорением (кривые 1, 2), и неподвижного элемента (прямые 3). Помеха – трехкомпонентная. В первом случае она состояла из некоррелированной, анизотропной и когерентной гармонической локальной составляющих (а), во втором – из некоррелированной, изотропной и когерентной гармонической локальной составляющих (б). Корреляционные функции этих составляющих описаны выражениями (1.29) – (1.32), (1.35). Сигнал представлял собой гармоническую волну с частотой, равной частоте локальной составляющей помехи. Во всех случаях структура обработки сигнала не учитывала многокомпонентный характер помехи и была оптимальной для некоррелированной помехи.

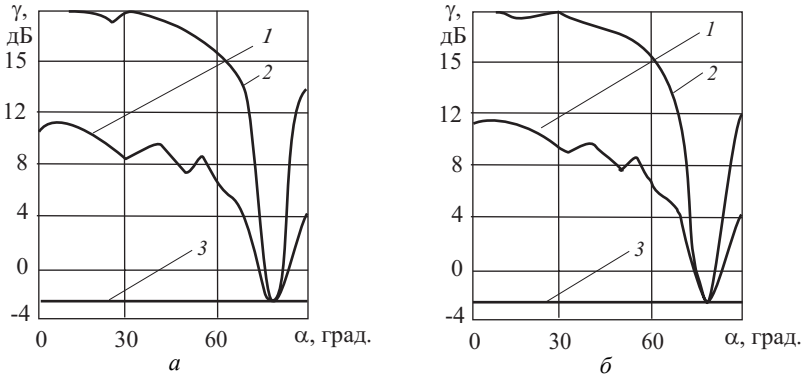


Рис. 3.9. Зависимость параметра ОСП от угла прихода локальной составляющей помехи. Кривые 1 и 2 получены для приемного элемента, движущегося с ускорением при начальной скорости движения $v = 0$ и 5 м/с соответственно, а прямые 3 – для неподвижного приемного элемента

Как видно, отличие в составе помех практически не сказывается на помехоустойчивости. Соотношение же параметров, характеризующих направление прихода сигнала и локальной составляющей помехи, имеет большое значение. Когда направления прихода локальной составляющей помехи и сигнала близки, помехоустойчивость системы ПВОС низкая, когда же они сильно отличаются друг от друга, помехоустойчивость – высокая.

Помехоустойчивость системы ПВОС существенно зависит от параметров движения приемного элемента. При отсутствии движения (прямые 3) помехоустойчивость низкая при любом направлении прихода локальной составляющей помехи. При наличии же движения (кривые 1, 2) она низкая лишь в районе максимума главного лепестка функции неопределенности. Постоянная составляющая скорости движения (кривые 1) вызывает понижение помехоустойчивости. Эффект отрицательного воздействия постоянной составляющей скорости движения приемного элемента на помехоустойчивость подобен рассмотренному в подразделе 3.1 эффекту отрицательного влияния этой составляющей на точность измерения частотно-угловых параметров сигнала. В обоих случаях фактически имеет место один и тот же физический эффект с различными формами его проявления.

3.3. Помехоустойчивость систем пространственно-временной обработки стохастических сигналов

3.3.1. Параметры, характеризующие помехоустойчивость

В подразделе 3.2 рассматривалась помехоустойчивость систем ПВОС в случае когерентного сигнала при движении антенны в пространстве. Установлено, что при гауссовской помехе вероятностные характеристики оптимальной системы обработки сигнала полностью характеризуются параметром ОСП после линейного этапа обработки и поэтому исследование потенциальной помехоустойчивости в различных динамических ситуациях может быть проведено на основе анализа зависимости этого параметра от параметров движения антенны.

Анализ помехоустойчивости систем ПВОС в случае стохастических сигналов также может быть проведен на основе сравнения параметров ОСП.

Пусть сигнал и помеха представляют собой слабокоррелированные по времени гауссовские процессы и алгоритм оптимальной ПВОС описывается выражением (2.70) или (2.71).

Из этих выражений видно, что алгоритм обработки состоит из трех этапов: линейной, нелинейной (вычисление квадрата модуля) и опять линейной. Поскольку сигнал и помеха слабокоррелированные, третий этап обработки *нормализует* выходной эффект, в результате чего можно считать, что величина $Q(\vec{\lambda})$ имеет гауссовское распределение.

Рассмотрим задачу обнаружения сигнала. Помехоустойчивость системы обнаружения исчерпывающе характеризуют два вероятностных параметра: *вероятность правильного обнаружения* D и *вероятность ложной тревоги* β . Эти вероятности при гауссовском законе распределения выходного эффекта $Q(\vec{\lambda})$ описываются следующими выражениями:

$$D = \int_h^{\infty} L(Q/H_0) dQ = 1 - \Phi\left(\frac{h - m_{H_0}}{\sigma_{H_0}}\right), \quad (3.40)$$

$$\beta = \int_h^{\infty} L(Q/H_1) dQ = 1 - \Phi\left(\frac{h - m_{H_1}}{\sigma_{H_1}}\right), \quad (3.41)$$

где h – порог обнаружения, $L(Q/H_0)$ – функция правдоподобия при наличии сигнала (гипотеза H_0), $L(Q/H_1)$ – функция правдоподобия при отсутствии сигнала (гипотеза H_1), $\Phi(x)$ – *интеграл вероятности*:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt, \quad (3.42)$$

m_{H_0} и $\sigma_{H_0}^2$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия отклика при гипотезе H_0 , m_{H_1} и $\sigma_{H_1}^2$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия отклика при гипотезе H_1 .

Можно показать, что при одинаковой длительности секций T_c математические ожидания m_{H_0} , m_{H_1} и дисперсии $\sigma_{H_0}^2$, $\sigma_{H_1}^2$ описываются следующими выражениями:

$$m_{H_0} = T_c \int_{-\infty}^{\infty} \sum_m \left[g_S(f) Y_m(f, \vec{\lambda}_s) + g_S^2(f) Y_m^2(f, \vec{\lambda}_s) \right] df, \quad (3.43)$$

$$m_{H_1} = T_c \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) \sum_m Y_m(f, \vec{\lambda}_s) df, \quad (3.44)$$

$$\sigma_{H_0}^2 = 2T_c \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) \sum_m Y_m^2(f, \vec{\lambda}_s) \left[1 + g_S(f) Y_m(f, \vec{\lambda}_s) \right]^2 df, \quad (3.45)$$

$$\sigma_{H_1}^2 = 2T_c \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) \sum_m Y_m^2(f, \vec{\lambda}_s) df, \quad (3.46)$$

где

$$Y_m(f, \vec{\lambda}_s) = \int_{\vec{x}(\vec{\tau}_m)} \int_{\vec{x}(\vec{\tau}_m)} \dot{G}_s(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_s) \dot{B}_{N_m}(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2) \dot{G}_s^*(f, \vec{x}_1, \vec{\lambda}_s) d\vec{x}_1 d\vec{x}_2.$$

При малом уровне сигнала $\sigma_{H_0}^2 \approx \sigma_{H_1}^2$ качество работы системы ПВОС может быть охарактеризовано с помощью ОСП, определяемого как приращение математического ожидания отклика при наличии и отсутствии сигнала к среднеквадратическому отклонению отклика при отсутствии сигнала:

$$\gamma = \frac{m_{H_0} - m_{H_1}}{\sigma_{H_1}}. \quad (3.47)$$

Из выражений (3.40), (3.41) видно, что это отношение определяется вероятностью правильного обнаружения D и вероятностью ложной тревоги β :

$$\gamma = \Phi^{-1}(1 - \beta) - \Phi^{-1}(1 - D).$$

Отсюда следует, что параметр ОСП γ исчерпывающе характеризует качество системы ПВОС.

Подставляя выражения (3.43), (3.44) и (3.46) в выражение (3.47), с учетом соотношения (2.65) можно получить следующую формулу, описывающую зависимость параметра ОСП от параметров сигнала, помехи и среды:

$$\gamma = \left\{ \frac{T_c}{2} \int_{-\infty}^{\infty} g_s^2(f) \times \right. \\ \left. \times \sum_m \left[\int_{\vec{x}(\vec{t}_m)} \dot{G}_s(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) D_m^*(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_s) d\vec{x} \right]^2 df \right\}^{1/2}. \quad (3.48)$$

Используя это выражение, исследуем помехоустойчивость системы ПВОС в разных динамических условиях при воздействии различных помех. Рассмотрим несколько моделей помех.

3.3.2. Некоррелированная помеха

Пусть помеха некоррелированная по пространству и времени. Тогда

$$\dot{B}_{N_m}(f, \bar{x}_1, \bar{x}_2) = \frac{1}{g_0} \delta(\bar{x}_1 - \bar{x}_2)$$

и

$$\gamma = \left\{ \frac{T_c}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_s^2(f)}{g_0^2} \times \sum_m \left[\int_{\bar{X}(\bar{t}_m)} \dot{G}_s(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_s) G_s^*(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_s) d\bar{x} \right]^2 df \right\}^{1/2}.$$

Если информативный параметр $\bar{\lambda}_s$ сигнала неэнергетический

и

$$V_{ms} = \int_{\bar{X}(\bar{t}_m)} \left| \dot{G}_s(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_s) \right|^2 d\bar{x} = \int_{\bar{X}(\bar{t}_m)} d\bar{x} = V_{mx}, \quad (3.49)$$

то параметр ОСП может быть записан в виде

$$\gamma = \left\{ \frac{\sum V_{mx}^2 T_c}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_s^2(f)}{g_0^2} df \right\}^{1/2}. \quad (3.50)$$

Из выражения (3.50) видно, что, когда объем V_{mx} пространственной области наблюдения $\bar{X}(\bar{t}_m)$ постоянен ($V_{mx} = V_x$), помехоустойчивость системы обработки не зависит ни от параметров движения антенны, ни от ее формы. Тогда параметр ОСП описывается следующим выражением:

$$\gamma = V_x \left\{ \frac{T}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_s^2(f)}{g_0^2} df \right\}^{1/2}. \quad (3.51)$$

Согласно выражению (3.51) помехоустойчивость оптимальной системы ПВОС с подвижной антенной, как и системы с неподвиж-

ной антенной, определяется объемом части пространства V_x , занимаемым антенной, длительностью временного интервала наблюдения T и спектральными плотностями мощности $g_s(f)$ и g_0 сигнала и помехи.

Следует обратить внимание на то, что при этом факт движения антенны вообще не играет никакой роли.

3.3.3. Многокомпонентная стохастическая помеха

Пусть помеха содержит некоррелированную составляющую вида (1.29) и локальную стохастическую составляющую вида (1.33).

В этом случае функция $\dot{D}_m(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_s)$ описывается формулой (2.103). При этом выражение (3.48) может быть представлено в следующем виде:

$$\gamma = \left\{ \frac{T_c}{2} \sum_m \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_s^2(f)}{g_0^2} V_{ms}^2(f, \bar{\lambda}_{sx}) R_m^2(f, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) df \right\}^{1/2}, \quad (3.52)$$

где $R_m(f, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l)$ – функция, определяемая выражением (3.28).

Если сигнал узкополосный ($\Delta f \ll f_0$), то выражение (3.52) упрощается:

$$\gamma = \left\{ \frac{\Delta FT}{2} \frac{g_s^2(f)}{g_0^2} \frac{1}{M} \sum_m V_{ms}^2 R_m^2(f_0, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \right\}^{1/2}, \quad (3.53)$$

где ΔF – полоса пропускания преселектора.

В районе боковых лепестков функции неопределенности (когда $P_m(f, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \ll 1$) параметр ОСП равен величине

$$\gamma = \frac{g_s(f_0) \sqrt{\Delta FT}}{\sqrt{2} g_0} \left\{ \frac{1}{M} \sum_m V_{ms}^2 \right\}^{1/2}, \quad (3.54)$$

а в районе максимума главного лепестка (когда $P_m(f_0, \bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_l) \approx 1$ ($m = \overline{1, M}$)) – величине

$$\gamma = \frac{g_s(f_0)\sqrt{\Delta FT}}{\sqrt{2}g_0} \left\{ \frac{1}{M} \sum_m \left(\frac{V_{ms}}{g_0 + g_i(f_0)V_{ms}} \right)^2 \right\}^{1/2}.$$

Если в процессе движения антенны объем пространственной области наблюдения не меняется и информативный параметр неэнергетический ($V_{ms} = V_x$), то параметр ОСП находится в диапазоне

$$\left(\frac{g_s(f_0)V_x\sqrt{\Delta FT}}{\sqrt{2}(g_0 + g_i(f_0)V_x)}, \frac{g_s(f_0)V_x\sqrt{\Delta FT}}{\sqrt{2}g_0} \right).$$

Границы этого диапазона не зависят от характера и параметров движения антенны, хотя текущие значения параметра ОСП зависят от них.

Для системы обработки с линейной антенной, поворачивающейся в пространстве, исследовалась зависимость ОСП от направления прихода локальной составляющей помехи (рис. 3.10).

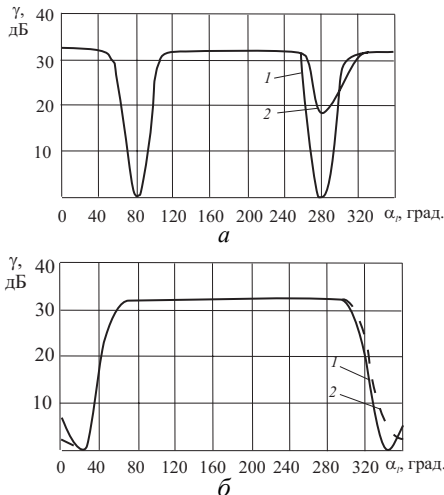


Рис. 3.10. Зависимости параметра ОСП γ от угла α_s . Угол прихода сигнала α_s равен 80° (а) и 20° (б). Угловая скорость ξ поворота антенны равна 0° (неподвижная антенна) и 1° за время T_c (соответственно кривые 1 и 2)

Из рисунка видно, что, как и в случае системы обработки когерентного сигнала, поворот антенны в пространстве вызывает подавление зеркального главного лепестка функции неопределенности, что позволяет решить проблему однозначного определения направления прихода сигнала.

Сравнение кривых 1 и 2 (рис. 3.10) с соответствующими кривыми (рис. 3.8) показывает, что для стохастического и когерентного сигналов характер зависимостей совпадает. Отличие состоит лишь в значениях параметра ОСП.

3.4. Сравнительный анализ помехоустойчивости различных систем пространственно-временной обработки сигналов

Для оценки потерь, вызванных неоптимальной обработкой сигнала, проводились исследования помехоустойчивости различных систем обработки сигналов.

Рассчитывалась помехоустойчивость оптимальных систем ПВОС, полностью согласованных с помехой, сигналом, особенностями среды распространения колебаний и параметрами движения антенны, а также ряда неоптимальных систем обработки, согласованных с условиями функционирования лишь частично.

Некоторые результаты, полученные для линейной горизонтальной антенны, работающей в условиях неоднородной среды распространения колебаний и двукомпонентной помехи, содержащей некоррелированную и локальную стохастическую составляющие, представлены на рис. 3.11. Кривые описывают зависимость ОСП от угла прихода локальной составляющей помехи. Неоднородный характер среды распространения колебаний моделировался с помощью функций Грина. При этом полагалось, что сигнал и локальная составляющая помехи имеют трехлучевую структуру. Результаты получены для систем ПВОС в случаях когерентного (а) и стохастического (б) сигналов.

3.4. Сравнительный анализ помехоустойчивости различных систем пространственно-временной обработки сигналов

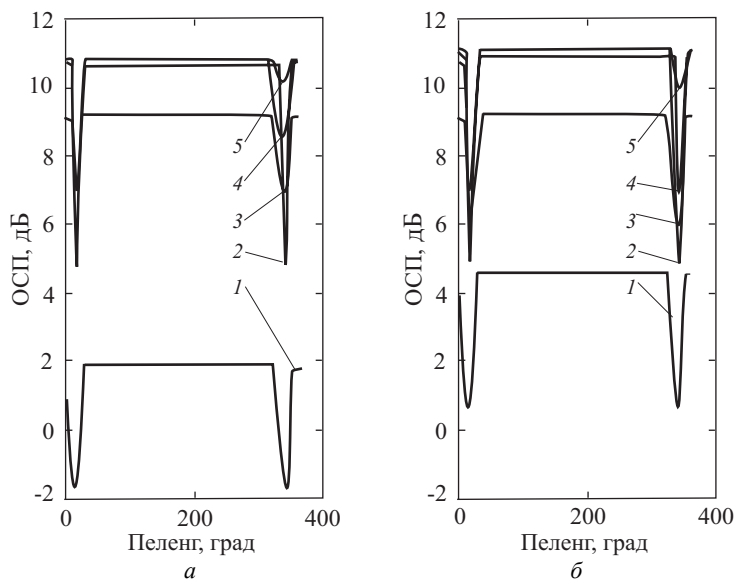


Рис. 3.11. Зависимость параметра ОСП от пеленга локальной составляющей помехи для различных систем ПВОС. Среда распространения колебаний неоднородная, антенна состоит из 128 эквидистантно расположенных приемных элементов, пеленг сигнала равен 15° , угол поворота антенны за время обработки сигнала составляет 10°

Кривые 2 представляют оптимальные системы обработки, работающие в статических условиях, а остальные кривые – различные системы, функционирующие в динамических условиях (антенна буксируется по криволинейной траектории, при этом ее форма сохраняется линейной).

Кривые 5 соответствуют оптимальным системам обработки, полностью согласованным с движением антенны, помехой, сигналом и средой распространения колебаний.

Кривые 1 получены для неоптимальных систем, игнорирующих факт движения антенны и наличие локальной составляющей помехи.

Кривые 4 получены для систем, в которых игнорируется локальная составляющая помехи, а факт движения учитывается, но

неоптимальным образом. В этих системах главный лепесток функции неопределенности отслеживает изменения углового положения антенны в пространстве так, что в любой момент времени он оказывается ориентированным в направлении на сигнал.

Кривые 3 представляют системы, игнорирующие наличие локальной составляющей помехи и неоднородный характер среды распространения колебаний. В этих системах факт движения антенны учитывается таким же образом, как и в предыдущем типе систем.

Анализ полученных результатов расчетов показывает:

1) игнорирование факта движения антенны и наличие локальной составляющей помехи приводит к потерям помехоустойчивости (сравните кривые 1 с кривыми 5). Величина потерь зависит от отношения угла поворота антенны к ширине характеристики направленности. При увеличении этого угла потери возрастают;

2) при определенных соотношениях параметров помехоустойчивость оптимальных систем ПВОС с подвижной антенной оказывается близкой к помехоустойчивости соответствующих оптимальных систем ПВОС с неподвижной антенной. Это имеет место не только, когда помеха некоррелированная, но и когда она коррелированная и ее локальная составляющая проникает в систему через главный лепесток характеристики направленности или через боковые лепестки (см. кривые 5 и 2);

3) если локальная составляющая помехи проникает в систему через зеркальный главный лепесток, то оптимальные и квазиоптимальные системы обработки с подвижной антенной обладают более высокой помехоустойчивостью, чем оптимальные системы с неподвижной антенной. Выигрыш по величине ОСП быстро растет при возрастании угла поворота антенны за время наблюдения;

4) неоптимальная система ПВОС, в которой факт движения антенны учитывается, но игнорируется наличие локальной составляющей помехи, имеет потери помехоустойчивости. Когда локальная составляющая помехи проникает в систему через главный лепесток характеристики направленности или через боковые лепестки, потери практически незаметны. Однако, когда проникновение локальной составляющей происходит через зеркальный главный лепесток, потери оказываются ощутимыми (сравните кривые 4 и 5).

Несмотря на потери, неоптимальные системы, учитывающие факт движения антенны, имеют в районе зеркального главного лепестка преимущество в сравнении с оптимальной системой, работающей в статических условиях (сравните кривые 4 и 2);

5) системы, в которых учитывается движение антенны, но игнорируются особенности среды распространения колебаний, теряют в помехоустойчивости. Величина потерь невелика, если отдельные лучи многолучевого сигнала или отдельные моды многомодового сигнала не различимы, и могут быть значительными в противном случае (сравните кривые 4, 3 и 5).

Таким образом, системы ПВОС, работающие в сложных динамических условиях и учитывающие при обработке движение антенны, могут обладать существенно более высокой помехоустойчивостью, чем системы, работающие в статических условиях.

* * *

Проведенные исследования точности измерения параметров сигнала и помехоустойчивости систем ПВОС позволяют сделать следующие выводы:

1) точность измерения частотно-угловых параметров сигнала и помехоустойчивость систем обработки может возрастать при сложных перемещениях антенны в пространстве. Наблюдается парадоксальное явление: дестабилизирующие факторы, приводящие к сложным перемещениям антенны в пространстве, способствуют повышению качества обработки сигнала;

2) стратегия оптимизации обработки сигнала с учетом реальных условий эксплуатации представляется более предпочтительной, чем стратегия борьбы с дестабилизирующими факторами, вызывающими сложные перемещения антенны в пространстве;

3) в интересах повышения точности измерения параметров сигнала и помехоустойчивости систем ПВОС иногда целесообразно создавать условия, при которых дестабилизирующие факторы вызывают более сильные и сложные перемещения антенны в пространстве (например, размещать антенну как можно дальше от центра тяжести носителя, работать на циркуляции и др.);

4) в системах с линейной антенной динамические эффекты могут быть эффективно использованы для устранения неоднозначности определения направления прихода сигнала;

5) повышение качества систем ПВОС может быть достигнуто за счет комплексной оптимизация обработки с учетом всех особенностей и параметров движения антенны в пространстве, сигналов, помех и среды распространения колебаний. Частичная оптимизация, игнорирующая некоторые особенности условий работы системы ПВОС, приводит к потерям качества.

ЧАСТЬ 2

МЕТОДЫ БЫСТРОЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В первой части книги, посвященной оптимизации ПВОС в сложных динамических и помеховых условиях, были представлены методы синтеза и анализа оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов обработки, учитывающие в комплексе сложное движение антенны в пространстве, многокомпонентный состав помех и неоднородность среды распространения колебаний. Эти методы были использованы для синтеза и анализа новых алгоритмов, обеспечивающих в сложных динамических условиях высококачественную обработку когерентных и стохастических сигналов. Было показано, что сложное движение антенны может приводить к значительному повышению точности измерения частотно-угловых параметров сигнала и помехоустойчивости систем ПВОС.

Распространение новых алгоритмов обработки сдерживалось серьезными трудностями их практической реализации. Главные среди них – существенное усложнение алгоритмов и необходимость увеличения во много раз числа каналов обработки.

Следует отметить, что современные сложные гидроакустические системы, как правило, имеют много каналов параллельной обработки. Нередко их число исчисляется многими десятками и сотнями тысяч. Многоканальность связана со спецификой решаемой задачи. Отказаться от нее или хотя бы уменьшить число каналов невозможно.

Существенное усложнение алгоритмов и значительное увеличение числа каналов обработки потребовало поиска новых технических решений. Особое внимание было уделено специальным так называемым быстрым методам многоканальной обработки.

Исследования, посвященные высокоэкономичным в вычислительном отношении быстрым алгоритмам многоканальной ПВОС, начались давно. В конце шестидесятых годов прошлого столетия было обращено внимание [202] на то, что для гармонического сигнала в виде плоской волны с неизвестной частотой f и неизвестным направлением прихода α_μ в условиях некоррелированной помехи оптимальная пространственно-временная обработка колебаний $u(t, x)$, принимаемых линейной неподвижной антенной, представляет собой двумерное преобразование Фурье:

$$\dot{Q}(\bar{\lambda}) = \iint_{TX} u(t, x) \exp[j2\pi f(t - n_\mu x)] dt dx,$$

где $\bar{\lambda} = (f, \alpha_\mu)$, $n_\mu = \frac{1}{c} \cos \alpha_\mu$.

Дискретный вариант алгоритма обработки может быть записан следующим образом:

$$\dot{Q}(\bar{\lambda}) = \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^I u(\Delta t n, \Delta x i) \exp\left(j \frac{2\pi}{N} n k\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{I} i \mu\right),$$

где N – количество обрабатываемых временных отсчетов, I – число приемных элементов антенной решетки, n – текущий номер временного отсчета, i – текущий номер пространственного отсчета, Δt – интервал дискретизации во времени, Δx – интервал дискретизации в пространстве, k и μ – соответственно частотный и волновой параметры сигнала.

Этот алгоритм представляет собой *дискретное преобразование Фурье (ДПФ)*, которое может быть эффективно реализовано с помощью алгоритма *быстрого преобразования Фурье (БПФ)*.

В настоящее время известно много различных модификаций алгоритма БПФ. Среди них выделяются две группы алгоритмов. Одна – на базе *алгоритма Кули – Тьюки* [168], вторая – на основе

алгоритма *Винограда* [204]. Алгоритм *Винограда* требует меньшего количества арифметических операций, чем алгоритм Кули – Тьюки. Однако его структура менее регулярна. Поэтому на практике большее распространение получили алгоритмы первой группы. В дальнейшем мы будем ориентироваться на них.

Количество операций умножения N_{Π} и сложения N_{Σ} , необходимых для выполнения N точечного БПФ в соответствии с алгоритмом Кули – Тьюки, равняется

$$N_{\Pi} = \frac{N}{2} \log_2(N), \quad N_{\Sigma} = N \log_2(N).$$

При выполнении ДПФ обычными методами требуется соответственно $N_{\Pi} = N_{\Sigma} = N^2$ операций. Как видно, БПФ требует существенно меньшего числа операций, чем обычное ДПФ. При этом выигрыш быстро растет с увеличением N .

При многоканальной ПВОС для неподвижной линейной антенной решетки выигрыш от использования БПФ может быть очень ощутимым (см. табл. 4.1). Например, когда число временных отсчетов $N = 1024$ и число элементов антенной решетки $I = 128$, выигрыш составляет по числу операций умножения и сложения соответственно 15000 и 7500 раз.

Таблица 4.1

Вычислительные затраты на реализацию $NI/2$ канальной ПВОС для неподвижной линейной антенной решетки

Тип ПВОС	Необходимое число операций умножения	Необходимое число операций сложения
Обычная ПВОС	$(NI)^2/2$	$(NI)^2/2$
ПВОС с использованием БПФ	$\frac{NI}{4} \log_2(NI)$	$\frac{NI}{2} \log_2(NI)$
Выигрыш	$2NI / \log_2(NI)$	$NI / \log_2(NI)$

В середине с 70-х годов для неподвижной круговой антенной решетки был предложен [171] быстрый алгоритм ПВОС на основе БПФ и *быстрой свертки*. Этот алгоритм, так же как, и быстрый алгоритм ПВОС для неподвижной линейной антенной решетки, при многоканальной реализации требует значительно меньшего числа операций, чем обычный алгоритм обработки.

Работы [202, 171] стимулировали исследования, ориентированные на разработку быстрых ПВОС для антенн более сложной конфигурации. В результате были предложены быстрые алгоритмы ПВОС для ряда неподвижных антенн: прямоугольной, параллелепипедообразной, цилиндрической и сферической.

Однако все попытки синтезировать быстрые алгоритмы ПВОС для антенн более сложной формы и для подвижных антенн были безрезультатными. Начало складываться мнение, что быстрые алгоритмы ПВОС могут быть получены только для простейших типов антенных решеток, причем неподвижных. В этой связи интерес к разработке быстрых алгоритмов ПВОС начал утихать.

Исследования, проведенные в первой половине 80-х годов, показали [46], что существует серьезное противоречие, создающее объективные трудности в разработке быстрых алгоритмов ПВОС для антенн сложной конфигурации и подвижных антенн. Суть проблемы в следующем.

БПФ, быстрая свертка и другие быстрые функциональные преобразования, используемые для создания быстрых алгоритмов ПВОС, имеют жесткую неизменяемую структуру. В то же время для реализации сложной многоканальной ПВОС необходимы гибкие алгоритмы, структуру которых можно было бы перестраивать под текущие условия работы.

Решение проблемы было найдено в середине 80-х годов. Были разработаны два подхода [179, 46]. Ниже приводится их описание: в главе 4 – *метод расширенной ПВОС* (иногда называемый *методом с расширением выборки поля* или *методом с добавлением нулевых отсчетов*), в главе 5 – *метод секционированной обработки*.

ГЛАВА 4

БЫСТРЫЕ АЛГОРИТМЫ РАСШИРЕННОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

4.1. Теоретические основы расширенной пространственно-временной обработки сигналов

4.1.1. Когерентный сигнал

Рассмотрение метода расширенной ПВОС начнем с интегральной его модификации для *когерентного* сигнала. Будем полагать, что антенна сложным образом перемещается в пространстве. При этом возможны изменения ее местоположения, ориентации и формы.

Сигнал $s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}, \vec{\beta})$ определен на пространственно-временной области наблюдения $\Omega = (T, \vec{X}(t))$ и характеризуется вектором существенных параметров $\vec{\lambda}$ и вектором несущественных параметров $\vec{\beta}$. Несущественные параметры представляют собой случайную начальную фазу φ ($\vec{\beta} = \varphi$), распределенную равномерно на интервале $[0, 2\pi)$, или равномерно распределенную начальную фазу φ и случайную амплитуду ε , распределенную по релеевскому закону ($\vec{\beta} = (\varepsilon, \varphi)$). В обоих случаях комплексный сигнал может быть представлен в виде выражения (1.13).

Оптимальная ПВОС на фоне аддитивной гауссовской помехи может быть описана следующим интегралом:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \iint_{\Omega} u(t, \vec{x}) b(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) dt d\vec{x}, \quad (4.1)$$

где $\dot{Q}(\vec{\lambda})$ – результат ПВОС, $u(t, \vec{x})$ – принимаемое колебание, $b(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая структуру обработки.

Расширим пространственную область интегрирования $\vec{X}(t)$. Пусть расширенная область представляет собой *параллелепипедообразную* область \vec{X}_e , полностью охватывающую область $\vec{X}(t)$ при любых $t \in T$ (рис. 4.1).

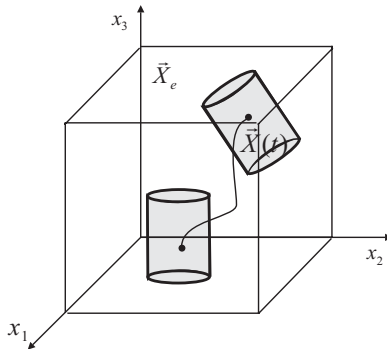


Рис. 4.1. Расширенная параллелепипедообразная область наблюдения \vec{X}_e

Введем расширенную пространственно-временную область наблюдения $\Omega_e = (T, \vec{X}_e)$. Путем добавления нулевых отсчетов определим на расширенной области новую выборку поля $u_0(t, \vec{x})$ и новую функцию $b_0(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$, характеризующую структуру обработки:

$$u_0(t, \vec{x}) = \begin{cases} u(t, \vec{x}) & \text{при } (t, \vec{x}) \in \Omega, \\ 0 & \text{при других } (t, \vec{x}), \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\dot{b}_0(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) = \begin{cases} \dot{b}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) & \text{при } (t, \vec{x}) \in \Omega, \\ 0 & \text{при других } (t, \vec{x}). \end{cases} \quad (4.3)$$

Тогда, алгоритм ПВОС (4.1) можно записать как

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_T \int_{\vec{X}_e} u_0(t, \vec{x}) \dot{b}_0(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) dt d\vec{x}. \quad (4.4)$$

В спектральной форме выражение (4.4) имеет вид

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(f, \vec{\varphi}) \dot{B}_0^*(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) df d\vec{\varphi}, \quad (4.5)$$

где $\dot{U}_0(f, \vec{\varphi})$ и $\dot{B}_0(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$ – частотно-волновые спектры колебания $u_0(t, \vec{x})$ и функции $\dot{b}_0(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$:

$$\dot{U}_0(f, \vec{\varphi}) = \int_T \int_{\vec{X}_e} u_0(t, \vec{x}) \exp(-j2\pi(ft - \vec{\varphi}\vec{x})) dt d\vec{x}, \quad (4.6)$$

$$\dot{B}_0(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) = \int_T \int_{\vec{X}_e} \dot{b}_0(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) \exp(-j2\pi(ft - \vec{\varphi}\vec{x})) dt d\vec{x}. \quad (4.7)$$

Как видно из выражений (4.5) и (4.6), расширенная ПВОС сводится к вычислению частотно-волнового спектра $\dot{U}_0(f, \vec{\varphi})$, умножению его на весовой множитель $\dot{B}_0^*(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$ и интегрированию по частоте f и пространственной частоте $\vec{\varphi}$.

Главной особенностью этого алгоритма является то, что вычисление частотно-волнового спектра проводится не по сложной области $\Omega = (T, \vec{X}(t))$, зависящей от формы антенны и параметров ее движения в пространстве, а по простой параллелепипедообразной области $\Omega_e = (T, \vec{X}_e)$.

В развернутом виде формула (4.6) может быть записана как четырехмерное преобразование Фурье расширенного колебания:

$$\dot{U}_0(f, \vec{\varphi}) = \int_{X_{e1}} \int_{X_{e2}} \int_{X_{e3}} \int_T u_0(t, \vec{x}) \exp(-j2\pi(ft - \vec{\varphi} \vec{x})) \times \quad (4.8)$$

$$\times dt dx_1 dx_2 dx_3.$$

Если помеха слабокоррелированная и сигнал – плоская волна, характеризуемая параметрами ν и μ , определяющими соответственно величину доплеровского искажения сигнала и направление \vec{n}_μ его прихода, то в соответствии с формулой (2.13)

$$\dot{B}_0(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) \approx \frac{\dot{S}_\nu(f)}{\Phi_N^*(f, \vec{\varphi})} \delta(\vec{\varphi} - f\vec{n}_\mu), \quad (4.9)$$

где $\dot{S}_\nu(f)$ – спектр ν -ой копии сигнала.

Тогда алгоритм обработки упрощается:

$$\dot{Q}(\nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(f, f\vec{n}_\mu) \frac{\dot{S}_\nu^*(f)}{\dot{\Phi}_N(f, f\vec{n}_\mu)} df. \quad (4.10)$$

Формулы (4.5), (4.8) и (4.10) описывают двухэтапную обработку. Первый этап – четырехмерное преобразование Фурье, второй этап – пространственно-временная (в соответствии с алгоритмом (4.5)) или временная (в соответствии с алгоритмом (4.10)) дообработка.

Расширенная пространственно-временная область Ω_e может быть любой формы. Главное требование, предъявляемое к ней – чтобы она допускала возможность проведения функционального преобразования с малыми вычислительными затратами.

Если пространственная часть \vec{X}_e расширенной области наблюдения $\Omega_e = (T, \vec{X}_e)$ имеет цилиндрическую форму (рис. 4.2), то расширенная ПВОС также описывается формулами (4.5) – (4.7). Однако функция $\dot{U}_0(f, \vec{\varphi})$ в цилиндрической системе координат приобретает другой вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_0(f, \bar{\varphi}) = & \int_0^Z \left[\int_0^R \left[\int_0^{2\pi} \left[\int_T u_0(t, r', \bar{\varphi}', z') \times \right. \right. \right. \\ & \times \exp \left\{ -j2\pi f \left(t - \frac{r'}{c} \cos(\varphi - \varphi') \sin \vartheta - \frac{z'}{c} \cos \vartheta \right) \right\} \times \\ & \left. \left. \left. \times dt \right] d\varphi' \right] dr' \right] dz', \end{aligned} \quad (4.11)$$

где Z и R – соответственно высота и радиус расширенной цилиндрической области \bar{X}_e , (r', φ', z') – оси цилиндрической системы координат, связанные с осями (x_1, x_2, x_3) декартовой системы координат следующими соотношениями: $x_1 = r' \cos \varphi'$, $x_2 = r' \sin \varphi'$, $x_3 = z'$, φ и ϑ – пеленг и угол места, связанные с углами $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ следующими соотношениями: $\cos \alpha_1 = \cos \varphi \sin \vartheta$, $\cos \alpha_2 = \sin \varphi \sin \vartheta$, $\cos \alpha_3 = \cos \vartheta$, $\bar{\varphi} = \frac{f}{c} (\cos \varphi \sin \vartheta, \sin \varphi \sin \vartheta, \cos \vartheta)$.

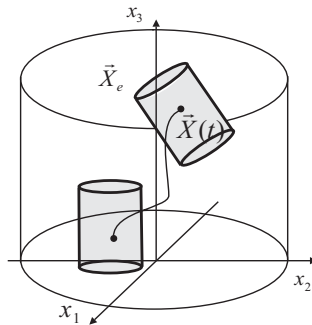


Рис. 4.2. Расширенная цилиндрическая область наблюдения \bar{X}_e

Из выражения (4.11) видно, что вычисление частотно-волнового спектра $\dot{U}_0(f, \vec{\varphi})$ в области углов $\vartheta \sim 90^\circ$ сводится к преобразованию Фурье по времени, свертке по φ' , интегрированию по r' и преобразованию Фурье по пространственной координате z' .

Если антенна незвукопрозрачная, то сигнал, приходящий из любого фиксированного направления, принимается не всеми приемными элементами одинаково хорошо. Некоторые элементы могут быть частично или полностью затенены. Эту особенность нетрудно учесть при использовании расширенной области наблюдения цилиндрической формы. Достаточно добавить в формулу (4.11) множитель $f(\varphi - \varphi')$, учитывающий экранирующие свойства антенны:

$$\dot{U}_0(f, \vec{\varphi}) = \int_0^Z \left[\int_0^R \left[\int_0^{2\pi} \left[\int_T f(\varphi - \varphi') u_0(t, r', \varphi', z') \times \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \times \exp \left\{ -j2\pi f \left(t - \frac{r'}{c} \cos(\varphi - \varphi') \sin \vartheta - \frac{z'}{c} \cos \vartheta \right) \right\} dt \right] d\varphi' \right] dr' \right] dz'.$$

В простейшем случае этот множитель может равняться единице в каком-либо секторе углов $\Delta\varphi = \varphi - \varphi'$ и нулю вне этого сектора. В более сложном случае множитель $f(\varphi - \varphi')$ может описываться какой-либо гладкой функцией, например, функцией $\frac{\sin k(\varphi - \varphi')}{k(\varphi - \varphi')}$, где k – некоторый коэффициент.

В интересах экономии вычислительных затрат на обработку желательно, чтобы расширенная область наблюдения $\Omega_e(T, \vec{X}_e)$ не намного превосходила область $\Omega = (T, \vec{X}(t))$ или, что то же самое, пространственная часть \vec{X}_e расширенной области наблюдения не намного превосходила область \vec{X}_0 , занимаемую неподвижной антенной.

Если антенна имеет простейшую форму и медленно перемещается в пространстве, то область \vec{X}_e может быть выбрана близкой к области \vec{X}_0 . Однако, если происходят быстрые перемещения антенны, то даже в случае антенны простейшей конфигурации область \vec{X}_e оказывается существенно большей области \vec{X}_0 .

Чтобы уменьшить объем расширенной области наблюдения $\Omega_e(T, \vec{X}_e)$ и приблизить пространственную ее часть \vec{X}_e к области \vec{X}_0 , можно поступить следующим образом. Представим вектор $\vec{x}(t)$, характеризующий положение элементов антенны в пространстве, в виде суммы двух составляющих: $\vec{x}(t) = \vec{x}_c(t) + \vec{x}'(t)$, где $\vec{x}_c(t)$ – вектор, описывающий перемещение геометрического центра антенны, а $\vec{x}'(t)$ – вектор, описывающий текущее положение приемного элемента относительно этого центра.

При этом алгоритм ПВОС может быть получен в следующем виде:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}'_0(f, \vec{\phi}) B'^*_0(f, \vec{\phi}, \vec{\lambda}) df d\vec{\phi}, \quad (4.12)$$

где

$$\dot{U}'_0(f, \vec{\phi}) = \int_T \int_{\vec{X}'_e} u_0(t, \vec{x}_c(t) + \vec{x}') \exp[-j2\pi(ft - \vec{\phi} \vec{x}')] dt d\vec{x}', \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \dot{B}'_0(f, \vec{\phi}, \vec{\lambda}) &= \int_T \int_{\vec{X}'_e} \dot{b}_0(t, \vec{x}_c(t) + \vec{x}', \vec{\lambda}) \times \\ &\times \exp[-j2\pi(ft - \vec{\phi} \vec{x}')] dt d\vec{x}', \end{aligned} \quad (4.14)$$

\vec{X}'_e – расширенная область пространства, соответствующая антенне с неподвижным центром.

При больших линейных перемещениях пространственная область \vec{X}'_e значительно меньше области \vec{X}_e и, следовательно,

расширенная область наблюдения $\Omega'_e(T, \vec{X}'_e)$ значительно меньше расширенной области $\Omega_e(T, \vec{X}_e)$. В этом случае согласно формулам (4.12) – (4.14) учет поворота антенны вокруг центра и учет перемещения отдельных ее элементов относительно центра (если антенна гибкая) осуществляется на первом этапе обработки при вычислении частотно-волнового спектра $\dot{U}'_0(f, \vec{\Phi})$. Учет же линейных перемещений антенны – на втором этапе при интегрировании полученного частотно-волнового спектра с определенным весом.

Если сигнал представляет собой плоскую волну, выражение, аналогичное формуле (4.10), имеет вид:

$$\dot{Q}(v, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}'_0(f, f\vec{n}_\mu) \frac{\dot{S}'_v(f, f\vec{n}_\mu)}{\dot{\Phi}_N(f, f\vec{n}_\mu)} df, \quad (4.15)$$

где $\dot{U}'_0(f, f\vec{n}_\mu)$ – частотно-волновой спектр принятого колебания, вычисленный в точке $(f, \vec{\Phi}) = (f, f\vec{n}_\mu)$ по формуле (4.13),

$\dot{S}'_v(f, f\vec{n}_\mu)$ – комплексный спектр сигнала $\dot{s}_v(t - \vec{n}_\mu \vec{x}_c(t))$:

$$\dot{S}'_v(f, f\vec{n}_\mu) = \int_T \dot{s}_v(t - \vec{n}_\mu \vec{x}_c(t)) \exp(-j2\pi ft) dt.$$

Следует обратить внимание на то, что в отличие от спектра $\dot{S}_v(f)$, используемого в формуле (4.10), спектр $\dot{S}'_v(f, f\vec{n}_\mu)$, фигурирующий в формуле (4.15), зависит от направления \vec{n}_μ прихода сигнала.

4.1.2. Стохастический сигнал

Рассмотрим расширенную ПВОС в случае, когда сигнал *стохастический*. Для гауссовского стохастического сигнала оптимальная ПВОС описывается следующим выражением:

$$Q(\vec{\lambda}) = \iint_{\Omega} \iint_{\Omega} u(t_1, \vec{x}_1) H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) u(t_2, \vec{x}_2) dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2, \quad (4.16)$$

где $H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяемая выражениями (2.39), (2.36) и (2.37).

При использовании расширенной области $\Omega_e = (T, \vec{X}_e)$ выражение (4.16) может быть записано как

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}) = & \iiint_{\Omega_e} \iiint_{\Omega_e} u_0(t_1, \vec{x}_1) H_0(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \times \\ & \times u_0(t_2, \vec{x}_2) dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2, \end{aligned} \quad (4.17)$$

где

$$\begin{aligned} H_0(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = \\ = \begin{cases} H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) & \text{при } (t_1, \vec{x}_1) \cup (t_2, \vec{x}_2) \in \Omega, \\ 0 & \text{при } (t_1, \vec{x}_1) \cup (t_2, \vec{x}_2) \notin \Omega. \end{cases} \end{aligned} \quad (4.18)$$

В спектральной области имеем

$$\begin{aligned} Q(\vec{\lambda}) = & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int \int \dot{U}_0(f_1, \vec{\varphi}_1) \dot{B}_0(f_1, f_2, \vec{\varphi}_1, \vec{\varphi}_2, \vec{\lambda}) \times \\ & \times U_0^*(f_1, \vec{\varphi}_2) df_1 d\vec{\varphi}_1 df_2 d\vec{\varphi}_2, \end{aligned} \quad (4.19)$$

где $\dot{U}_0(f, \vec{\varphi})$ – частотно-угловой спектр, определяемый формулой (4.6) и

$$\begin{aligned} \dot{B}_0(f_1, f_2, \vec{\varphi}_1, \vec{\varphi}_2, \vec{\lambda}) = \\ = \iiint_{\Omega_e} \iiint_{\Omega_e} H_0(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) \exp[j2\pi(f_1 t_1 - f_2 t_2)] \times \\ \times \exp[-j2\pi(\vec{\varphi}_1 \vec{x}_1 - \vec{\varphi}_2 \vec{x}_2)] dt_1 d\vec{x}_1 dt_2 d\vec{x}_2. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Как видно из формулы (4.19), в данном случае ПВОС также основана на вычислении частотно-волнового спектра в расширенной области наблюдения $\Omega_e = (T, \vec{X}_e)$. Если пространственная ее часть имеет параллелепипедообразную форму, то спектр рассчитывается по формуле (4.8), если цилиндрическую, то – по формуле (4.11).

Когда сигнал и помеха стационарные и слабокоррелированные, формула (4.19) упрощается:

$$Q(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(f, \vec{\varphi}) D_0^*(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) d\vec{\varphi} \right|^2 df, \quad (4.21)$$

где $\dot{D}_0(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$ – частотно-волновой спектр функции

$$d(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{D}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}) \exp[j2\pi(ft - \vec{\varphi}\vec{x})] df d\vec{\varphi}. \quad (4.22)$$

При использовании расширенной области Ω'_e алгоритм ПВОС может быть записан в следующем виде:

$$Q(\vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}'_0(f, \vec{\varphi}_1) \dot{B}'_0(f_1, f_2, \vec{\varphi}_1, \vec{\varphi}_2, \vec{\lambda}) \times \\ \times \dot{U}'_0(f_2, \vec{\varphi}_2) df_1 d\vec{\varphi}_1 df_2 d\vec{\varphi}_2, \quad (4.23)$$

где $\dot{U}'_0(f, \vec{\varphi})$ – частотно-угловой спектр, определяемый формулой (4.13), и

$$\dot{B}'_0(f_1, f_2, \vec{\varphi}_1, \vec{\varphi}_2, \vec{\lambda}) = \\ = \iiint_{\Omega'_e} \iiint_{\Omega'_e} H_0(t_1, t_2, \vec{x}_c(t_1) + \vec{x}'_1, \vec{x}_c(t_2) + \vec{x}'_2, \vec{\lambda}) \times \\ \times \exp[j2\pi(f_1 t_1 - f_2 t_2)] \times \\ \times \exp[-j2\pi(\vec{\varphi}_1 \vec{x}'_1 - \vec{\varphi}_2 \vec{x}'_2)] dt_1 d\vec{x}'_1 dt_2 d\vec{x}'_2. \quad (4.24)$$

Несмотря на схожесть формул (4.23), (4.24) и (4.19), (4.20), получить формулу, аналогичную (4.21), не удастся. Попробуем выяснить причину.

Пусть сигнал – процесс с корреляционной функцией $K_S(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$. Антенна сложным образом перемещается в пространстве. Поскольку корреляционная функция сигнала прямо не зависит от моментов времени t_1, t_2 , а определяется лишь их разностью $t_2 - t_1$, относительно неподвижной системы координат сиг-

нал стационарный. Корреляционная функция этого же сигнала в подвижной системе координат, связанной с антенной, имеет следующий вид:

$$K_S(t_2 - t_1, \bar{x}_c(t_1) + \bar{x}'_1, \bar{x}_c(t_2) + \bar{x}'_2).$$

Отсюда видно, что относительно подвижной системы координат корреляционная функция определяется не только разностью $(t_2 - t_1)$, но и моментами времени t_1, t_2 , т.е. поле оказывается нестационарным. Таким образом, в разных системах координат (подвижной и неподвижной) поле может быть разного типа. Эта особенность не проявляется в общих выражениях, но играет важную роль, вызывая определенные трудности при решении практических задач.

Если сигнал представляет собой стационарное поле плоской волны с направлением прихода, описываемым вектором \vec{n}_μ , корреляционная функция сигнала

$$K_S(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) = K_S(t_2 - t_1 - \vec{n}_\mu [\vec{x}_c(t_2) - \vec{x}_c(t_1) + \vec{x}'_2 - \vec{x}'_1]).$$

Как правило, параметры движения антенны обычно таковы, что на временном интервале корреляции положение антенны практически не меняется. Поэтому

$$\begin{aligned} K_S(t_2 - t_1, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}) &\approx K_S(t_2 - t_1 - \vec{n}_\mu (\vec{x}'_2 - \vec{x}'_1)) = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) \exp[j2\pi f(t_2 - t_1)] \exp[-j2\pi f \vec{n}_\mu (\vec{x}'_2 - \vec{x}'_1)] df. \end{aligned}$$

Тогда при слабокоррелированной помехе ПВОС описывается следующим выражением:

$$\begin{aligned} Q(\vec{n}_\mu) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_S(f)}{g_N^2(f)} \times \\ &\times \left| \int_T \int_{\vec{x}'_e} u(t, \vec{x}_c(t) + \vec{x}') \exp[-j2\pi f(t - \vec{n}_\mu \vec{x}')] dt d\vec{x}' \right|^2 df, \end{aligned}$$

где $g_S(f)$ и $g_N(f)$ – спектральные плотности мощности сигнала и помехи соответственно.

В спектральной форме это выражение может быть записано как

$$Q(\bar{n}_\mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_S(f)}{g_N^2(f)} |\dot{U}'_0(f, f\bar{n}_\mu)|^2 df, \quad (4.25)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{U}'_0(f, f\bar{n}_\mu) = & \int_T \int_{\bar{x}'_e} u(t, \bar{x}_c(t) + \bar{x}') \times \\ & \times \exp[-j2\pi f(t - \bar{n}_\mu \bar{x}')] dt d\bar{x}'. \end{aligned}$$

В соответствии с формулой (4.25) в данном случае расширенная ПВОС сводится к вычислению частотно-волнового спектра в расширенной области наблюдения Ω'_e , а затем интегрированию квадрата модуля полученного спектра с весом, определяемым спектром сигнала и помехи.

В заключение настоящего подраздела подчеркнем, что расширение области наблюдения открывает возможность эффективно использовать быстрые функциональные преобразования для антенн любой конфигурации, причем как неподвижных антенн, так и сложным образом перемещающихся в пространстве. При этом качество обработки сигнала не снижается. Однако метод ПВОС на основе расширения выборки поля оказывается не столь уж универсальным, как кажется на первый взгляд, хотя и имеет определенную, достаточно широкую, область применения. К рассмотрению вопроса о целесообразной области применения метода вернемся после рассмотрения соответствующих цифровых алгоритмов обработки.

4.2. Быстрые алгоритмы расширенной пространственно-временной обработки когерентных сигналов

4.2.1. Неподвижные расширенные области наблюдения

В дискретном случае принимаемые колебания могут быть представлены $N \cdot I$ -мерным вектором u с компонентами

$u(\Delta tn, x_i(\Delta tn))$, а функция, описывающая структуру оптимальной обработки, – $N \cdot I$ -мерным вектором $\dot{b}(\vec{\lambda})$ с компонентами $\dot{b}(\Delta tn, x_i(\Delta tn), \vec{\lambda})$, где n – номер временного отсчета, i – номер приемного элемента антенной решетки, $(n, i) \in \Omega = (N, I)$, Δt – интервал временной дискретизации. Тогда алгоритм оптимальной ПВОС можно записать в виде $\dot{Q}(\vec{\lambda}) = u^T \dot{b}(\vec{\lambda})$.

Введем вспомогательное множество $\hat{\Omega}_e = (N, \vec{L})$, где \vec{L} – множество узлов неподвижной параллелепипедаобразной пространственной решетки с малым шагом Δx . В множестве $\hat{\Omega}_e$ выделим подмножество $\hat{\Omega} = (n, \vec{L}(n) \forall n = \overline{1, N})$, где вектор $\vec{L}(n) \in \vec{L}$ представляет подмножество узлов множества \vec{L} , ближайших на момент времени Δtn к приемным элементам антенной решетки.

Используя компоненты вектора u , восстановим интерполяционным путем отсчеты колебаний в точках $\hat{\Omega}$. Множество этих отсчетов представим вектором $\hat{u} = \{\hat{u}(\Delta tn, \Delta x \vec{l}(n))\}$. Аналогично, используя компоненты вектора $\dot{b}(\vec{\lambda})$, восстановим интерполяционным путем отсчеты весовой функции в точках $\hat{\Omega}$. Множество этих отсчетов представим вектором $\hat{b}(\vec{\lambda}) = \{\hat{b}(\Delta tn, \Delta x \vec{l})\}$.

Тогда оптимальный алгоритм ПВОС приобретает вид

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \hat{u}^T \hat{b}(\vec{\lambda}). \quad (4.26)$$

Этот алгоритм можно записать также с использованием расширенных векторов \hat{u}_0 и $\hat{b}_0(\vec{\lambda})$ размером $N \cdot L$, где L – количество элементов множества \vec{L} .

Определим расширенный вектор \hat{u}_0 как вектор, состоящий из восстановленных отсчетов для всех точек $(n, \vec{l}) \in \hat{\Omega}$ множества $\hat{\Omega}_e$ и нулевых отсчетов для всех точек $(n, \vec{l}) \in \hat{\Omega}$ (для всех оставшихся точек множества $\hat{\Omega}_e$). Определим расширенный вектор $\hat{b}_0(\vec{\lambda})$ как вектор, состоящий из восстановленных отсчетов для всех точек $(n, \vec{l}) \in \hat{\Omega}$ множества $\hat{\Omega}_e$ и произвольных отсчетов (например, нулевых) – для всех точек $(n, \vec{l}) \in \hat{\Omega}$.

Тогда выражение (4.26) может быть переписано в эквивалентном виде как

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}) = \hat{u}_0^T \hat{b}_0^*(\vec{\lambda}). \quad (4.27)$$

При слабокоррелированной (практически некоррелированной) помехе, когда вектор $\dot{b}(\vec{\lambda}) = \{ \dot{b}(\Delta tn, \vec{x}_i(\Delta tn), \vec{\lambda}) \}$ приблизительно равен вектору сигнала $\dot{s}(\vec{\lambda}) = \{ \dot{s}(\Delta tn, \vec{x}_i(\Delta tn), \vec{\lambda}) \}$, а интерполированный вектор $\hat{b}(\vec{\lambda}) = \{ \hat{b}(\Delta tn, \Delta x \vec{l}, \vec{\lambda}) \}$ – вектору сигнала $\hat{s}(\vec{\lambda}) = \{ \hat{s}(\Delta tn, \Delta x \vec{l}, \vec{\lambda}) \}$, имеет смысл определить расширенный вектор $\hat{b}_0(\vec{\lambda})$ на всей области $\hat{\Omega}_e$ как вектор $\{ \hat{s}(\Delta tn, \Delta x \vec{l}, \vec{\lambda}) \}$.

Рассмотрим случай, когда пространственная часть \vec{L} расширенной области наблюдения $\hat{\Omega}_e$ представляет собой параллелепипедообразную сетку с числом узлов вдоль пространственных осей L_1, L_2, L_3 .

Тогда для сигнала в виде плоской волны с параметром v доплеровского искажения и угловым параметром μ ($\vec{\lambda} = (v, \mu)$) выражение (4.27) можно записать как

$$\dot{Q}(v, \mu) = \sum_{l_3=0}^{L_3-1} \sum_{l_2=0}^{L_2-1} \sum_{l_1=0}^{L_1-1} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{u}_0(\Delta tn, \Delta x \vec{l}) b_v(\Delta tn - \vec{n}_\mu \Delta x \vec{l})^*, \quad (4.28)$$

где $\dot{b}_v(\Delta tn - \vec{n}_\mu \Delta x \vec{l})$ – копия аналитического сигнала $\dot{s}_v(\Delta tn - \vec{n}_\mu \Delta x \vec{l})$.

Если время распространения сигнала вдоль антенны существенно меньше его длительности, то спектр копии сигнала

$$\dot{B}_v(\Delta \omega k, \Delta x \vec{l}, \mu) \approx \dot{B}_v(\Delta \omega k) \exp(-j \vec{\omega}_w(k, \mu) \Delta x \vec{l}), \quad (4.29)$$

где $\dot{B}_v(\Delta \omega k)$ – спектр копии аналитического сигнала в точке $\vec{l} = 0$:

$$\dot{B}_v(\Delta \omega k) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{b}_v(\Delta tn) \exp(-j \Delta \omega \Delta t k n);$$

$\vec{\omega}_w(k, \mu)$ – волновой вектор:

$$\vec{\omega}_w(k, \mu) = \Delta \omega (k + K_0) \vec{n}_\mu;$$

$\Delta \omega K_0$ – нижняя граничная круговая частота рабочего диапазона частот.

С учетом равенства (4.29) выражение (4.28) может быть записано как

$$\dot{Q}(v, \mu) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \dot{U}_0(\Delta \omega k, \vec{\omega}_w(k, \mu)) \dot{B}_v(\Delta \omega k)^*, \quad (4.30)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{U}_0(\Delta \omega k, \vec{\omega}_w(k, \mu)) &= \sum_{l_3=0}^{L_3-1} \sum_{l_2=0}^{L_2-1} \sum_{l_1=0}^{L_1-1} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{u}_0(\Delta tn, \Delta x \vec{l}) \times \\ &\times \exp(-j \Delta \omega \Delta t k n) \exp(j \vec{\omega}_w(k, \mu) \Delta x \vec{l}). \end{aligned} \quad (4.31)$$

Из выражений (4.30) и (4.31) видно, что расширенная ПВОС сводится к вычислению частотно-волнового спектра

$\dot{U}_0(\Delta \omega k, \vec{\omega}_w(k, \mu))$, умножению его на комплексно-сопряженный спектр копии аналитического сигнала и суммированию полученных взвешенных компонент спектра. В данном случае вычисление

частотно-волнового спектра может осуществляться с использованием БПФ, а дальнейшая обработка – обычным способом без применения быстрых процедур.

Количество операций умножения N_{Π} и сложения N_{Σ} , необходимых для реализации ПВОС по N_{μ} пространственным и N_{ν} доплеровским каналам, без учета затрат на интерполяционное восстановление составляет

$$N_{\Pi} = \frac{LN}{2} \log_2(LN) + N_{\mu} N_{\nu} N, \quad (4.32)$$

$$N_{\Sigma} = LN \log_2(LN) + N_{\mu} N_{\nu} N,$$

где $L = L_1 L_2 L_3$.

Рассмотрим случай, когда пространственная часть \vec{L} расширенной области наблюдения $\hat{\Omega}_e$ представляет собой цилиндрическую сетку, узлы которой описываются следующим выражением:

$$(\Delta r l_r, \Delta \phi l_{\phi}, \Delta z l_z), \quad l_r = \overline{0, L_R - 1}, \quad l_{\phi} = \overline{0, L_{\phi} - 1}, \quad l_z = \overline{0, L_z - 1}.$$

Обозначим углы, определяющие μ -е направление прихода сигнала, через φ_{μ} и ϑ_{μ} . Тогда частотно-волновой спектр имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} & \hat{\mathcal{U}}_0(\Delta \omega k, \vec{\omega}_w(k, \mu)) = \\ & = \sum_{l_z=0}^{L_z-1} \sum_{l_r=0}^{L_R-1} \sum_{l_{\phi}=0}^{L_{\phi}-1} \sum_{n=0}^{N-1} \mathcal{K}_0(\Delta t n, \Delta r l_r, \Delta \phi l_{\phi}, \Delta z l_z) \times \\ & \quad \times \exp(-j \Delta \omega \Delta t n k) \times \\ & \quad \times \exp\left(j \frac{\Delta \omega k}{c} \Delta r l_r \cos(\Delta \phi l_{\phi} - \varphi_{\mu}) \sin \vartheta_{\mu}\right) \times \\ & \quad \times \exp\left(j \frac{\Delta \omega k}{c} \Delta z l_z \cos \vartheta_{\mu}\right), \end{aligned} \quad (4.33)$$

где $\vec{\omega}_w(k, \mu) = \frac{\Delta \omega k}{c} (\cos \varphi_{\mu} \sin \vartheta_{\mu}, \sin \varphi_{\mu} \sin \vartheta_{\mu}, \cos \vartheta_{\mu})$.

В соответствии с формулой (4.33) расширенная ПВОС включает интерполяционное восстановление отсчетов в узлах цилиндрической решетки, дополнение отсчетов нулями (формирование массива отсчетов $\hat{u}_0(\Delta tn, \Delta r l_r, \Delta \phi l_\phi, \Delta z l_z)$), проведение дискретного преобразования Фурье по времени, свертку по углу $\Delta \phi l_\phi$, суммирование по радиусу $\Delta r l_r$ и проведение дискретного преобразования Фурье вдоль образующих цилиндрической области $\Delta z l_z$.

В этом алгоритме дискретное преобразование Фурье может быть осуществлено с помощью БПФ, а свертка – с помощью быстрой свертки. При этом количество операций умножения и сложения, требуемых для реализации многоканальной ПВОС в небольшом рабочем секторе углов места (в районе $\Theta_\mu = 90^\circ$), без учета затрат на интерполяционное восстановление отсчетов составляет соответственно

$$\begin{aligned}
 N_{\Pi} &= \frac{L_r L_\phi L_z N}{2} (\log_2(N L_\phi^2) + 1) + \\
 &+ \frac{1}{2} L_\phi L_z N \log_2 L_z + N_\mu N_\nu N, \\
 N_\Sigma &= L_r L_\phi L_z N (\log_2(N L_\phi^2) + 1) + \\
 &+ L_\phi N L_z \log_2 L_z + N_\mu N_\nu N.
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

Если антенна незвукопрозрачная, то ее экранирующие свойства могут быть учтены при вычислении частотно-волнового спектра. В этом случае в формулу (4.33) следует добавить множитель $f(\Delta \phi l_\phi - \phi_\mu)$:

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_0(\Delta\omega k, \vec{\omega}_w(k, \mu)) = & \\
 = \sum_{l_z=0}^{L_z-1} \sum_{l_r=0}^{L_R-1} \sum_{l_\varphi=0}^{L_\varphi-1} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{u}_0(\Delta t n, \Delta r l_r, \Delta \varphi l_\varphi, \Delta z l_z) \times & \\
 \times f(\Delta \varphi l_\varphi - \varphi_\mu) \exp(-j \Delta \omega \Delta t n k) \times & \\
 \times \exp\left(j \frac{\Delta \omega k}{c} \Delta r l_r \cos(\Delta \varphi l_\varphi - \varphi_\mu) \sin \vartheta_\mu\right) \times & \\
 \times \exp\left(j \frac{\Delta \omega k}{c} \Delta z l_z \cos \vartheta_\mu\right). &
 \end{aligned}$$

Отметим, что наличие этого множителя не сказывается на объеме арифметических операций, требуемых для реализации многоканальной ПВОС.

4.2.2. Подвижные расширенные области наблюдения

В подразделе 4.1 отмечалось, что в интересах снижения вычислительных затрат целесообразно использовать расширенную пространственно-временную область наблюдения, максимально приближенную к исходной области наблюдения. С целью уменьшения расширенной области предлагалось задавать ее пространственную часть в подвижной системе координат, перемещающейся вместе с геометрическим центром антенны.

Эта пространственная область \vec{X}'_e в дискретном случае может быть представлена множеством узлов \vec{L}' подвижной параллелепипедообразной или цилиндрической пространственной решетки. Тогда расширенная область наблюдения $\hat{\Omega}'_e = (N, \vec{L}')$.

В случае сигнала в виде плоской волны и практически некоррелированной помехи алгоритм ПВОС, аналогичный алгоритму (4.12), имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{Q}(v, \mu) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \dot{U}'_0(\Delta\omega k, \bar{\omega}_w(k, \mu)) \times \\ &\times B'_v(\Delta\omega k, \bar{\omega}_w(k, \mu)), \end{aligned} \quad (4.35)$$

Для прямоугольной системы координат

$$\begin{aligned} \dot{U}'_0(\Delta\omega k, \bar{\omega}_w(k, \mu)) &= \\ &= \sum_{l_3=0}^{L_3-1} \sum_{l_2=0}^{L_2-1} \sum_{l_1=0}^{L_1-1} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{u}_0(\Delta tn, \bar{x}_c(\Delta tn) + \Delta x \vec{l}') \times \\ &\times \exp(-j\Delta\omega\Delta tnk) \exp(j\bar{\omega}_w(k, \mu)\Delta x \vec{l}'), \end{aligned} \quad (4.36)$$

а для цилиндрической

$$\begin{aligned} \dot{U}'_0(\Delta\omega k, \bar{\omega}_w(k, \mu)) &= \sum_{l'_z=0}^{L'_z-1} \sum_{l'_r=0}^{L'_r-1} \sum_{l'_\phi=0}^{L'_\phi-1} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{u}_0(\Delta tn, \bar{x}_c(\Delta tn) + \\ &+ \Delta r l'_r \vec{e}'_r + \Delta\phi l'_\phi \vec{e}'_\phi + z l'_z \vec{e}'_z) \exp(-j\Delta\omega\Delta tnk) \times \\ &\times \exp\left(\frac{\Delta\omega k}{c} \Delta r l'_r \cos(\Delta\phi l'_\phi - \phi_\mu) \sin \vartheta_\mu\right) \times \\ &\times \exp\left(j \frac{\Delta\omega k}{c} \Delta z l'_z \cos \vartheta_\mu\right), \end{aligned} \quad (4.37)$$

где $\vec{e}'_r, \vec{e}'_\phi, \vec{e}'_z$ – орты цилиндрической системы координат;
 $\dot{B}'_v(\Delta\omega k, \bar{\omega}_w(k, \mu))$ – комплексный спектр копии сигнала
 $\dot{s}(\Delta tn - \bar{n}_\mu \bar{x}_c(\Delta tn))$:

$$\begin{aligned} \dot{B}'_v(\Delta\omega k, \bar{\omega}_w(k, \mu)) &= \sum_{n=0}^{N-1} \dot{b}'_v(\Delta tn - \bar{n}_\mu \bar{x}_c(\Delta tn)) \times \\ &\times \exp(-j\Delta\omega\Delta tkn). \end{aligned} \quad (4.38)$$

Объем арифметических операций, необходимый для проведения многоканальной ПВОС, зависит от типа системы координат, используемой при расширении пространственной области наблюдения. Когда применяется подвижная прямоугольная система ко-

ординат, количество операций умножения и сложения определяется формулами, подобными формулам (4.32):

$$N_{\Pi} = \frac{L'N}{2} \log_2(L'N) + N_{\mu}N_{\nu}N,$$

$$N_{\Sigma} = L'N \log_2(L'N) + N_{\mu}N_{\nu}N,$$

когда же применяется подвижная цилиндрическая система координат, – формулами, подобными формулам (4.34):

$$N_{\Pi} = \frac{L'_r L'_\phi L'_z N}{2} \left(\log_2(NL_\phi'^2) + 1 \right) + \frac{1}{2} L'_\phi L'_z N \log_2 L'_z + N_{\mu} N_{\nu} N,$$

$$N_{\Sigma} = L'_r L'_\phi L'_z N \left(\log_2(NL_\phi'^2) + 1 \right) + L'_\phi N L'_z \log_2 L'_z + N_{\mu} N_{\nu} N.$$

При быстрых перемещениях антенны область \vec{L}' существенно меньше области \vec{L} . Поэтому ПВОС в соответствии с формулами (4.35) – (4.37) требует значительно меньших вычислительных затрат, чем обработка по формулам (4.30), (4.31) и (4.33).

4.3. Быстрые алгоритмы пространственно-временной обработки стохастических сигналов

Для стохастического сигнала, так же, как и для когерентного, первым этапом расширенной ПВОС является вычисление частотно-волнового спектра. Когда сигнал представляет собой плоскую слабокоррелированную волну, а помеха – слабокоррелированное поле со спектральной плотностью мощности $g_N(\Delta\omega k)$, алгоритмы дискретной ПВОС, соответствующие выражениям (4.21) и (4.25), могут быть записаны в следующем виде:

$$Q(\mu) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{g_S(\Delta\omega k)}{g_N^2(\Delta\omega k)} \left| \dot{U}_0(\Delta\omega k, \bar{\omega}_w(k, \mu)) \right|^2, \quad (4.39)$$

$$Q(\mu) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{g_S(\Delta\omega k)}{g_N^2(\Delta\omega k)} \left| \dot{U}'_0(\Delta\omega k, \bar{\omega}_w(k, \mu)) \right|^2. \quad (4.40)$$

Сравнение выражений (4.30), (4.35) для когерентного сигнала с выражениями (4.39), (4.40) для стохастического сигнала показывает, что в случае когерентного сигнала переход от расширенной области наблюдения \vec{X}_e к области \vec{X}'_e приводит к изменению весового множителя. В случае же стохастического сигнала весовой множитель остается без изменений. Эта особенность связана с тем, что алгоритмы ПВОС для когерентного сигнала учитывают перемещения в пространстве геометрического центра антенны, а алгоритмы ПВОС для стохастического сигнала – игнорируют их. При этом оба типа алгоритмов учитывают повороты антенны в пространстве и, в случае гибкой антенны, изменение ее формы.

4.4. Требования к интерполяции

Дискретная расширенная ПВОС использует восстановленные путем *интерполяции* отсчеты, соответствующие узлам виртуальной четырехмерной решетки. Вычислительные затраты на реализацию ПВОС существенно зависят от шага этой решетки и метода интерполяции. В интересах снижения вычислительных затрат желательно применять интерполяцию невысокого порядка и выбирать шаг виртуальной решетки как можно больший. Однако надо иметь в виду, что при невысоком качестве восстановления отсчетов могут иметь место значительные потери качества обработки. Для достижения компромисса можно зафиксировать вид интерполяции и, контролируя потери, определить допустимую величину шага решетки.

Учитывая сложность четырехмерного восстановления отсчетов и быстрый рост вычислительных затрат на его реализацию при увеличении порядка интерполяции, ограничимся рассмотрением интерполяции нулевого порядка. Для виртуальной решетки $\hat{\Omega}_e$ (или $\hat{\Omega}'_e$) процедура интерполяционного восстановления состоит в нахождении для каждого пространственно-временного отсчета колебания $u(\Delta tn, x_i(\Delta tn))$ ближайшего пространственно-временного узла виртуальной решетки, а затем записи в ячейку па-

мости, соответствующей этому узлу, значения отсчета $u(\Delta tn, x_i(\Delta tn))$ (рис. 4.3).

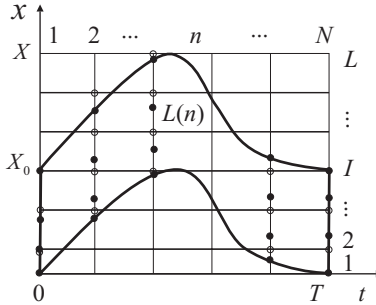


Рис. 4.3. Условная схема интерполяционного восстановления отсчетов (на примере линейной антенной решетки, перемещающейся вдоль своей оси с переменной скоростью)

Пусть сигнал – узкополосный процесс, а помеха состоит из некоррелированной и локальной составляющих. Будем полагать, что погрешность интерполяции носит случайный характер.

Тогда потери помехоустойчивости системы обработки, связанные с интерполяцией, можно оценить известным выражением, описывающим относительные потери l_0 отношения сигнал-помеха за счет случайного смещения положения приемников антенны от расчетного:

$$l_0 = 1 + \frac{\pi^2 \lambda^2}{3 \Delta x^2} \frac{1 + \frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2}}{1 + R_l^2 \frac{\sigma_l^2}{\sigma_0^2}},$$

где Δx – максимальное смещение положения приемников, λ – средняя длина волны, σ_l^2 – дисперсия локальной составляющей помехи, σ_0^2 – дисперсия некоррелированной составляющей помехи, R_l – значение характеристики направленности антенны в направлении на локальную помеху.

Результаты расчетов по этой формуле приведены на рис. 4.4.

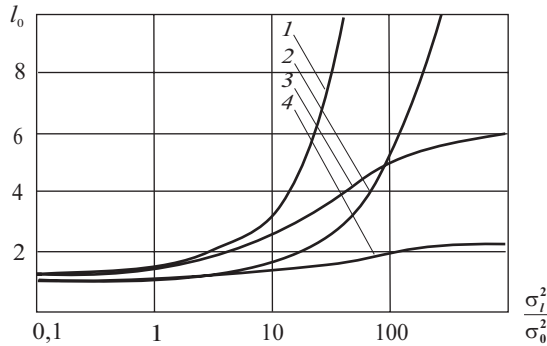


Рис. 4.4. Зависимость относительных потерь помехоустойчивости от относительного уровня дисперсии локальной помехи. Кривая 1 соответствует $\Delta x/\lambda = 0,25$, $R_l = 0,05$, кривая 2 – $\Delta x/\lambda = 0,125$, $R_l = 0,05$, кривая 3 – $\Delta x/\lambda = 0,25$, $R_l = 0,2$ и кривая 4 – $\Delta x/\lambda = 0,125$, $R_l = 0,2$

Из рисунка видно, что потери помехоустойчивости существенно зависят от условий работы. При наличии сильной локальной составляющей помехи небольшие погрешности в положении приемников вызывают значительные потери помехоустойчивости. Однако ситуация иная при слабокоррелированной помехе. Тогда даже погрешности порядка четверти длины волны могут оказаться вполне приемлемыми.

Для проверки и уточнения полученных результатов проводились модельные исследования алгоритмов расширенной ПВОС. Некоторые результаты расчетов для линейной антенны, движущейся в пространстве с ускорением $0,05 \text{ м/с}^2$, представлены на рис. 4.5. Время наблюдения $T = 25 \text{ с}$. Кривые 1, 3 получены для гармонического сигнала при отсутствии локальной помехи, а кривые 2, 4 – для этого же сигнала, принимаемого на фоне гармонической локальной помехи, приходящей из направления, соответствующего первому нулю идеальной характеристики направленности. Число точек пространства L , используемых для вычисления волнового спектра, различно. На рис. 4.5, а кривые 1, 2 получены для $L = 16$,

а кривые 3, 4 – для $L = 64$. На рис. 4.5, б кривые 1, 2 рассчитаны для $L = 128$, а кривые 3, 4 – для $L = 256$. На рис. 4.5, в кривые 1, 2 получены для $L = 512$, а кривые 3, 4 – для $L = 1024$.

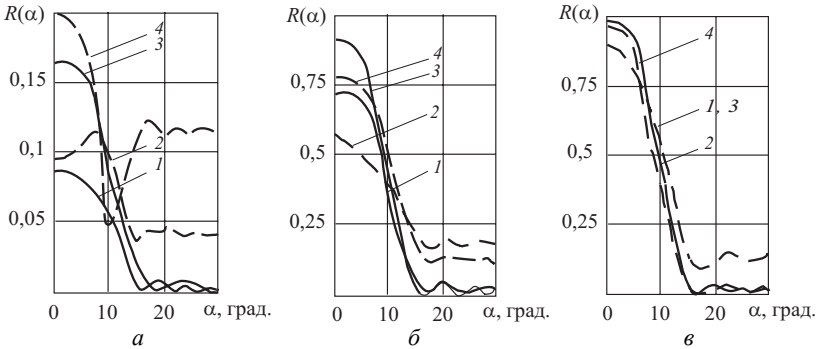


Рис. 4.5. Характеристики направленности линейной 48-элементной антенны

Из графиков видно, что если расстояние между узлами виртуальной пространственной решетки очень мало ($\Delta x/\lambda < 0,08$, что соответствует $L > 512$), в районе главного лепестка искажения характеристики направленности практически не наблюдаются. Если расстояние между узлами решетки больше четверти длины волны ($\Delta x/\lambda > 0,32$, что соответствует $L < 128$), искажения характеристики направленности оказываются существенными. Искажения проявляются в уменьшении уровня главного лепестка и «заплывании» нулей.

На рис. 4.6 приведены некоторые результаты расчетов, полученные для кубической антенны, поворачивающейся за время наблюдения на угол 30° . Кривые представляют характеристики направленности, соответствующие гармоническому сигналу при отсутствии помехи. Кривые 1 и 2 получены для виртуальной пространственной решетки с шагом, равным соответственно восьмой части и четверти длины волны ($\Delta x/\lambda = 0,125$ и $\Delta x/\lambda = 0,25$). Кривая 3 получена для алгоритма ПВОС, игнорирующего факт движения антенны. Из рисунков видно, что для кубической антенны, так же,

как и для линейной, при $\Delta x/\lambda < 0,25$ искажения характеристики направленности оказываются небольшими.

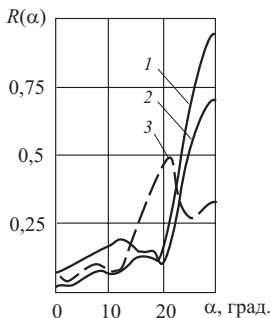


Рис. 4.6. Характеристики направленности кубической $5 \times 5 \times 5$ -элементной антенны

Приведенные результаты расчетов показывают, что метод расширенной ПВОС имеет смысл использовать при слабокоррелированной помехе. Целесообразность его применения в случае, когда помеха сильно коррелированная, представляется проблематичным, поскольку из-за существенного возрастания количества добавляемых нулевых отсчетов объем вычислений значительно увеличивается.

Стремление эффективно использовать быстрые функциональные преобразования для ПВОС при воздействии не только слабокоррелированных, но и сильнокоррелированных помех, стимулировало разработку другого метода быстрой многоканальной ПВОС, рассматриваемого в следующей главе.

ГЛАВА 5

БЫСТРЫЕ АЛГОРИТМЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СЕКЦИОНИРОВАННОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

5.1. Основы секционированной пространственно- временной обработки сигналов

5.1.1. Неподвижная непрерывная антенна, непрерывная обработка

Ознакомление с методом *секционированной* пространственно-временной обработки сигнала начнем с его модификации для неподвижной непрерывной антенны. Рассмотрим обработку когерентного сигнала $s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}, \vec{\beta})$, заданного на пространственно-временном интервале наблюдения $(t, \vec{x}) \in \Omega = (T, \vec{X})$. Будем полагать, что сигнал – плоская волна. Вектор информативных параметров $\vec{\lambda}$ представлен параметром доплеровского искажения частоты ν и параметром \vec{n}_μ , характеризующим μ -е направление прихода сигнала. Вектор неинформативных параметров $\vec{\beta}$ представлен или случайной начальной фазой φ , распределенной равномерно на интервале $[0, 2\pi)$, или случайной равномерно распределенной начальной фазой φ и случайной амплитудой ε , распределенной по релеевскому закону. В комплексной форме сигнал может быть представлен выражением (1.13)

$$\dot{s}(t, \bar{x}, \bar{\lambda}, \bar{\beta}) = \dot{\alpha}(\bar{\beta}) \dot{s}(t, \bar{x}, \bar{\lambda}),$$

где в данном случае плоской волны $\dot{s}(t, \bar{x}, \bar{\lambda}) = \dot{s}_v(t - \bar{n}_\mu \bar{x})$.

Квазиоптимальная обработка такого сигнала на фоне аддитивной гауссовской слабокоррелированной помехи описывается следующим интегралом:

$$\dot{Q}(v, \mu) = \int_0^T \int_{\bar{x}} u(t, \bar{x}) b_v^*(t - \bar{n}_\mu \bar{x}) dt d\bar{x}, \quad (5.1)$$

где $\dot{Q}(v, \mu)$ – результат ПВОС, $u(t, \bar{x})$ – принимаемое колебание, $\dot{b}_v^*(t - \bar{n}_\mu \bar{x})$ – копия комплексного сигнала $\dot{s}_v(t - \bar{n}_\mu \bar{x})$.

Разделим интервал наблюдения T на M непересекающихся секций $T_m = ((m-1)T_c, mT_c)$ длительностью T_c ($m = \overline{1, M}$). Тогда выражение (5.1) может быть записано как

$$\dot{Q}(v, \mu) = \int \sum_{\bar{x}}^M \int_{(m-1)T_c}^{mT_c} u(t, \bar{x}) b_v^*(t - \bar{n}_\mu \bar{x}) dt d\bar{x}.$$

Функции $u(t, \bar{x})$ и $b_v^*(t)$ определены на конечном временном интервале T . Последняя формула может быть преобразована с использованием функций $u_m(t, \bar{x})$ и $b_{vm}^*(t)$, определенных на бесконечном временном интервале:

$$u_m(t, \bar{x}) = \begin{cases} u(t, \bar{x}) & \text{при } t \in T_m, \\ 0 & \text{при } t \notin T_m, \end{cases}$$

$$b_{vm}^*(t) = \begin{cases} b_v^*(t) & \text{при } t \in \tilde{T}_m, \\ 0 & \text{при } t \notin \tilde{T}_m, \end{cases}$$

где \tilde{T}_m – расширенный временной интервал T_m :

$$\tilde{T}_m = \left((m-1)T_c - \frac{X_{\max}}{c}, mT_c + \frac{X_{\max}}{c} \right),$$

X_{\max} – максимальный размер антенны, c – скорость звука.

Преобразованная форма алгоритма имеет вид

$$\dot{Q}(v, \mu) = \int_{\vec{X}} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} u_m(t, \vec{x}) b_{vm}^*(t - \vec{n}_\mu \vec{x}) dt d\vec{x}. \quad (5.2)$$

Внутренний интеграл в выражении (5.2) является сверткой, которая может быть просто вычислена с помощью спектров функций $u_m(t, \vec{x})$ и $b_{vm}^*(t)$.

Полагая, что $|\vec{n}_\mu \vec{x}| \leq X_{\max}/c$, можно записать

$$\dot{Q}(v, \mu) = \frac{1}{2\pi} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{\vec{X}} \dot{U}'_m(\omega, \vec{x}) \exp(j\omega \vec{n}_\mu \vec{x}) d\vec{x} \right]^* B_{vm}(\omega) d\omega, \quad (5.3)$$

где $\dot{U}'_m(\omega, \vec{x})$ – спектр m -ой секции принимаемых колебаний:

$$\dot{U}'_m(\omega, \vec{x}) = \int_{(m-1)T_c}^{mT_c} u(t, \vec{x}) \exp(-j\omega t) dt,$$

$B_{vm}^*(\omega)$ – комплексно-сопряженный спектр расширенной m -ой секции комплексной копии сигнала:

$$B_{vm}^*(\omega) = \int_{(m-1)T_c - \frac{X_{\max}}{c}}^{mT_c + \frac{X_{\max}}{c}} b_v(t) \exp(j\omega t) dt. \quad (5.4)$$

В выражении (5.3) внутренний интеграл – частотно-волновой спектр $\dot{U}'_m(\omega, \omega \vec{n}_\mu)$ колебания $u_m(t, \vec{x})$:

$$\dot{U}'_m(\omega, \omega \vec{n}_\mu) = \int_{\vec{X}} \int_{(m-1)T_c}^{mT_c} u(t, \vec{x}) \exp(-j\omega(t - \vec{n}_\mu \vec{x})) dt d\vec{x}. \quad (5.5)$$

Поэтому

$$\dot{Q}(v, \mu) = \frac{1}{2\pi} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}'_m(\omega, \omega \vec{n}_\mu) B_{vm}^*(\omega) d\omega. \quad (5.6)$$

Из формул (5.5) и (5.6) видно, что ПВОС сводится к разбиению принятых колебаний на отдельные секции, вычислению частотно-волнового спектра каждой секции, интегрированию спектров с определенным весом и суммированию результатов. Данный алгоритм предполагает априорное знание момента прихода сигнала. Когда этот момент неизвестен, необходимо повторять обработку со сдвигом во времени.

Рассмотрим дискретную форму алгоритма.

5.1.2. Неподвижная антенная решетка, дискретная обработка

Представим принимаемое колебание и комплексную копию сигнала соответственно в виде $u(\Delta tn, \vec{x}_i)$ и $\dot{b}_v(\Delta tn)$, где Δt – период дискретизации, n – номер временного отсчета ($n = \overline{0, N-1}$), \vec{x}_i – радиус-вектор, определяющий положение i -го приемника в пространстве ($i = \overline{1, I}$).

В дискретном случае выражения (5.4) – (5.6) могут быть записаны в виде

$$B_{vm}^*(\Delta\tilde{\omega}_c k) = \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} b_v^*[\Delta t(n_c + L_m)] \exp(j\Delta\tilde{\omega}_c \Delta t k n_c), \quad (5.7)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k n_c) = \\ = \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} \sum_{i=1}^I u_m[\Delta t(n_c + L_m), \vec{x}_i] \text{rect}\left(\frac{n_c - \Delta N_c}{\Delta N_c}\right) \times \\ \times \exp(-j\Delta\tilde{\omega}_c \Delta t k n_c) \exp(j\Delta\tilde{\omega}_c (k + K_0) \vec{n}_\mu \vec{x}_i), \end{aligned} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned} \dot{Q}(v, \mu) = \\ = \frac{1}{\tilde{N}_s} \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{\tilde{N}_c-1} \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \vec{n}_\mu) B_{vm}^*(\Delta\tilde{\omega}_c k), \end{aligned} \quad (5.9)$$

где $\tilde{N}_c = N_c + 2\Delta N_c$, N_c – количество временных отсчетов в исходной (нерасширенной) секции, \tilde{N}_c – количество временных

отсчетов в *расширенной* секции, $\Delta N_c = \text{Ent} [X_{\max} / (c\Delta t)] + 1$,
 $\Delta\tilde{\omega}_c = 2\pi\Delta\tilde{f}_c$ – разрешение по круговой частоте, $\Delta\tilde{f}_c = 1/(\Delta t\tilde{N}_c)$ –
 разрешение по частоте,

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq x \leq 1, \\ 0 & \text{при } x < 0; x > 1, \end{cases}$$

$$L_m = N_c(m-1) - \Delta N_c,$$

$\Delta\tilde{\omega}_c K_0$ – нижняя граничная круговая частота.

Формулы (5.7) – (5.9) могут быть использованы для построения быстрых алгоритмов ПВОС.

5.1.3. Быстрый алгоритм обработки для неподвижной линейной антенной решетки

Рассмотрим неподвижную линейную антенную решетку с равномерно расположенными в пространстве приемными элементами. Будем считать, что расстояние между элементами $\Delta x = c/(2\Delta\tilde{f}_c(K_0 + \tilde{N}_c))$ (равно примерно половине длины волны).

Тогда, из формул (5.7) и (5.8) следует

$$\begin{aligned} & \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \vec{n}_\mu) = \\ & = \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} \sum_{i=0}^{I-1} u_m [\Delta t(n_c + L_m), \Delta\tilde{x}_i] \text{rect} \left(\frac{n_c - \Delta N_c}{N_c} \right) \times \\ & \quad \times \exp \left(-j \frac{2\pi}{\tilde{N}_c} k n_c \right) \exp \left(j \frac{2\pi}{I} \mu(k) i \right), \\ & \dot{B}_{vm}^*(\Delta\tilde{\omega}_c k) = \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} b_v^* [\Delta t(n_c + L_m)] \exp \left(j \frac{2\pi}{\tilde{N}_c} k n_c \right), \end{aligned}$$

где

$$\mu(k) = \mu \left(1 - \frac{\tilde{N}_c - k}{K_0 + \tilde{N}_c} \right) \quad (5.10)$$

и $\mu = (I/2) \cos \alpha_\mu$.

В этом случае основной частью ПВОС является преобразование Фурье, которое может быть эффективно реализовано с помощью БПФ.

Вычислительные затраты на реализацию секционированной ПВОС зависят от спектра сигнала. На практике обычно используются или гармонические, или частотно-модулированные сигналы. Для сигналов второго типа производная $f'(t)$ текущей частоты $f(t)$ по времени t близка к величине $\Delta F/T$ (где ΔF – девиация частоты) и полоса частот ΔF_m любой m -ой секции сигнала существенно уже девиации ΔF всего сигнала. Это означает, что спектр любой m -ой секции сигнала содержит несколько компонент большого уровня, которые грубо характеризуют секцию, и компоненты малого уровня, которые характеризуют ее детали. При упрощенной обработке сигнала энергоемкие компоненты большого уровня должны учитываться в обязательном порядке, слабые же компоненты могут быть проигнорированы. Отбрасывание большого числа слабых компонент позволяет значительно упростить обработку и снизить затраты на ее реализацию.

Рассмотрим условие, при котором достигается максимальная экономия вычислительных затрат.

В спектре любой секции сигнала минимальное число компонент большого уровня наблюдается, когда

$$\Delta F_m \leq \Delta \tilde{f}_c.$$

Отсюда оптимальное число секций M_0 определяется равенством $\Delta F_m = \Delta \tilde{f}_c$.

Пусть сигнал – линейно частотно-модулированный (ЛЧМ). Тогда $\Delta F_m = \Delta F/M$. Принимая во внимание, что $\Delta \tilde{f}_c \cong M/(T + 2MX_{\max}/c)$, можно получить

$$M_0 = \text{Ent} \left[\frac{\Delta FX_{\max}}{c} + \sqrt{\left(\frac{\Delta FX_{\max}}{c} \right)^2 + C} \right], \quad (5.11)$$

где $C = \Delta FT$ – сложность сигнала.

При таком значении M_0 в спектре каждой секции сигнала присутствует от одного до двух отсчетов большого уровня (один отсчет, если средняя частота секции сигнала кратна разрешению по частоте $\Delta \tilde{f}_c$). Исходя из худшего случая (наличия в каждой секции сигнала двух спектральных отсчетов большого уровня), нетрудно оценить количество операций умножения N_{Π} и сложения N_{Σ} , необходимое для реализации на интервале T секционированной ПВОС. Для линейной антенны при использовании БПФ они определяется следующими выражениями:

$$\begin{aligned} N_{\Pi} &= M_0 I \left[\frac{\tilde{N}_c}{2} \log_2 (I \tilde{N}_c) + 2 N_v N_t \right], \\ N_{\Sigma} &= M_0 I \left[\tilde{N}_c \log_2 (I \tilde{N}_c) + 2 N_v N_t \right], \end{aligned} \quad (5.12)$$

где N_v – число доплеровских копий сигнала, N_t – количество временных копий сигнала на интервале T .

5.1.4. Сравнение вычислительных затрат

Сравним вычислительные затраты на секционированную обработку сигнала, описываемые формулами (5.12), с затратами на реализацию обработки в соответствии с двумя известными для линейной антенны быстрыми алгоритмами ПВОС [123].

Первый известный алгоритм предусматривает вычисление частотно-волнового спектра с помощью БПФ для каждого временного элемента разрешения, умножение полученных спектров на доплеровские копии и суммирование результатов по частоте. Второй алгоритм основан на свертке. Он включает вычисление со сдвигом на интервал времени T (на длительность сигнала)

частотно-волнового спектра на интервале $2T$ с помощью БПФ, умножение полученных спектров на доплеровские копии и обратное БПФ по частоте.

Для реализации первого алгоритма при $N_t = 1$ необходимо выполнить

$$N_{\Pi} = \frac{NI}{2} [\log_2(IN) + 2N_v] , \quad (5.13)$$

$$N_{\Sigma} = NI [\log_2(IN) + N_v]$$

соответственно операций умножения и сложения на интервале времени T , а для реализации второго алгоритма при $N_t = C$ –

$$N_{\Pi} = NI [\log_2(2IN) + 2N_v + N_v \log_2(2N)] , \quad (5.14)$$

$$N_{\Sigma} = 2NI [\log_2(2IN) + N_v \log_2(2N)] .$$

Зависимости этих величин от сложности сигнала C , а также аналогичные зависимости для секционированной обработки сигнала, описываемые формулами (5.12), представлены на рис. 5.1 и 5.2.

При расчетах выбирались следующие соотношения параметров: $M_0 = \sqrt{C}$, $N_v = N/(2C)$.

Анализ выражений (5.12) – (5.14) и представленных зависимостей показывает, что алгоритм секционированной ПВОС по объему вычислительных затрат в десятки раз экономичнее первого алгоритма и выигрыш практически не зависит от сложности сигнала. В сравнении со вторым известным алгоритмом алгоритм секционированной ПВОС при небольшой сложности сигнала оказывается еще более экономичным, однако при возрастании сложности сигнала его преимущества уменьшаются и при большой сложности

(свыше 700 – 1000) вычислительные затраты, необходимые для реализации алгоритмов, оказываются примерно одинаковыми.

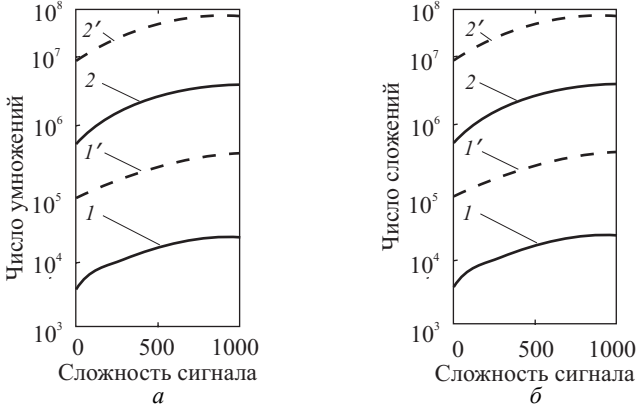


Рис. 5.1. Зависимости вычислительных затрат от сложности сигнала S для алгоритма секционированной обработки сигнала (кривые 1, 2) и первого известного алгоритма (кривые 1', 2') при одном (кривые 1, 1') и 128 (кривые 2, 2') приемных элементах антенной решетки

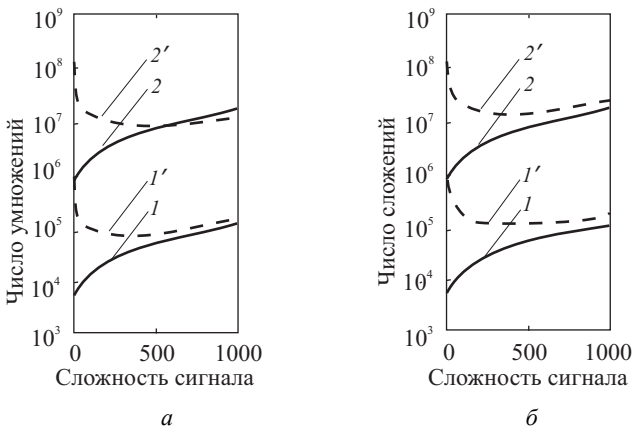


Рис. 5.2. Зависимости вычислительных затрат от сложности сигнала S для алгоритма секционированной обработки сигнала (кривые 1, 2) и второго известного алгоритма (кривые 1', 2') при одном (кривые 1, 1') и 128 (кривые 2, 2') приемных элементах антенной решетки

Из выражения (5.10) видно, что значения параметра $\mu(k)$, необходимые для реализации секционированной ПВОС, могут быть как целыми, так и нецелыми числами. При расчете пространственно-временного спектра с помощью БПФ параметр $\mu(k)$ принимает лишь целые значения. В некоторых случаях округление этого параметра до целого значения приводит к существенным искажениям (см. рис. 5.3, кривая 2).

Этот негативный эффект легко устраняется путем интерполяционного восстановления требуемых спектральных отсчетов после проведения БПФ. Даже при использовании простейшего линейного интерполяционного восстановления отсчетов формируются приемлемые характеристики направленности (см. рис. 5.3, кривая 3).

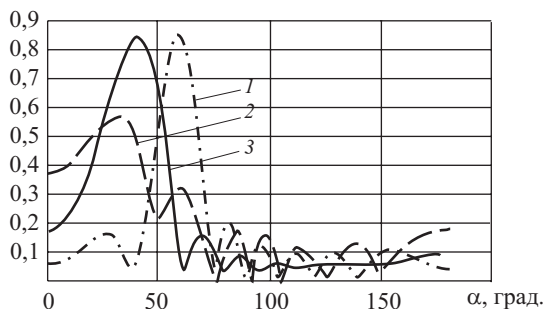


Рис. 5.3. Характеристики направленности для линейной антенной решетки, $I = 8$. Кривые 1 и 2 соответствуют алгоритму без интерполяции, кривая 3 – алгоритму с линейной интерполяцией

Описанный метод секционированной ПВОС применим не только для линейной антенны, но и для антенн сложной конфигурации.

5.2. Быстрые алгоритмы обработки для антенных решеток сложной конфигурации

Антенны практически любой сложной конфигурации могут быть представлены в виде совокупности *субантенн* простой формы. Например, прямоугольные, параллелепипедообразные, цилиндрические и конусообразные антенны могут быть представлены как совокупность *линейных* субантенн, а цилиндрические, конусообразные, сферические и рупороподобные антенны – совокупностью *кольцевых* субантенн.

5.2.1. Антенная решетка, состоящая из линейных субантенн

Рассмотрим секционированную ПВОС для антенны, содержащей Q линейных субантенн, каждая из которых состоит из P эквидистантно расположенных приемников. Пусть $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ – система координат с базисным вектором \vec{e}'_{1q} , ориентированным вдоль оси q -ой субантенны (рис. 5.4).

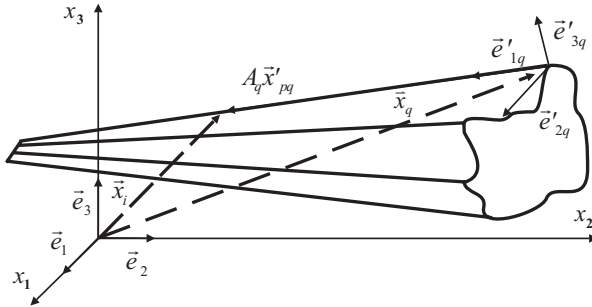


Рис. 5.4. Геометрия задачи для антенны, состоящей из линейных субантенн

Тогда вектор \vec{x}_i , определяющий положения i -го элемента в базисе $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$, можно представить как

$$\vec{x}_i \equiv \vec{x}_{pq} = \vec{x}_q + A_q \vec{x}'_{pq}, \quad (5.15)$$

где \vec{x}_q – вектор, определяющий положение системы координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ в базисе $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$; A_q – матрица, определяющая ориентацию системы координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ в базисе $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$; $\vec{x}'_{pq} = \Delta x p \vec{e}'_{1q}$ – вектор, определяющий положение p -го элемента в системе координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$; Δx – расстояние между приемниками в субантенне; p – номер приемника в субантенне.

Подставив выражение (5.15) в формулу (5.8), имеем

$$\begin{aligned} & \dot{U}_m [\Delta \tilde{\omega}_c k, \vec{\omega}_w(k, \mu)] = \\ & = \sum_q \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} u_m [\Delta t(n_c + L_m), \vec{x}_{pq}] \text{rect} \left(\frac{n_c - \Delta N_c}{N_c} \right) \times \right. \\ & \quad \times \exp(-j \Delta \tilde{\omega}_c \Delta t k n_c) \exp[j \omega_w(k, \mu, q) \Delta x p] \left. \right\} \times \\ & \quad \times \exp[j \vec{\omega}_w(k, \mu, q) \vec{x}_q], \end{aligned} \quad (5.16)$$

где $\omega_w(k, \mu, q)$ – круговая пространственная частота, соответствующая базисному вектору \vec{e}'_{1q} :

$$\omega_w(k, \mu, q) = \vec{\omega}_w(k, \mu) A_q \vec{e}'_{1q}, \quad (5.17)$$

$\vec{\omega}_w(k, \mu)$ – вектор круговой пространственной частоты в системе координат $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$:

$$\vec{\omega}_w(k, \mu) = \Delta \tilde{\omega}_c (k + K_0) \vec{n}_\mu.$$

При использовании БПФ с дискретным параметром $l(k, \mu, q)$, принимающим целые значения, пространственно-временной спектр описывается следующим выражением:

$$\begin{aligned}
 & \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \vec{\omega}_w(k, \mu)) = \\
 & = \sum_q \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} u_m[\Delta t(n_c + L_m), \vec{x}_{pq}] \operatorname{rect}\left(\frac{n_c - \Delta N_c}{N_c}\right) \times \right. \\
 & \quad \times \exp\left[-j\left(\frac{2\pi}{\tilde{N}_c}\right)kn_c\right] \exp\left[j\frac{2\pi}{P}l(k, \mu, q)p\right] \left. \right\} \times \\
 & \quad \times \exp\left[j\vec{\omega}_w(k, \mu)\vec{x}_q\right],
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

где $l(k, \mu, q) = \operatorname{Ent}\left[\frac{P\Delta x}{2\pi}\omega_w(k, \mu, q) + 0,5\right]$.

Из формул (5.9) и (5.18) видно, что секционированная ПВОС предполагает вычисление спектров на временных интервалах \tilde{T}_m , вычисление волновых спектров для всех субантенн и когерентное накопление результатов спектральной обработки для всех субантенн, спектральных отсчетов и секций. Схема такой обработки с использованием БПФ представлена на рис. 5.5.

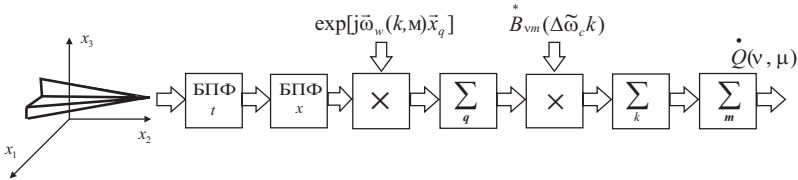


Рис. 5.5. Алгоритм секционированной ПВОС для антенны, состоящей из линейных субантенн

5.2.2. Антенная решетка, состоящая из кольцевых субантенн

Рассмотрим секционированную ПВОС для антенны, состоящей из Q кольцевых субантенн с эквидистантным расположением приемников. Пусть q -я система координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ расположена в центре q -й кольцевой субантенны (рис. 5.6).

Тогда вектор \vec{x}_i , определяющий положение i -го элемента в системе координат $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$, может быть представлен как

$$\vec{x}_i = \vec{x}_q + A_q \vec{x}'_{p_q}, \quad (5.19)$$

где \vec{x}_q – вектор, описывающий положение системы координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ в базисе $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$; A_q – матрица, определяющая ориентацию системы координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ в базисе $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$; \vec{x}'_{p_q} – вектор, определяющий в системе координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ положение p_q -го элемента q -й субантенны. Если векторы $\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}$ расположены в плоскости q -й субантенны, то

$$\vec{x}'_{p_q} = R_q \cos \varphi_{p_q} \vec{e}'_{1q} + R_q \sin \varphi_{p_q} \vec{e}'_{2q}, \quad (5.20)$$

где R_q – радиус q -й субантенны; φ_{p_q} – угол, задающий положение p_q -го элемента q -й субантенны; $\varphi_{p_q} = \Delta\varphi_q p_q$; $\Delta\varphi_q$ – угловое расстояние между приемниками в q -ой субантенне.

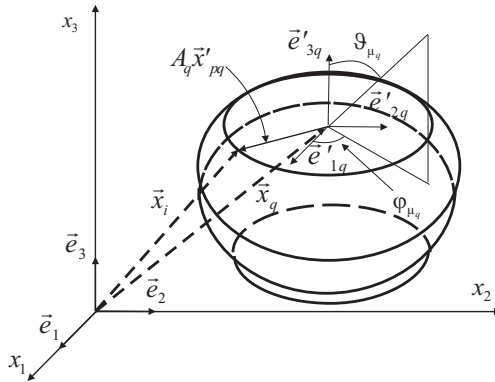


Рис. 5.6. Геометрия задачи для антенны, состоящей из кольцевых субантенн

Пусть φ_{μ_q} и ϑ_{μ_q} – два угла, определяющие μ -е направление прихода сигнала в базе $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$. Тогда, волновой вектор

$$\begin{aligned} \vec{\omega}_w(k, \mu, q) = A_q \vec{\omega}_w(k, \mu) = \frac{\Delta \tilde{\omega}_c}{c} (k + K_0) \times \\ \times \left\{ \sin \vartheta_{\mu_q} \left[\cos \varphi_{\mu_q} \vec{e}'_{1q} + \sin \varphi_{\mu_q} \vec{e}'_{2q} \right] + \cos \vartheta_{\mu_q} \vec{e}'_{3q} \right\}. \end{aligned} \quad (5.21)$$

С учетом выражений (5.19) – (5.21) соотношение (5.8) может быть записано в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{U}_m(\Delta \tilde{\omega}_c k, \vec{\omega}_w(k, \mu)) = \\ = \sum_q \sum_{p_q=1}^{P_q} \left\{ \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} u_m(\Delta t(n_c + L_m), \vec{x}_{p_q}) \text{rect} \left(\frac{n_c - \Delta N_c}{N_c} \right) \times \right. \\ \times \exp(-j \Delta \tilde{\omega}_c \Delta t k n_c) \times \\ \left. \times \exp j \left[R_q \frac{\Delta \tilde{\omega}_c}{c} (k + K_0) \sin \vartheta_{\mu_q} \cos(\varphi_{p_q} - \varphi_{\mu_q}) \right] \right\} \times \\ \times \exp(j \vec{\omega}_w(k, \mu) \vec{x}_q). \end{aligned} \quad (5.22)$$

Из выражений (5.9) и (5.22) следует, что секционированная ПВОС сводится к вычислению спектров на временных интервалах \tilde{T}_m , весовому суммированию спектральных отсчетов по номерам приемников субантенн и последующему когерентному суммированию результатов обработки для разных субантенн, спектральных отсчетов и секций.

При использовании БПФ и быстрой свертки вычислительные затраты на реализацию пространственной части секционированной ПВОС оказываются существенно меньшими, чем при обычной обработке сигнала. Схема такой обработки представлена на рис. 5.7.

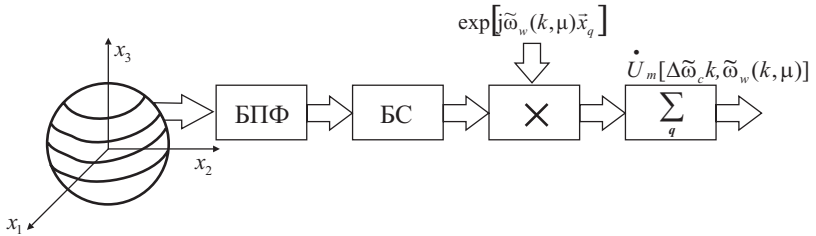


Рис. 5.7. Схема реализации пространственной части быстрой секционированной ПВОС для антенны, состоящей из кольцевых субантенн

5.2.3. Вычислительные затраты на реализацию быстрых алгоритмов секционированной обработки

Для антенны, состоящей из Q линейных субантенн, при реализации на интервале T секционированной ПВОС с использованием БПФ необходимо следующее количество операций умножения и сложения:

$$N_{\Pi} = M \left[\frac{P\tilde{N}_c Q}{2} \log_2(P\tilde{N}_c) + N_{\mu} \tilde{N}_c Q + S N_{\mu} N_v N_t \right], \quad (5.23)$$

$$N_{\Sigma} = M \left[P\tilde{N}_c Q \log_2(P\tilde{N}_c) + N_{\mu} \tilde{N}_c Q + S N_{\mu} N_v N_t \right],$$

где S – количество спектральных отсчетов большого уровня во временных спектрах секций.

Зависимости вычислительных затрат от количества временных секций M представлены на рис. 5.8. Кривые 1 – 4 рассчитаны для сигналов со сложностью соответственно 1024, 256, 64, 1. Непрерывные кривые соответствуют количеству операций умножения N_{Π} , а пунктирные – количеству операций сложения N_{Σ} .

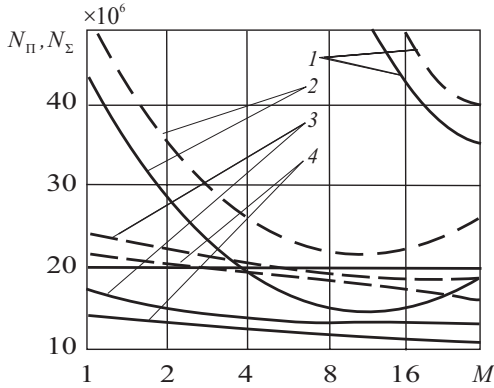


Рис. 5.8. Зависимость вычислительных затрат от количества секций M .

Значения параметров: $N = 1024$, $P = 64$, $Q = 16$, $N_{\mu} = 390$,

$$N_v = C + 0,04N, N_t = 1$$

Для антенны, состоящей из кольцевых субантенн, при реализации на интервале T алгоритма секционированной ПВОС с использованием БПФ и быстрой свертки требуется сопоставимый объем вычислений:

$$N_{\Pi} = M \left[I \frac{\tilde{N}_c}{2} \log_2 \tilde{N}_c + \right. \\ \left. + \tilde{N}_c \sum_q P_q N_{\mu_q} (\log_2 P_q + 1) + N_{\mu} \tilde{N}_c Q + SN_{\mu} N_v N_t \right], \\ N_{\Sigma} = M \left[I \tilde{N}_c \log_2 \tilde{N}_c + \right. \\ \left. + 2 \tilde{N}_c \sum_q P_q N_{\mu_q} \log_2 P_q + N_{\mu} \tilde{N}_c Q + SN_{\mu} N_v N_t \right],$$

где N_{μ_q} — количество каналов обработки по углу места ϑ_{μ_q} .

Расчеты показывают, что для антенн сложной формы алгоритмы секционированной ПВОС гораздо экономичнее (в вычислительном отношении) других известных алгоритмов, в том числе

использующих быстрые алгоритмы обработки. Например, для антенны, состоящей из линейных субантенн, и сложности сигнала $C \sim 300$ при соотношении параметров, указанных в подписи к рис. 5.8, алгоритм секционированной ПВОС обеспечивает выигрыш более чем в 50 раз.

Отметим, что в случае *незвуконпрозрачной* антенны алгоритмы обработки усложняются незначительно: в выражении (5.18) добавляется множитель $f(\mu, q)$, учитывающий экранирующие свойства антенны, а в выражении (5.22) – аналогичный множитель $f(\varphi_{p,q} - \varphi_{\mu,q})$.

5.3. Быстрые алгоритмы секционированной обработки для подвижных антенных решеток при слабокоррелированной помехе

5.3.1. Быстрые алгоритмы

Для когерентного сигнала в виде плоской волны при слабокоррелированной гауссовской помехе квазиоптимальный алгоритм ПВОС в условиях движения антенны может быть записан в следующем виде:

$$\dot{Q}(v, \mu) = \sum_{i=1}^I \int_T u(t, \bar{x}_i(t)) b_v^*(t - \bar{n}_\mu \bar{x}_i(t)) dt.$$

Рассмотрим алгоритм секционированной ПВОС, соответствующий этой формуле. Разделим интервал наблюдения T на секции длительностью $T_m = (t_m, t_{m+1})$, $m = \overline{1, M}$, столь короткие, что оказывается возможным пренебречь изменением положения антенны, происходящим за время T_m .

Тогда результат ПВОС представляется в виде

$$\dot{Q}(v, \mu) = \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^I \int_{t_m}^{t_{m+1}} u(t, \bar{x}_i(\bar{t}_m)) b_v^*(t - \bar{n}_\mu \bar{x}_i(\bar{t}_m)) dt, \quad (5.24)$$

где $\bar{t}_m = t_m + T_c/2$ – середина интервала T_m .

Проводя преобразования, аналогичные для неподвижной антенны, нетрудно получить формулу (5.6), в которой функция $B_{vm}^*(\omega)$ определяется выражением (5.4), а функция $\dot{U}_m(\omega, \omega \bar{n}_\mu)$ – выражением, подобным выражению (5.5):

$$\begin{aligned} \dot{U}_m(\omega, \omega \bar{n}_\mu) &= \\ &= \sum_{i=1}^I \int_{t_m}^{t_{m+1}} u(t, \bar{x}_i(\bar{t}_m)) \exp[-j\omega t(t - \bar{n}_\mu \bar{x}_i(\bar{t}_m))] dt. \end{aligned} \quad (5.25)$$

Для дискретного сигнала с периодом Δt можно получить формулу, совпадающую с формулой (5.9), в которой функция $B_{vm}^*(\Delta \tilde{\omega} k)$ описывается выражением (5.7), а пространственно-временной спектр $\dot{U}_m(\Delta \tilde{\omega}_c k, \Delta \tilde{\omega}_c k \bar{n}_\mu)$ – выражением, аналогичным (5.8):

$$\begin{aligned} \dot{U}_m(\Delta \tilde{\omega}_c k, \Delta \tilde{\omega}_c k \bar{n}_\mu) &= \\ &= \sum_{i=1}^I \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} u_m[\Delta t(n_c + L_m), \bar{x}_i(\Delta t \bar{L}_m)] \operatorname{rect}\left(\frac{n_c - \Delta N_c}{N_c}\right) \times \\ &\times \exp(-j\Delta \tilde{\omega}_c \Delta t k n_c) \exp[j\Delta \tilde{\omega}_c (k + K_0) \bar{n}_\mu \bar{x}_i(\Delta t \bar{L}_m)], \end{aligned} \quad (5.26)$$

где $\bar{L}_m = L_m + \operatorname{Ent}[\tilde{N}_c/2]$ – номер временного отсчета, соответствующего моменту времени \bar{t}_m .

Вектор $\bar{x}_i(\Delta t \bar{L}_m)$, задающий для m -ой секции положение i -го приемника в пространстве, представляется в следующем виде:

$$\bar{x}_i(\Delta t \bar{L}_m) = \bar{x}_c(\Delta t \bar{L}_m) + A_m \bar{x}_{0i},$$

где $\bar{x}_c(\Delta t \bar{L}_m)$ – вектор, описывающий положение геометрического центра антенны в момент времени $\Delta t \bar{L}_m$; \bar{x}_{0i} – вектор, описываю-

ший положение i -го элемента антенны в подвижной системе координат, связанной с антенной; $A_m = A(\Delta t \bar{L}_m)$ – матрица вращения, характеризующая угловое положение антенны в момент времени $\Delta t \bar{L}_m$.

Тогда

$$\begin{aligned} & \dot{U}_m(\Delta \tilde{\omega}_c k, \Delta \tilde{\omega}_c k \bar{n}_\mu) = \\ & = \sum_i \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} u_m \left[\Delta t(n_c + L_m), \bar{x}_i(\Delta t \bar{L}_m) \right] \text{rect} \left(\frac{n_c - \Delta N_c}{N_c} \right) \times \\ & \quad \times \exp(-j \Delta \tilde{\omega}_c \Delta t k n_c) \exp \left[j \Delta \tilde{\omega}_c (k + K_0) \bar{n}_\mu A_m \bar{x}_{0i} \right] \times \\ & \quad \times \exp \left[j \Delta \tilde{\omega}_c (k + K_0) \bar{n}_\mu \bar{x}_c(\Delta t \bar{L}_m) \right]. \end{aligned} \quad (5.27)$$

Воспользуемся быстрыми алгоритмами для неподвижных антенн. Пусть $\Omega_w(k)$ – множество значений вектора пространственных частот, соответствующих всем характеристикам направленности неподвижной антенны, $\tilde{\omega}'_\mu(k, m)$ – ближайший к $A_m \Delta \tilde{\omega}_c (k + K_0) \bar{n}_\mu$ элемент множества $\Omega_w(k)$. При малом расстоянии между точками $A_m \Delta \tilde{\omega}_c (k + K_0) \bar{n}_\mu$ и $\tilde{\omega}'_\mu(k, m)$ спектральный отсчет $\dot{U}_m(\Delta \tilde{\omega}_c k, \Delta \tilde{\omega}_c k \bar{n}_\mu)$ для подвижной антенны близок (с точностью до множителя $\exp \left[j \Delta \tilde{\omega}_c (k + K_0) \bar{n}_\mu \bar{x}_c(\Delta t \bar{L}_m) \right]$) к спектральному отсчету $\dot{U}'_m(\Delta \tilde{\omega}_c k, \tilde{\omega}'_\mu(k, m))$, получаемому при обработке колебаний с применением быстрого алгоритма без учета перемещения антенны.

Тогда

$$\begin{aligned} & \dot{U}_m(\Delta \tilde{\omega}_c k, \Delta \tilde{\omega}_c k \bar{n}_\mu) \approx \\ & \approx \dot{U}'_m(\Delta \tilde{\omega}_c k, \tilde{\omega}'_\mu(k, m)) \exp \left[j \Delta \tilde{\omega}_c (k + K_0) \bar{n}_\mu \bar{x}_c(\Delta t \bar{L}_m) \right], \end{aligned} \quad (5.28)$$

где

$$\begin{aligned}
 & \dot{U}'_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}'_c(k, m)) = \\
 & = \sum_i \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} u_m \left[\Delta t(n_c + L_m), \bar{x}_{0i}(\Delta t \bar{L}_m) \right] \times \\
 & \times \text{rect} \left(\frac{n_c - \Delta N_c}{N_c} \right) \exp(-j\Delta\tilde{\omega}_c \Delta t k n_c) \times \\
 & \times \exp \left[j\Delta\tilde{\omega}'_\mu(k, m) \bar{x}_{0i} \right].
 \end{aligned} \tag{5.29}$$

Из формул (5.9), (5.28) и (5.29) следует, что многоканальная ПВОС может быть реализована следующим образом. Принятые приемниками антенны колебания делят на секции, каждую секцию дополняют нулевыми отсчетами, а затем подвергают временному и пространственному спектральному анализу, допускающему использование быстрого алгоритма; из массивов полученных отсчетов для каждого μ -го пространственного канала с учетом поворота антенной решетки выбирают отсчеты $\dot{U}'_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \tilde{\omega}'_\mu(k, m))$; для каждого V -го доплеровского и μ -го пространственного канала выбранные спектральные отсчеты суммируют по частоте с определенным весом.

5.3.2. Потери помехоустойчивости при дискретной обработке сигнала

Потери помехоустойчивости системы обработки, вызванные дискретностью обработки, определяются при слабокоррелированной помехе частотой следования характеристик направленности и параметром ξ_0 , характеризующим отношение угла поворота антенны за время T к ширине раствора характеристик направленности. Зависимости отношения сигнал-помеха γ от параметра ξ_0 представлены на рис. 5.9.

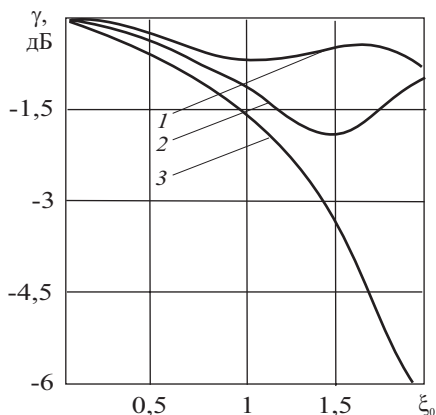


Рис. 5.9. Зависимости отношения сигнал-помеха γ от параметра ξ_0

Кривые 1, 2 соответствуют алгоритму, учитывающему движение антенны, а кривая 3 – алгоритму, игнорирующему движение. Кривая 1 соответствует пересечению главных лепестков характеристики направленности на уровне 0,7, а кривая 2 – на уровне 0,64.

Из рис. 5.9 видно, что алгоритм секционированной обработки, учитывающий угловые перемещения антенны, обладает высокой помехоустойчивостью даже при быстрых поворотах. Этим он выгодно отличается от алгоритмов, игнорирующих движение. Потери помехоустойчивости, связанные с аппроксимацией (5.28), незначительны даже при пересечении главных лепестков характеристики направленности на уровне 0,64. При необходимости потери помехоустойчивости могут быть уменьшены повышением частоты следования главных лепестков характеристики направленности или путем использования интерполяции невысокого порядка.

5.3.3. Вычислительные затраты

Вычислительные затраты на реализацию ПВОС быстрыми методами существенно меньше, чем при использовании обычной обработки.

Например, затраты на временном интервале T для линейной подвижной антенны описываются выражениями

$$N_{\Pi} = M\tilde{N}_c I \left[0,5 \log_2(\tilde{N}_c I) + N_v N_t + 1 \right],$$
$$N_{\Sigma} = M\tilde{N}_c I \left[\log_2(\tilde{N}_c I) + N_v N_t \right].$$

Для сравнения, затраты на реализацию алгоритма традиционного типа, базирующегося на вычислениях без использования быстрых алгоритмов, составляют

$$N_{\Pi 0} = N_{\Sigma 0} = MI^2 N_c N_v N_t$$

операций умножения и сложения.

Из приведенных выражений видно, что для алгоритма секционированной ПВОС требуется во много раз меньшее количество арифметических операций, чем для традиционного алгоритма. При увеличении количества элементов антенны выигрыш растет.

Для реальных систем ПВОС выигрыш оказывается на уровне десятков и сотен раз.

5.4. Быстрые алгоритмы секционированной обработки сигнала с подавлением локальной помехи

Быстрые методы ПВОС, рассмотренные в подразделах 5.1 – 5.3, позволяют сократить вычислительные затраты при приеме сигнала на фоне слабокоррелированной помехи для антенн простой и сложной формы, как подвижных, так и неподвижных. Описанный подход может быть использован и для построения быстрых алгоритмов многоканальной обработки, учитывающих воздействие сильнокоррелированных (локальных) составляющих помехи.

В следующих двух параграфах представлены два типа таких алгоритмов. В алгоритме первого типа локальная составляющая помехи режектируется (подавляется) в процессе формирования веера характеристик направленности, а в алгоритме второго типа – после формирования веера характеристик направленности.

5.4.1. Быстрые алгоритмы секционированной обработки сигнала с подавлением локальной помехи в процессе формирования веера характеристик направленности

Пусть сигнал – когерентный с существенными параметрами $\vec{\lambda} = (v, \vec{\lambda}_{sx})$, помеха – гауссовского типа с некоррелированной и локальной составляющими, описываемыми формулами (1.29) и (1.33). Прием сигнала осуществляется неподвижной линейной антенной решеткой, состоящей из I приемных элементов, расположенных друг относительно друга на расстоянии половины длины волны.

В дискретном случае оптимальная ПВОС описывается следующим выражением:

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}_s) = \sum_i \sum_k \dot{U}(\Delta\omega k, \Delta xi) \dot{B}_v^*(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{sx}), \quad (5.30)$$

где $\dot{U}(\Delta\omega k, \Delta xi)$ – дискретный временной спектр принятого колебания, $\dot{B}_v(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{sx})$ – функция, определяющая структуру оптимальной обработки в спектральной области:

$$\begin{aligned} \dot{B}_v(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{sx}) = & \frac{1}{g_0} \dot{S}_v(\Delta\omega k) \left[\dot{G}_s(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{sx}) - \right. \\ & \left. - \dot{\beta}(\Delta\omega k, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) \dot{G}_l(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{lx}) \right], \end{aligned} \quad (5.31)$$

$\dot{S}_v(\Delta\omega k)$ – спектр дискретного аналитического сигнала; $\dot{G}_s(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{sx})$ и $\dot{G}_l(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{lx})$ – функции Грина, соответствующие сигналу и локальной составляющей помехи; $\dot{\beta}(\Delta\omega k, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx})$ – весовой множитель:

$$\dot{\beta}(\Delta\omega k, \vec{\lambda}_{sx}, \vec{\lambda}_{lx}) = \frac{\frac{g_l(\Delta\omega k)}{g_0} \sum_i \dot{G}_s(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{sx}) G_l^*(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{lx})}{1 + \frac{g_l(\Delta\omega k)}{g_0} \sum_i \left| \dot{G}_l(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{lx}) \right|^2}, \quad (5.32)$$

$\vec{\lambda}_{lx}$ – параметр, характеризующий направление прихода локальной составляющей помехи.

Если сигнал – плоская волна с направлением прихода $\vec{\lambda}_{sx} = n_{\mu_s}$, а энергия локальной составляющей помехи сконцентрирована в узком секторе углов со средним направлением n_{μ_l} , то соответствующая сигналу функция Грина приближенно может быть записана следующим образом:

$$\dot{G}_s(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{sx}) = \frac{\exp\left[-j\frac{2\pi}{I}i(\mu_s(k) - \mu_l(k))\right]}{G_l^*(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{lx})}, \quad (5.33)$$

где $\mu_s(k)$, $\mu_l(k)$ – целочисленные параметры, связанные с направлениями прихода сигнала и локальной составляющей помехи n_{μ_s} , n_{μ_l} следующими соотношениями:

$$\mu_s(k) = \text{Ent}\left[X\Delta f(k + K_0)n_{\mu_s} + 0, 5\right],$$

$$\mu_l(k) = \text{Ent}\left[X\Delta f(k + K_0)n_{\mu_l} + 0, 5\right].$$

Подставив выражение (5.33) в формулу (5.32), нетрудно показать, что при целочисленных $\mu_s(k) \neq \mu_l(k)$ весовой множитель $\dot{\beta}(\Delta\omega k, n_{\mu_s}, \vec{\lambda}_{lx}) = 0$.

Поэтому

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_s) = & \frac{1}{g_0} \sum_k \sum_i \dot{U}(\Delta\omega k, \Delta x i) \dot{\Lambda}(\Delta\omega k, \Delta x i, \vec{\lambda}_{lx}) \times \\ & \times \exp\left[j \frac{2\pi}{I} i \mu_s(k)\right]^* S_v(\Delta\omega k), \end{aligned} \quad (5.34)$$

где

$$\dot{\Lambda}(\Delta\omega k, \Delta x i, \vec{\lambda}_{lx}) = \frac{\exp\left[-j \frac{2\pi}{I} i \mu_l(k)\right]}{\dot{G}_l(\Delta\omega k, \Delta x i, \vec{\lambda}_{lx})}. \quad (5.35)$$

Алгоритм (5.34) может быть реализован с использованием БПФ. Многоканальная ПВОС включает БПФ по времени, умножение спектральных отсчетов на весовые множители $\dot{\Lambda}(\Delta\omega k, \Delta x i, \vec{\lambda}_{lx})$, БПФ по пространству и для каждого пространственно-временного канала, описываемого векторным параметром $\vec{\lambda}_s = (v, n_{\mu_s})$, суммирование спектральных отсчетов с весом $S_v^*(\Delta\omega k)$.

В этом алгоритме, благодаря умножению спектральных отсчетов на весовую функцию (5.35), обеспечивается режекция локальной составляющей помехи для всего веера характеристик направленности (рис. 5.10).

Вычислительные затраты на реализацию такой обработки на интервале времени T описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} N_{\Pi} &= NI \left[0,5 \log_2(NI) + 1 + N_v N_t \right], \\ N_{\Sigma} &= NI \left[\log_2(NI) + N_v N_t \right]. \end{aligned} \quad (5.36)$$

Как видно, количество арифметических операций такое же, как при обработке сигнала, принимаемого на фоне слабокоррелированной помехи.

В матричном представлении алгоритм (5.34) имеет вид

$$\dot{Q}(\vec{\lambda}_s) = \frac{1}{g_0} \sum_k \left[\dot{U}^T(k) \dot{\Lambda}(k) W(\mu_s(k))^* \right]^* S_v(\Delta\omega k), \quad (5.37)$$

5.4. Быстрые алгоритмы секционированной обработки сигнала с подавлением локальной помехи

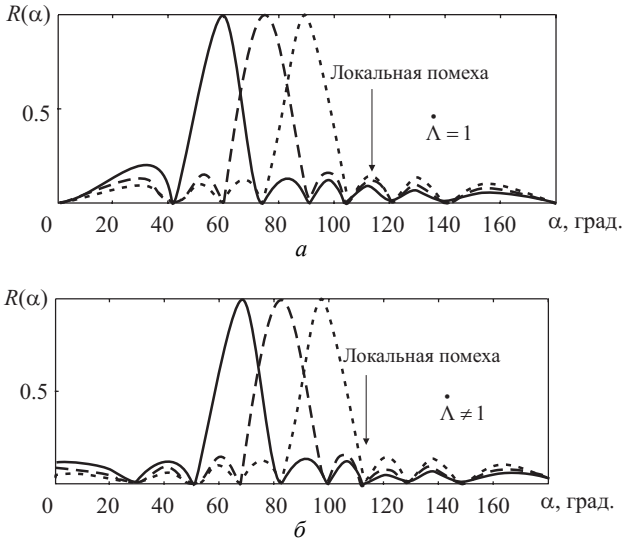


Рис. 5.10. Векор характеристик направленности линейной антенны при использовании весовой функции $\hat{\Lambda}(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{ix})$, не обеспечивающей (а) и обеспечивающей (б) подавление локальной помехи

где $\dot{U}(k)$ и $\dot{W}(\mu_s(k))$ – векторы размером I с компонентами соответственно $\dot{U}(\Delta\omega k, \Delta xi)$ и $\exp\left(-j\frac{2\pi}{I}i\mu_s(k)\right)$, $\dot{\Lambda}(k)$ – диагональная матрица размером $I \times I$ с диагональными элементами $\dot{\Lambda}(\Delta\omega k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{ix})$.

Выражение (5.33) описывает функцию Грина сигнала приближенно. Поэтому полученный алгоритм, несмотря на полную режекцию локальной составляющей помехи, не является оптимальным. Потери помехоустойчивости можно охарактеризовать параметром $\alpha(k) = \gamma_0(k)/\gamma(k)$, где $\gamma_0(k)$ и $\gamma(k)$ – отношения сигнал-помеха на выходах подсистем пространственной обработки, реализующих соответственно оптимальный и рассматриваемый алгоритмы ПВОС.

Нетрудно показать, что

$$\begin{aligned} \gamma_0(k) &= \dot{W}^T(\mu'_s(k)) \times \\ &\times \left[\overset{*}{W}(\mu'_s(k)) - \overset{*}{\beta}(k, n_{\mu_s}, \vec{\lambda}_{lx}) \overset{*}{G}_l^T(k, \vec{\lambda}_{lx}) \right], \end{aligned} \quad (5.38)$$

$$\begin{aligned} \gamma(k) &= \frac{\left| \dot{W}^T(\mu'_s(k)) \dot{\Lambda}(k) \overset{*}{W}(\mu_s(k)) \right|^2}{\overset{*}{W}^T(\mu_s(k)) \dot{\Lambda}(k)} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{\left[I + \xi(k) \overset{\cdot}{G}_l(k, \vec{\lambda}_{lx}) \overset{*}{G}_l^T(k, \vec{\lambda}_{lx}) \right] \overset{*}{\Lambda}(k) \dot{W}(\mu_s(k))}, \end{aligned} \quad (5.39)$$

где $\mu'_s(k)$ – параметр, характеризующий неокругленное значение направления прихода сигнала: $\mu'_s(k) = X \Delta f(k + K_0) n_{\mu_s}$; $\xi(k)$ – отношение спектральных плотностей мощности локальной и некоррелированной составляющих помехи: $\xi(k) = \frac{g_l(\Delta\omega k)}{g_0}$; $\overset{\cdot}{G}_l(k, \vec{\lambda}_{lx})$ – вектор размером I с компонентами $\overset{\cdot}{G}_l(\Delta\omega k, \Delta x i, \vec{\lambda}_{lx})$; $\overset{\cdot}{\beta}(k, n_{\mu_s}, \vec{\lambda}_{lx})$ – весовой множитель.

Используя выражения (5.38) и (5.39) нетрудно получить

$$\alpha(k) \approx \frac{I^2 \Psi(k)}{\left| \dot{W}^T(\mu'_s(k)) \dot{\Lambda}(k) \overset{*}{W}(\mu_s(k)) \right|^2}, \quad (5.40)$$

где

$$\Psi(k) = \frac{1}{I} \sum_i \frac{1}{\overset{\cdot}{G}_l(\Delta\omega k, \Delta x i, \vec{\lambda}_{lx}) \overset{*}{G}_l^T(\Delta\omega k, \Delta x i, \vec{\lambda}_{lx})}. \quad (5.41)$$

Если локальная составляющая помехи – плоская волна с функцией Грина $\overset{\cdot}{G}_l(\Delta\omega k, \Delta x i, \vec{\lambda}_{lx}) = \exp\left(-j \frac{2\pi}{I} i \mu'_l(k)\right)$, где

$\mu'_l(k)$ – параметр, характеризующий неокругленное значение направления прихода локальной составляющей помехи, то $\Psi(k) = 1$ и для пространственного канала, настроенного на прием сигнала

$$\alpha(k) = \frac{I^2}{\left| \sum_i \exp \left[-j \frac{2\pi}{I} i (\mu'_s(k) - \mu'_l(k) + \mu_l(k) - \mu_s(k)) \right] \right|^2} \leq 2,5. \quad (5.42)$$

Из формулы (5.42) следует, что потери помехоустойчивости не превосходят потерь, обусловленных конечным числом пространственных каналов обработки.

Алгоритм быстрой ПВОС для подвижной антенны может быть получен в виде

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{\lambda}_s) = & \frac{1}{g_0} \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{\tilde{N}_c-1} \left[\dot{U}_m^T(k) \dot{\Lambda}_m(k) \dot{W}_m^*(\mu_{sm}(k)) \right] \times \\ & \times \dot{V}_m^*(\mu_{sm}(k)) \dot{S}_{vm}^*(\Delta\tilde{\omega}_c k), \end{aligned} \quad (5.43)$$

где m – индекс, указывающий на номер секции; $\dot{U}_m(k)$ – вектор с компонентами $\dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta xi)$:

$$\begin{aligned} \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta xi) = \\ = \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} \left[u_m(\Delta t(n_c + L_m), \Delta xi) \text{rect} \left(\frac{n_c - \Delta N_c}{N_c} \right) \right] \exp(-j\Delta\tilde{\omega}_c \Delta t k n_c); \end{aligned}$$

$\dot{\Lambda}_m(k)$ – вектор весовых множителей m -ой секции, компоненты которого

$$\dot{\Lambda}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{lx}) = \frac{\exp \left[-j \frac{2\pi}{I} i \mu_{lm}(k) \right]}{\dot{G}_{lm}(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta xi, \vec{\lambda}_{lx})};$$

$\mu_{sm}(k)$ – целочисленный параметр, характеризующий приближенно в момент времени $\vec{t}_m = \Delta t \vec{L}_m$ направление прихода сигнала;

$\mu_{lm}(k)$ – целочисленный параметр, характеризующий приближенно в тот же момент времени направление прихода локальной составляющей помехи; $\dot{V}_m(\mu_{sm}(k))$ – множитель, учитывающий перемещение центра антенны:

$$\dot{V}_m(\mu_{sm}(k)) = \exp(-j\Delta\tilde{\omega}_c(k + K_0)\bar{n}_{\mu_s}\bar{x}_c(\Delta t\bar{L}_m)).$$

При многоканальной реализации этот алгоритм допускает эффективное использование БПФ для ПВОС отдельных секций с учетом специфики помехи, а затем типичное для секционированной обработки когерентное суммирование полученных результатов.

Подобный алгоритм может быть получен для антенны, состоящей из линейных субантенн. В этом случае формулы, описывающие алгоритмы обработки для неподвижной и подвижной антенн, совпадают с соответствующими формулами (5.37), (5.43) для линейной антенны. Для каждой субантенны ПВОС может быть реализована с помощью БПФ, а последующее объединение результатов – обычным образом. Алгоритмы подобны рассмотренным выше алгоритмам для некоррелированной помехи. Вычислительные затраты на реализацию обработки оказываются практически такими же.

Нетрудно получить алгоритмы ПВОС для стохастических сигналов. В широкополосном случае для неподвижной антенны алгоритм обработки имеет вид

$$\dot{Q}(\bar{\lambda}_s) = \sum_k \frac{g_s(\Delta\omega k)}{g_0^2} \left| \dot{U}^T(k) \dot{\Lambda}(k) W(\mu_s(k))^* \right|^2. \quad (5.44)$$

Аналогичный алгоритм для подвижной антенны

$$\dot{Q}(\bar{\lambda}_s) = \sum_{k=0}^{\bar{N}_c-1} \frac{g_s(\Delta\tilde{\omega}_c k)}{g_0^2} \sum_m \left| \dot{U}^T(k) \dot{\Lambda}_m(k) W_m(\mu_{sm}(k))^* \right|^2. \quad (5.45)$$

Из сопоставления формул (5.44) и (5.45) с (5.37) и (5.43) видно, что для когерентного и стохастического сигналов пространственные части ПВОС идентичны. Различие заключается только во временных частях.

Остановимся на вопросе адаптивной оценки элементов матриц $\dot{\Lambda}(k)$ и $\Lambda_m(k)$ при отсутствии априорных данных о направлении

прихода локальной составляющей помехи. Для неподвижной антенны один из возможных адаптивных алгоритмов получения оценки предполагает формирование веера характеристик направленности на ряде фиксированных частот частотного диапазона, определение на каждой k -ой частоты номера пространственного канала $\mu_l(k)$, согласованного с направлением прихода локальной составляющей помехи, оценку с использованием этой информации функции Грина локальной составляющей помехи $\dot{G}_l(k, \vec{\lambda}_{lx})$ и расчет элементов матрицы $\dot{\Lambda}(k)$ по формуле (5.35).

В качестве оценки функции Грина на каждой k -ой частоте может выступать вектор

$$\dot{\tilde{G}}_l(k, \vec{\lambda}_{lx}) = \frac{I \operatorname{mean} \left\{ [\dot{U}^T(k) \dot{W}(\mu_l(k))] \dot{U}(k) \right\}}{\operatorname{mean} \left\{ \left| \dot{U}^T(k) \dot{W}(\mu_l(k)) \right|^2 \right\}}, \quad (5.46)$$

получаемый путем умножения вектора $\dot{U}(k)$ на отклик $\mu_l(k)$ -го пространственного канала, усреднения полученного произведения по реализациям и соседним частотам и нормирования на усредненный подобным же образом квадрат модуля отклика для $\mu_l(k)$ -го канала.

Для рассматриваемой двухкомпонентной помехи, содержащей некоррелированную и локальную составляющие, этот вектор равен

$$\dot{\tilde{G}}_l(k, \vec{\lambda}_{lx}) = \frac{I \left[\dot{W}^T(\mu_l(k)) + \xi(k) \dot{G}_l^T(k, \vec{\lambda}_{lx}) \dot{W}(\mu_l(k)) \dot{G}_l(k, \vec{\lambda}_{lx}) \right]}{I + \xi(k) \left| \dot{G}_l^T(k, \vec{\lambda}_{lx}) \dot{W}(\mu_l(k)) \right|^2}.$$

Когда уровень локальной составляющей помехи высок ($\xi(k) \rightarrow \infty$), вектор

$$\dot{\hat{G}}_l(k, \bar{\lambda}_{lx}) \rightarrow \frac{I\dot{G}_l(k, \bar{\lambda}_{lx})}{G_l^T(k, \bar{\lambda}_{lx})\dot{W}(\mu_l(k))}.$$

Если для неподвижной антенны возможно усреднение по ансамблю, то для подвижной антенны, постоянно меняющей положение и ориентацию в пространстве, такой тип усреднения данных неприемлем. В этом случае оценки векторов $\dot{\hat{G}}_{lm}(k, \bar{\lambda}_{lm})$ ($m = \overline{1, M}$) могут быть сформированы на основе формулы (5.46), в которой усреднение проводится только по соседним спектральным отсчетам.

5.4.2. Быстрые алгоритмы секционированной обработки сигнала с подавлением локальной помехи после формирования веера характеристик направленности

В предыдущем параграфе были рассмотрены алгоритмы быстрой многоканальной ПВОС с подавлением локальной составляющей помехи в процессе формирования веера характеристики направленности. Возможен другой быстрый многоканальный метод ПВОС, при котором подавление локальной составляющей помехи осуществляется после формирования веера характеристик направленности.

Пусть сигнал – когерентная плоская волна, приходящая из направления \vec{n}_{μ_s} с ν -м доплеровским искажением. Помеха – двухкомпонентная, содержащая некоррелированную составляющую и локальную компоненту, приходящую из направления \vec{n}_{μ_l} . Антенна перемещается в пространстве. Ее конфигурация позволяет использовать при формировании характеристик направленности быстрые функциональные преобразования.

Тогда алгоритм квазиоптимальной дискретной ПВОС может быть записан следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{Q}(v, \mu_s) = & \\ = \sum_m \frac{1}{\tilde{N}_c g_0} \sum_{k=0}^{\tilde{N}_c-1} & \left[\dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_s}) - \beta_m^*(\Delta\tilde{\omega}_c k, \bar{n}_{\mu_s}, \bar{n}_{\mu_l}) \times \right. \\ & \left. \times \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_l}) \right] S_{vm}(\Delta\tilde{\omega}_c k), \end{aligned} \quad (5.47)$$

где $\dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_s})$ – частотно-волновой спектр m -й секции принимаемого колебания:

$$\begin{aligned} \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_s}) = & \sum_{n_c=0}^{\tilde{N}_c-1} \sum_{i=1}^I U_m(\Delta t(n_c + L_m), \bar{x}_i(\Delta t \bar{L}_m)) \times \\ & \times \exp(-j\Delta\tilde{\omega}_c \Delta t k n_c) \exp(j\Delta\tilde{\omega}_c(k + K_0)\bar{n}_{\mu_s} \bar{x}_i(\Delta t \bar{L}_m)) \times \\ & \times \text{rect}\left(\frac{n_c - \Delta N_c}{N_c}\right); \end{aligned} \quad (5.48)$$

L_m и \bar{L}_m – номера временных отсчетов, соответствующие началу и середине m -й секции: $L_m = N_c(m-1) - \Delta N$; $\bar{L}_m = L_m + \Delta N + \text{Ent}[N_c/2]$; $\beta_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \bar{n}_{\mu_s}, \bar{n}_{\mu_l})$ – весовой множитель, определяемый формулой (2.82).

Для линейной антенны вес $\beta_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \bar{n}_{\mu_s}, \bar{n}_{\mu_l})$ может быть представлен как

$$\begin{aligned} \beta_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \bar{n}_{\mu_s}, \bar{n}_{\mu_l}) = & \\ = \frac{\frac{g_l(\Delta\tilde{\omega}_c k)}{g_0} \sum_i G_{lm}^*(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta x_i, \bar{n}_{\mu_l}) \exp\left(-j\frac{2\pi}{I} i \mu_s(k)\right)}{1 + \frac{g_l(\Delta\tilde{\omega}_c k)}{g_0} \sum_i G_{lm}^*(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta x_i, \bar{n}_{\mu_l}) \dot{G}_{lm}(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta x_i, \bar{n}_{\mu_l})}. \end{aligned} \quad (5.49)$$

Алгоритм предполагает вычисление для каждой m -й секции частотно-волнового спектра в точках $(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_s})$ и

$(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_l})$, вычитание из первого спектра второго с весом $\beta_m^*(\Delta\tilde{\omega}_c k, \bar{n}_{\mu_s}, \bar{n}_{\mu_l})$ и суммирование результатов с весом $S_{vm}^*(\Delta\tilde{\omega}_c k)$.

Для стохастического сигнала, принимаемого на фоне двухкомпонентной помехи, квазиоптимальный алгоритм ПВОС может быть записан в виде

$$Q(\mu_s) = \sum_m \sum_k \frac{g_s(\Delta\tilde{\omega}_c k)}{N_c g_0^2} \left| \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_s}) - \beta_m^*(\Delta\tilde{\omega}_c k, \bar{n}_{\mu_s}, \bar{n}_{\mu_l}) \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_l}) \right|^2. \quad (5.50)$$

Пространственные части алгоритмов (5.47) и (5.50) идентичны, а временные – отличаются друг от друга.

Оба алгоритма допускают рациональное использование быстрых преобразований, в частности, БПФ и быструю свертку. Затраты на реализацию обработки оказываются примерно такими же, как и для аналогичных быстрых алгоритмов обработки, рассчитанных на прием сигнала на фоне некоррелированной помехи.

Если функция Грина $\dot{G}_{lm}(\Delta\tilde{\omega}_c k, \bar{x}_i, \bar{n}_{\mu_l})$ неизвестна, веса $\dot{\beta}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \bar{n}_{\mu_s}, \bar{n}_{\mu_l})$ могут быть вычислены адаптивно. В качестве оценки этих множителей могут выступать оценки коэффициентов корреляции между «сигнальными» каналами и «локальным помеховым» каналом:

$$\begin{aligned} & \dot{\beta}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \bar{n}_{\mu_s}, \bar{n}_{\mu_l}) = \\ & = \frac{\text{mean} \left\{ \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_s}) \dot{U}_m^*(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_l}) \right\}}{\text{mean} \left\{ \dot{U}_m(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_l}) \dot{U}_m^*(\Delta\tilde{\omega}_c k, \Delta\tilde{\omega}_c k \bar{n}_{\mu_l}) \right\}}. \end{aligned}$$

Если антенна неподвижная, среднее значение в этой формуле рассчитывается усреднением по частоте и реализациям, если движется – только усреднением по частоте.

Таким образом, быстрые преобразования могут быть эффективно использованы при многоканальной ПВОС в условиях не только некоррелированных, но и коррелированных помех. Эти преобразования можно использовать как в статических, так и в сложных динамических условиях. Вычислительные затраты, необходимы для реализации описанной быстрой многоканальной ПВОС, существенно меньше, чем для реализации обычной обработки.

* * *

Подводя итоги, хотелось бы еще раз акцентировать внимание читателей на двух давно известных философских принципах, широко использованных при построении описанной теории пространственно-временной обработки сигналов в сложных динамических условиях и при разработке быстрых методов и алгоритмов многоканальной пространственно-временной обработки.

1. Зачастую разумнее не бороться с неблагоприятными условиями и факторами, а искать пути использования их для решения возникающих проблем.

2. Эффективным способом решения проблемы является представление ее в виде множества простых задач, для которых известны решения.

Вначале эти истины использовались автором интуитивно на подсознательном уровне, затем, по мере углубления в изучаемые вопросы, все более и более осознанно. В конечном итоге они определили стратегию исследования.

Применение первого положения позволило установить факты положительного влияния сложного движения антенны, вызываемого качкой, на точность измерения направления прихода сигнала и повышение помехоустойчивости систем обработки при воздействии помех с локальными составляющими, а также решить проблему устранения неоднозначности измерения направления прихода сигнала при работе с линейной антенной.

ГЛАВА 5. БЫСТРЫЕ АЛГОРИТМЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СЕКЦИОНИРОВАННОЙ ПВОС

Использование второго тезиса позволило распространить известные для статических условий методы оптимизации обработки на сложные динамические условия, а также свести сложные процедуры многоканальной пространственно-временной обработки сигнала для антенн сложной формы и подвижных антенн к множеству быстрых алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов, известных для неподвижных антенн простейшей конфигурации.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ЭФФЕКТ ДОПЛЕРА ПРИ СЛОЖНОМ ДВИЖЕНИИ КОРРЕСПОНДИРУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Явление изменения частоты гидроакустических колебаний, вызываемое движением корреспондирующих элементов, известно как *эффект Доплера*.

Несмотря на многолетнее исследование этого эффекта и широкое использование его на практике, постоянно открываются новые нюансы. В 80-х–90-х годах прошлого столетия основное внимание исследователей было сконцентрировано на особенностях проявления эффекта Доплера в неоднородных подвижных средах [18, 17, 110] и в условиях рассеяния звука [7, 8, 6]. В статье [54] были исследованы особенности проявления эффекта при сложном движении излучающей антенны, приемной антенны и отражающего объекта. Результаты этих исследований представлены ниже.

П1.1. Эффект Доплера при сложном движении в однородной среде источника и приемника

Рассмотрим изменение частоты сигнала, наблюдаемое при взаимном перемещении источника акустических колебаний и приемника. Будем считать, что среда распространения колебаний – однородная, а источник и приемник представляют собой точечные ненаправленные элементы. Пусть $\vec{x}_1(t)$ и $\vec{x}_2(t)$ – векторы, описывающие во времени перемещение соответственно источника и приемника (рис. П1.1).



Рис. П1.1. Геометрия задачи при взаимном перемещении источника и приемника в однородной среде

Положим, что источник и приемник находятся на большом расстоянии друг от друга, перемещения невелики, угловое положение между корреспондирующими элементами практически не меняется и справедливо лучевое приближение.

Колебания, регистрируемые приемником в момент времени t , излучаются источником в среду в момент времени $t - \tau$, отстающий от t на величину τ – время распространения сигнала от источника к приемнику. Поскольку источник и приемник движутся, в общем случае величина τ является функцией времени t . Она зависит от параметров движения источника и приемника:

$$\tau(t) = \vec{n}[\vec{x}_2(t) - \vec{x}_1(t - \tau)], \quad (\text{П1.1})$$

где $\vec{x}_2(t)$ – вектор, описывающий положение приемника в момент времени t ; $\vec{x}_1(t - \tau)$ – вектор, описывающий положение источника в момент времени $t - \tau$; \vec{n} – вектор, характеризующий направление излучения сигнала: $\vec{n} = \frac{1}{c}(\cos \alpha_1, \cos \alpha_2, \cos \alpha_3)$; c – скорость звука в среде; $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – углы, описывающие направление излучения сигнала.

Пусть источник излучает гармоническое колебание с частотой f_1 . Фаза такого колебания $\Phi_1(t)$ описывается выражением $\Phi_1(t) = 2\pi f_1 t$. Колебание, регистрируемое приемником, отличается от излучаемого. Его фаза $\Phi_2(t) = 2\pi[t - \tau(t)]f_1$, а частота

$$f_2(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi_2(t)}{dt} = (1 - \tau') f_1, \quad (\text{П1.2})$$

где τ' – производная по времени задержки τ .

Дифференцируя обе части выражения (П1.1) по t и решая полученное уравнение относительно τ' , найдем

$$\tau' = \frac{\vec{n}(\vec{x}'_2 - \vec{x}'_1)}{1 - \vec{n}\vec{x}'_1},$$

где \vec{x}'_2 и \vec{x}'_1 – производные величин $\vec{x}_2(t)$ и $\vec{x}_1(t)$ по t , рассчитанные соответственно в точках t и $t - \tau$.

Подставив это соотношение в выражение (П1.2), получим

$$f_2(t) = \frac{1 - \vec{n}\vec{x}'_2}{1 - \vec{n}\vec{x}'_1} f_1. \quad (\text{П1.3})$$

Как видно из формулы (П1.3), частота принимаемых колебаний в общем случае является функцией времени и описывается мгновенными скоростями движения источника и приемника.

При равномерном движении корреспондирующих элементов соответственно со скоростью \vec{v}_2 и \vec{v}_1 выражение (П1.3) приобретает общеизвестный вид:

$$f_2 = \frac{1 - \vec{n}\vec{v}_2}{1 - \vec{n}\vec{v}_1} f_1. \quad (\text{П1.4})$$

Из выражения (П1.4) следует, что при равномерном движении приемника и источника частота принимаемых колебаний не меняется во времени и в общем случае отличается от частоты f_1 излученного колебания.

Учитывая, что перемещения малы ($|\vec{x}'_1| \ll c$, $|\vec{x}'_2| \ll c$), формулы (П1.3) и (П1.4) можно преобразовать к более простому виду:

$$f_2(t) \approx [1 - \vec{n}(\vec{x}'_2 - \vec{x}'_1)] f_1, \quad (\text{П1.5})$$

$$f_2 \approx [1 - \vec{n}(\vec{v}_2 - \vec{v}_1)] f_1. \quad (\text{П1.6})$$

Если источник излучает частотно-модулированное колебание с частотой $f_1 = f_1(t)$, формулы, описывающие эффект Доплера, не-

сколько усложняются. Выражение, аналогичное формуле (П1.3), имеет вид

$$f_2(t) = \frac{1 - \bar{n}\bar{x}'_2}{1 - \bar{n}\bar{x}'_1} \{(t - \tau)f'_1 + f_1\}, \quad (\text{П1.7})$$

где f'_1 – производная частоты излучаемого колебания $f_1(t)$ в точке $t - \tau$.

Как видно, частота принимаемого колебания в момент времени t определяется параметрами движения источника в момент излучения $t - \tau$ и приемника в момент приема t , а также законом изменения частоты излученного сигнала в момент излучения $t - \tau$ и скоростью изменения этого закона во времени.

Следует отметить, что для широкополосных сигналов (в частности, частотно-модулированных) при движении корреспондирующих элементов, как правило, происходит изменение полосы частот колебаний. Когда сигнал относительно узкополосный или изменения местоположения источника и приемника невелики, ширина полос частот принимаемого и излученного сигналов мало отличается. Тогда в частотной области эффект Доплера проявляется лишь в смещении полосы. В общем же случае наблюдается и смещение, и изменение ширины полосы частот сигнала.

При конечной длительности T излученного сигнала эффект Доплера вызывает изменение длительности сигнала. При постоянном сближении корреспондирующих элементов наблюдается сжатие сигнала, при постоянном удалении – растяжение. В этих случаях длительность принимаемого сигнала описывается величиной $T + \tau(T) - \tau(0)$.

П1.2. Эффект Доплера при сложном движении в однородной среде источника, отражающего объекта и приемника

Рассмотрим изменения частоты гармонического сигнала при движении источника, отражающего объекта и приемника. Будем считать, что среда однородная, а источник и приемник представляют собой ненаправленные элементы (рис. П1.2).

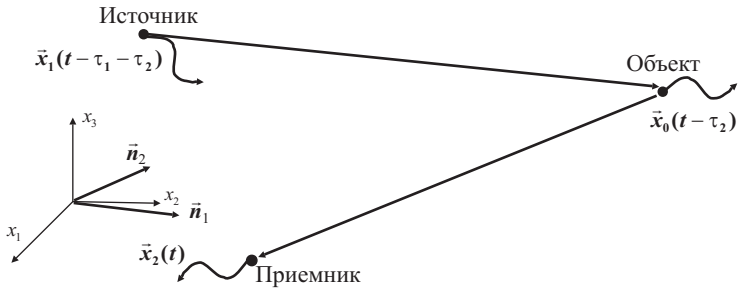


Рис. П1.2. Геометрия задачи при взаимном перемещении источника, отражающего объекта и приемника в однородном пространстве

Как и в предыдущем подразделе, будем полагать, что все эти элементы находятся в дальнем поле друг относительно друга, перемещения невелики, угловое положение между корреспондирующими элементами практически не меняется и справедливо лучевое приближение.

Принимаемый сигнал задержан относительно излученного сигнала на величину, представляющую собой сумму времени распространения $\tau_1 = \tau_1(t)$ сигнала от источника к отражающему объекту и времени распространения $\tau_2 = \tau_2(t)$ сигнала от отражающего объекта к приемнику. Задержки τ_1 , τ_2 связаны с функциями $\vec{x}_1(t)$, $\vec{x}_0(t)$ и $\vec{x}_2(t)$, описывающими соответственно местоположение источника, отражающего объекта и приемника, следующими зависимостями:

$$\begin{cases} \tau_1 = \vec{n}_1[\vec{x}_0(t - \tau_2) - \vec{x}_1(t - \tau_1 - \tau_2)], \\ \tau_2 = \vec{n}_2[\vec{x}_0(t - \tau_2) - \vec{x}_2(t)], \end{cases} \quad (\text{П1.8})$$

где \vec{n}_1 и \vec{n}_2 – векторы, характеризующие соответственно направление излучения сигнала источником и его переизлучение отражающим объектом.

Следуя описанной выше методологии, можно, в принципе, найти зависимость частоты $f_2(t)$ принимаемых колебаний от про-

изводных задержек τ'_1 , τ'_2 , а затем с помощью системы уравнений (П1.8) – зависимость этой частоты от параметров движения корреспондирующих элементов. Этот путь достаточно трудоемок.

Поступим иначе. Разделим рассматриваемый процесс на два этапа. К первому этапу отнесем излучение колебаний источником и прием их объектом, ко второму этапу – переизлучение колебаний объектом и прием их приемником.

На каждом из этапов происходит изменение частоты колебаний, описываемое формулой (П1.3). Принимая во внимание, что направления распространения сигналов на первом и втором этапах разные, частоту $f_2(t)$ можно найти в виде

$$f_2(t) = \frac{(1 - \bar{n}_1 \bar{x}'_0)(1 + \bar{n}_2 \bar{x}'_2)}{(1 - \bar{n}_1 \bar{x}'_1)(1 + \bar{n}_2 \bar{x}'_0)} f_1, \quad (\text{П1.9})$$

где \bar{x}'_1 , \bar{x}'_0 , \bar{x}'_2 – производные функций $\bar{x}_1(t)$, $\bar{x}_0(t)$, $\bar{x}_2(t)$ по t , рассчитанные соответственно в точках $(t - \tau_1 - \tau_2)$, $(t - \tau_1)$ и t .

При равномерном движении корреспондирующих элементов соответственно со скоростями \bar{v}_1 , \bar{v}_0 и \bar{v}_2 из формулы (П1.9) следует, что частота

$$f_2 = \frac{(1 - \bar{n}_1 \bar{v}_0)(1 + \bar{n}_2 \bar{v}_2)}{(1 - \bar{n}_1 \bar{v}_1)(1 + \bar{n}_2 \bar{v}_0)} f_1. \quad (\text{П1.10})$$

При малых скоростях движения выражения (П1.9) и (П1.10) могут быть представлены соответственно в виде

$$f_2(t) = (1 - (\bar{n}_1 + \bar{n}_2) \bar{x}'_0 + \bar{n}_1 \bar{x}'_1 + \bar{n}_2 \bar{x}'_2) f_1,$$

$$f_2 = (1 - (\bar{n}_1 + \bar{n}_2) \bar{v}_0 + \bar{n}_1 \bar{v}_1 + \bar{n}_2 \bar{v}_2) f_1.$$

Если колебание, излучаемое источником, частотно-модулированное по закону $f_1(t)$, то в случае произвольного движения корреспондирующих элементов частоту принимаемых приемником колебаний можно найти в виде

$$f_2(t) = \frac{1 + \bar{n}_2 \bar{x}'_2}{1 + \bar{n}_2 \bar{x}'_0} [(t - \tau_2) f'_0 + f_0], \quad (\text{П1.11})$$

где f_0 – частота колебаний, воспринимаемая движущимся объектом:

$$f_0 = \frac{1 - \vec{n}_1 \vec{x}'_0}{1 - \vec{n}_1 \vec{x}'_1} [(t - \tau_1 - \tau_2) f'_1 + f_1], \quad (\text{П1.12})$$

f'_0 – производная частоты $f_0(t)$ по t в точке $t - \tau_2$, f'_1 – производная частоты излученного колебания $f_1(t)$ по t в точке $t - \tau_1 - \tau_2$.

Как видно из выражений (П1.11), (П1.12), частота принимаемых приемником колебаний в данном случае определяется мгновенной скоростью корреспондирующих элементов, угловым положением этих элементов, а также законом частотной модуляции $f_1(t)$ излученного сигнала и его производной.

П1.3. Эффект Доплера при сложном движении в неоднородной среде источника и приемника

Рассмотрим изменение частоты гармонического колебания, происходящее при движении источника и приемника в «*локально однородной*» среде. Под этими словосочетанием будем понимать неоднородную среду, которая вне зон перемещения источника и приемника может быть произвольно неоднородной, однако в зонах перемещения является практически однородной.

Из-за неоднородности среды имеет место многолучевое распространение колебаний (рис. П1.3). При этом колебание в точке приема представляет собой суперпозицию колебаний, приходящих по разным лучам.

Допущение о «*локальной однородности*» позволяет представить задержку τ_r для r -го луча в следующем виде:

$$\tau_r = \tau_{r0} + \vec{n}_{2r} [\vec{x}_2(t) - \vec{x}_{20}] - \vec{n}_{1r} [\vec{x}_{1r}(t) - \vec{x}_{10}], \quad (\text{П1.14})$$

где τ_{r0} – временная задержка r -го луча для нулевого момента времени ($t = 0$); \vec{x}_{10} и \vec{x}_{20} – векторы, описывающие место-

положение соответственно источника и приемника в моменты времени $t = -\tau_{r0}$ и $t = 0$; $\vec{x}_{1r} = \vec{x}_1(t - \tau_r)$ – вектор, описывающий положение источника в момент времени $(t - \tau_r)$; $\vec{n}_{1r}, \vec{n}_{2r}$ – векторы, описывающие направления излучения и приема r -го луча.

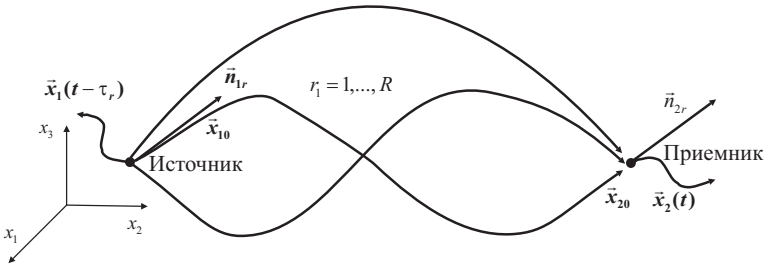


Рис. П1.3. Геометрия задачи при взаимном перемещении источника и приемника в «локально однородной» среде

Из выражения (П1.14) следует, что производная задержки τ_r описывается выражением

$$\tau'_r = \frac{\vec{n}_{2r} \vec{x}'_2 - \vec{n}_{1r} \vec{x}'_{1r}}{1 - \vec{n}_{1r} \vec{x}'_{1r}}, \quad (\text{П1.15})$$

где \vec{x}'_2 и \vec{x}'_{1r} – производные величин $\vec{x}_2(t)$ и $\vec{x}_1(t)$ соответственно в точках t и $t - \tau_r$.

Подстановка выражения (П1.15) в формулу (П1.13) дает

$$f_{2r}(t) = \frac{1 - \vec{n}_{2r} \vec{x}'_{2r}}{1 - \vec{n}_{1r} \vec{x}'_{1r}} f_1. \quad (\text{П1.16})$$

Из выражения (П1.16) видно, что частота $f_{2r}(t)$ определяется мгновенными скоростями движения источника и приемника соответственно в моменты времени $t - \tau_r$ и t , а также векторами \vec{n}_{1r} и \vec{n}_{2r} , описывающими направления излучения и приема колебаний.

При равномерном движении источника и приемника соответственно со скоростями \vec{v}_1 и \vec{v}_2 формула (П1.16) приобретает вид

$$f_{2r} = \frac{1 - \vec{n}_{2r} \vec{v}_2}{1 - \vec{n}_{1r} \vec{v}_1} f_1. \quad (\text{П1.17})$$

В этом случае частота f_{2r} не зависит от времени. Она лишь сдвинута на величину, определяемую скоростями \vec{v}_1 и \vec{v}_2 движения источника и приемника, а также векторами \vec{n}_{1r} и \vec{n}_{2r} , характеризующими направление излучения и приема колебаний.

При малых скоростях перемещения, когда $|x'_{1r}| \ll c$, $|x'_{2r}| \ll c$ ($r = \overline{1, R}$), выражения (П1.16), (П1.17) преобразуются к более простому виду:

$$\begin{aligned} f_{2r}(t) &= (1 - \vec{n}_{2r} \vec{x}'_2 + \vec{n}_{1r} \vec{x}'_{1r}) f_1, & (\text{П1.18}) \\ f_{2r} &= (1 - \vec{n}_{2r} \vec{v}_2 + \vec{n}_{1r} \vec{v}_1) f_1. \end{aligned}$$

Если излучаемый сигнал – частотно-модулированный с частотой $f_1(t)$, формула, аналогичная формуле (П1.7), имеет вид

$$f_{2r}(t) = \frac{1 - \vec{n}_{2r} \vec{x}'_2}{1 - \vec{n}_{1r} \vec{x}'_{1r}} [(t - \tau_r) f'_{1r} + f_{1r}], \quad (\text{П1.19})$$

где f'_{1r} – производная частоты излученного колебания $f_{1r} = f_1(t)$, рассчитанная в точке $t - \tau_r$.

В этом случае для r -го луча частота колебания в момент времени t определяется параметрами движения источника и приемника соответственно в моменты времени $t - \tau_r$ и t , направлениями излучения и приема колебаний, а также законом изменения частоты колебаний, излучаемых в момент времени $t - \tau_r$, и скоростью изменения этого закона во времени.

П1.4. Эффект Доплера при сложном движении в неоднородной среде источника, отражающего объекта и приемника

Рассмотрим изменение частоты гармонического колебания при движении в «локально однородной» среде источника, отражающего объекта и приемника. Предполагается, что «локальная однородность» распространяется на районы перемещения источника, отражающего объекта и приемника. Перемещение корреспондирующих элементов описывается функциями $\vec{x}_1(t)$, $\vec{x}_0(t)$ и $\vec{x}_2(t)$. В неоднородной среде имеет место многолучевое распространение. Поэтому сигнал, излученный источником, приходит к отражающему объекту по R_1 лучевым траекториям, отражается от объекта и приходит к приемнику в виде R_2 лучей (рис. П1.4).

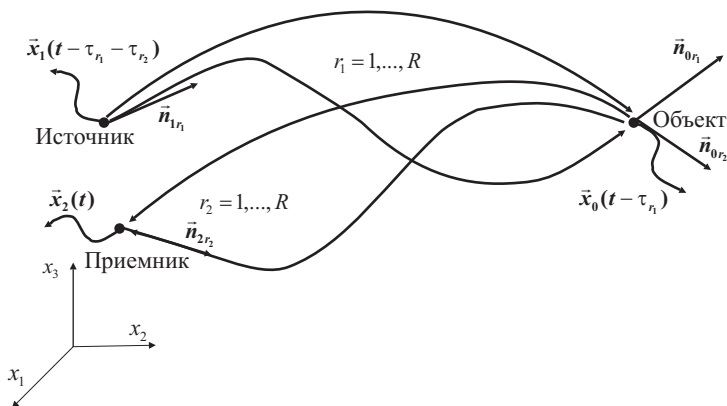


Рис. П1.4. Геометрия задачи при взаимном перемещении в «локально однородной» среде источника, отражающего объекта и приемника

Сигнал, проходящий к объекту по r_1 -й лучевой траектории, задержан относительно излученного сигнала на величину $\tau_{r_1} = \tau_{r_1}(t)$, а сигнал, проходящий к приемнику по r_2 -й лучевой траектории, задержан относительно переизлученного сигнала на

величину $\tau_{r_2} = \tau_{r_2}(t)$. Поэтому общая задержка (r_1, r_2) -го луча, принимаемого приемником, равна $\tau_{r_1} + \tau_{r_2}$. Принимая во внимание соотношение (П1.16), частота колебаний $f_{2r_1 r_2}(t)$ этого луча может быть записана в виде

$$f_{2r_1 r_2}(t) = \frac{(1 - \vec{n}_{0r_1} \vec{x}'_{0r_2})(1 + \vec{n}_{2r_2} \vec{x}'_2)}{(1 - \vec{n}_{2r_2} \vec{x}'_{1r_1 r_2})(1 + \vec{n}_{0r_2} \vec{x}'_{0r_2})} f_1, \quad (\text{П1.20})$$

где $\vec{x}'_{1r_1 r_2}$, \vec{x}'_{0r_2} , \vec{x}'_2 – производные функций $\vec{x}_1 = \vec{x}_1(t)$, $\vec{x}_0 = \vec{x}_0(t)$, $\vec{x}_2(t)$ соответственно в точках $t - \tau_{r_1} - \tau_{r_2}$, $t - \tau_{r_2}$ и t ; \vec{n}_{1r_1} , \vec{n}_{0r_1} , \vec{n}_{0r_2} и \vec{n}_{2r_2} – векторы, характеризующие направление соответственно излучения источником r_1 -го луча, приема объектом r_1 -го луча, излучения объектом r_2 -го луча и приема приемником r_2 -го луча.

При равномерном движении корреспондирующих элементов соответственно со скоростями \vec{v}_1 , \vec{v}_0 и \vec{v}_2 частота $f_{2r_1 r_2}(t)$ не зависит от времени и описывается выражением

$$f_{2r_1 r_2} = f_1 \frac{(1 - \vec{n}_{0r_1} \vec{v}_0)(1 + \vec{n}_{2r_2} \vec{v}_2)}{(1 - \vec{n}_{1r_1} \vec{v}_1)(1 + \vec{n}_{0r_2} \vec{v}_0)}. \quad (\text{П1.21})$$

При малых скоростях движения, когда $|\vec{x}'_{1r_1 r_2}| \ll c$, $|\vec{x}'_{0r_2}| \ll c$, $|\vec{x}'_2| \ll c$, формулы (П1.20) и (П1.21) приобретают вид

$$f_{2r_1 r_2}(t) = [1 - (\vec{n}_{0r_1} + \vec{n}_{0r_2}) \vec{x}'_{0r_2} + \vec{n}_{1r_1} \vec{x}'_{1r_1 r_2} + \vec{n}_{2r_2} \vec{x}'_2] f_1,$$

$$f_{2r_1 r_2} = [1 - (\vec{n}_{0r_1} + \vec{n}_{0r_2}) \vec{v}_0 + \vec{n}_{1r_1} \vec{v}_1 + \vec{n}_{2r_2} \vec{v}_2] f_1.$$

Если излучаемое колебание – частотно-модулированное, то в общем случае

$$f_{2r_1 r_2}(t) = \frac{1 + \vec{n}_{2r_2} \vec{x}'_2}{1 + \vec{n}_{2r_2} \vec{x}'_{0r_2}} [(t - \tau_{r_2}) f'_{0r_1 r_2} + f_{0r_1 r_2}], \quad (\text{П1.22})$$

где $f_{0r_1 r_2}$ – частота колебаний (r_1, r_2) -го луча, принимаемого объектом:

$$f_{0r_1 r_2} = \frac{1 - \bar{n}_{0r_1} \bar{x}'_{0r_1}}{1 - \bar{n}_{1r_1} \bar{x}'_{1r_1 r_2}} [(t - \tau_{r_1} - \tau_{r_2}) f'_{1r_1 r_2} + f_{1r_1 r_2}], \quad (\text{П1.23})$$

$f'_{0r_1 r_2}$ – производная частоты $f_{0r_1 r_2}(t)$ в точке $t - \tau_{r_2}$, $f_{1r_1 r_2}$ – частота излучаемого сигнала в момент времени $t - \tau_{r_1} - \tau_{r_2}$, $f'_{1r_1 r_2}$ – производная частоты $f_{1r_1 r_2}(t)$ в точке $t - \tau_{r_1} - \tau_{r_2}$.

В данном случае, как следует из выражений (П1.22) и (П1.23), частота сигнала, соответствующего (r_1, r_2) -у лучу, принимаемому приемником, определяется текущими скоростями перемещения корреспондирующих элементов, направлением излучения сигнала источником, направлениями приема и переизлучения сигнала отражающим объектом, направлением приема сигнала приемником, а также законом частотной модуляции $f_1(t)$ излученного сигнала и его производной. Результирующие колебания, соответствующие разным лучам, разные.

* * *

Из выражений, приведенных в данном разделе, следует, что в любом случае частота принимаемого сигнала определяется первыми производными от функций, описывающих перемещение в пространстве корреспондирующих элементов, т.е. мгновенными скоростями, и не зависит от производных более высокого порядка.

Отсюда не следует, что производные высшего порядка не влияют на частоту принимаемого сигнала. Нетрудно убедиться, что когда эти производные не равны нулю, мгновенные скорости зависят от времени. Тогда принимаемый сигнал оказывается частотно-модулированным, даже при излучении тонального сигнала. Когда же производные высшего порядка равны нулю, мгновенные скорости являются константами и эффект частотной модуляции не наблюдается.

Таким образом, существенная для эффекта Доплера информация о сложной динамике поведения корреспондирующих элементов полностью сосредоточена в мгновенных скоростях. Производные же высшего порядка существенной дополнительной информации не несут.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ЗАКОНЫ СНЕЛЛИУСА В СЛОЖНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ

При отражении сигнала от плоской границы раздела двух сред с плотностями ρ_1 , ρ_2 и скоростями звука c_1 , c_2 соответственно угол падения α равен углу отражения β и отношение синуса угла падения α к синусу угла преломления γ равно коэффициенту преломления $n = c_1/c_2$: $\sin \alpha / \sin \gamma = n$. Эти классические законы отражения и преломления (законы *Снеллиуса*) известны давно и широко используются на практике.

Исследования, проведенные различными авторами, в частности [18, 17, 110, 57, 111, 109], показывают, что фактор движения существенным образом меняет многие известные закономерности. Не являются исключением и законы Снеллиуса. В настоящем приложении приведены результаты исследований [52, 55] влияния движения границы раздела сред на отражение и преломление лучей.

П2.1. Основные зависимости

Пусть луч падает на плоскую бесконечную подвижную границу раздела двух жидкостей (или жидкости и газа). Предполагается, что имеет место плоско-параллельное перемещение границы. Сжатие сред пренебрежимо мало.

Введем две прямоугольные декартовы системы координат с параллельными осями: неподвижную (x_0, y_0, z_0) и подвижную (x, y, z) , связанную с перемещающейся границей (рис. П2.1). Оси z_0 и z ориентируем перпендикулярно падающему лучу и параллельно границе, оси y_0 и y – перпендикулярно границе, а оси x_0 и x – параллельно ей. При таком расположении осей все лучи (падающий, отраженный и преломленный) лежат в плоскости $z = 0$ и трехмерная задача сводится к двумерной.

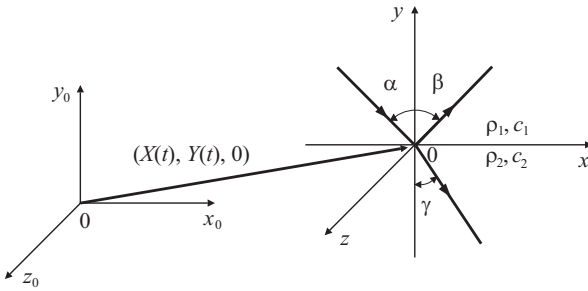


Рис. П2.1. Геометрия задачи

Пересчет одной системы координат в другую обеспечивается следующими формулами:

$$\begin{aligned} x_0 &= x + X(t), \\ y_0 &= y + Y(t), \end{aligned} \quad (\text{П2.1})$$

где $X(t)$ и $Y(t)$ – величины смещения подвижной системы координат относительно неподвижной в момент времени t соответственно вдоль осей x_0 и y_0 ($X(0) = Y(0) = 0$).

В условиях движения границы частоты падающей, отраженной и преломленной волн могут отличаться друг от друга. Поэтому потенциалы скорости этих трех волн описываются в комплексном виде выражениями

$$\begin{aligned}\dot{\Phi}_i &= A_i \exp \left\{ j\omega_i \left[t - \frac{1}{c_1} (x_0 \sin \alpha - y_0 \cos \alpha) \right] \right\}, \\ \dot{\Phi}_r &= A_r \exp \left\{ j\omega_r \left[t - \frac{1}{c_1} (x_0 \sin \beta + y_0 \cos \beta) \right] \right\}, \\ \dot{\Phi}_t &= A_t \exp \left\{ j\omega_t \left[t - \frac{1}{c_2} (x_0 \sin \gamma - y_0 \cos \gamma) \right] \right\},\end{aligned}\quad (\text{П2.2})$$

где A_i, A_r, A_t и $\omega_i, \omega_r, \omega_t$ – амплитуды и круговые частоты соответственно падающей, отраженной и преломленной волн.

Дифференцируя по t выражения (П2.2), можно записать давления, создаваемые падающей, отраженной и преломленной волнами, в виде

$$\dot{P}_i = \rho_1 \omega_i \dot{\Phi}_i, \quad \dot{P}_r = \rho_1 \omega_r \dot{\Phi}_r, \quad \dot{P}_t = \rho_2 \omega_t \dot{\Phi}_t. \quad (\text{П2.3})$$

Вычисляя градиенты потенциалов (П2.2), можно получить колебательные скорости падающей, отраженной и преломленной волн в виде выражений

$$\begin{aligned}\dot{V}_i &= \dot{V}_i (\sin \alpha, -\cos \alpha)^T, \\ \dot{V}_r &= \dot{V}_r (\sin \beta, \cos \beta)^T, \\ \dot{V}_t &= \dot{V}_t (\sin \gamma, -\cos \gamma)^T,\end{aligned}$$

где $\dot{V}_i, \dot{V}_r, \dot{V}_t$ – комплексные модули векторов колебательных скоростей, описываемые выражениями

$$\dot{V}_i = j \frac{\omega_i}{c_1} \dot{\Phi}_i, \quad \dot{V}_r = j \frac{\omega_r}{c_1} \dot{\Phi}_r, \quad \dot{V}_t = j \frac{\omega_t}{c_2} \dot{\Phi}_t. \quad (\text{П2.4})$$

Тангенциальные $\dot{V}_{ix}, \dot{V}_{rx}, \dot{V}_{tx}$ и нормальные $\dot{V}_{iy}, \dot{V}_{ry}, \dot{V}_{ty}$ компоненты этих комплексных векторов описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{ix} &= \dot{V}_i \sin \alpha, \quad \dot{V}_{rx} = \dot{V}_r \sin \beta, \quad \dot{V}_{tx} = \dot{V}_t \sin \gamma, \\ \dot{V}_{iy} &= -\dot{V}_i \cos \alpha, \quad \dot{V}_{ry} = \dot{V}_r \cos \beta, \quad \dot{V}_{ty} = -\dot{V}_t \cos \gamma.\end{aligned}$$

На границе должны отсутствовать скачки давления и нормальной составляющей колебательной скорости. Поэтому

$$(\dot{P}_i + \dot{P}_r)|_{y=0} = \dot{P}_t|_{y=0}, \quad (\dot{V}_{iy} + \dot{V}_{ry})|_{y=0} = \dot{V}_{ty}|_{y=0}.$$

Эти граничные условия имеют место для всех значений x и t , если равны экспоненты в выражениях (П2.2). Тогда, принимая во внимание выражение (П2.1), имеем

$$\begin{aligned} \omega_i \left\{ t - \frac{1}{c_1} [(x + X(t)) \sin \alpha - Y(t) \cos \alpha] \right\} &= \\ = \omega_r \left\{ t - \frac{1}{c_1} [(x + X(t)) \sin \beta + Y(t) \cos \beta] \right\} &= \quad (\text{П2.5}) \\ = \omega_t \left\{ t - \frac{1}{c_2} [(x + X(t)) \sin \gamma - Y(t) \cos \gamma] \right\}. \end{aligned}$$

Эти равенства превращаются в тождества, если

$$\frac{\omega_i}{c_1} \sin \alpha = \frac{\omega_r}{c_1} \sin \beta = \frac{\omega_t}{c_2} \sin \gamma, \quad (\text{П2.6})$$

$$\begin{aligned} \omega_i \left[t - \frac{X(t)}{c_1} \sin \alpha + \frac{Y(t)}{c_1} \cos \alpha \right] &= \\ = \omega_r \left[t - \frac{X(t)}{c_1} \sin \beta - \frac{Y(t)}{c_1} \cos \beta \right] &= \quad (\text{П2.7}) \\ = \omega_t \left[t - \frac{X(t)}{c_2} \sin \gamma + \frac{Y(t)}{c_2} \cos \gamma \right]. \end{aligned}$$

Из выражений (П2.6) и (П2.7) можно получить

$$\left[t + \frac{Y(t)}{c_1} \cos \alpha \right] \sin \beta + \frac{Y(t)}{c_1} \sin \alpha \cos \beta = t \sin \alpha, \quad (\text{П2.8})$$

$$\left[t + \frac{Y(t)}{c_1} \cos \alpha \right] \sin \gamma - \frac{Y(t)}{c_1} \sin \alpha \cos \beta = \frac{c_2}{c_1} t \sin \alpha. \quad (\text{П2.9})$$

Из выражений (П2.6), (П2.8) и (П2.9) видно, что углы отражения и преломления, а также частоты отраженной и преломленной волн не зависят от параметров движения границы вдоль оси X_0 и определяются параметрами ее движения вдоль оси Y_0 и скоростями звука в граничащих средах.

П2.2. Обобщенные законы отражения и преломления при движении границы раздела сред с постоянной скоростью

Пусть граница движется вдоль оси Y_0 с постоянной скоростью v (т.е. $Y(t) = vt$). Тогда из выражений (П2.8), (П2.9) следует

$$\left(1 + \frac{v}{c_1} \cos \alpha\right) \sin \beta + \frac{v}{c_1} \sin \alpha \cos \beta = \sin \alpha, \quad (\text{П2.10})$$

$$\left(1 + \frac{v}{c_1} \cos \alpha\right) \sin \gamma - \frac{v}{c_1} \sin \alpha \cos \gamma = \frac{c_2}{c_1} \sin \alpha. \quad (\text{П2.11})$$

Откуда

$$\sin(\beta + \varphi) = K \sin \alpha, \quad (\text{П2.12})$$

$$\sin(\gamma - \varphi) = K \frac{c_2}{c_1} \sin \alpha, \quad (\text{П2.13})$$

где

$$\varphi = \arctg \frac{\frac{v}{c_1} \sin \alpha}{1 + \frac{v}{c_1} \cos \alpha}, \quad (\text{П2.14})$$

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{v^2}{c_1^2} + 2 \frac{v}{c_1} \cos \alpha}}. \quad (\text{П2.15})$$

Круговые частоты колебаний отраженной и преломленной волн описываются выражениями

$$\omega_r = \omega_i \frac{\sin \alpha}{\sin \beta}, \quad (\text{П2.16})$$

$$\omega_t = \omega_i \frac{c_2 \sin \alpha}{c_1 \sin \gamma}, \quad (\text{П2.17})$$

прямо следующими из выражений (П2.6). Принимая во внимание равенства (П2.10), (П2.11), имеем

$$\omega_r = \omega_i \frac{1 + \frac{v}{c_1} \cos \alpha}{1 - \frac{v}{c_1} \cos \beta}, \quad (\text{П2.18})$$

$$\omega_t = \omega_i \frac{1 + \frac{v}{c_1} \cos \alpha}{1 + \frac{v}{c_2} \cos \gamma}. \quad (\text{П2.19})$$

Из формул (П2.12) – (П2.19) видно, что при фиксированном угле падения α углы отражения β и преломления γ , а также частоты колебаний отраженной ω_r и преломленной ω_t волн не зависят от времени и определяются скоростью v движения границы вдоль оси y_0 и скоростями звука в граничащих средах c_1, c_2 .

Выражения (П2.12) и (П2.13) обобщают формулы, описывающие классические законы отражения и преломления Снеллиуса, а выражения (П2.18) и (П2.19) – зависимости, описывающие классический эффект Доплера.

Из формул (П2.12) и (П2.13) при отсутствии движения ($v=0$) следуют известные соотношения $\alpha = \beta$, $c_1 \sin \gamma = c_2 \sin \alpha$, а из формулы (П2.18) при движении границы с постоянной скоростью v и нулевом значении угла падения ($\alpha = \beta = 0$) – другое известное

соотношение, описывающее для отраженной волны доплеровские искажения частоты:

$$\omega_r = \omega_i \frac{1 + \frac{v}{c_1}}{1 - \frac{v}{c_1}}.$$

П2.3. Особенности отражения и преломления волн при движении границы раздела сред с постоянной скоростью

Зависимости смещений углов отражения $\Delta\beta$ и преломления $\Delta\gamma$ от величины угла падения представлены на рис. П2.2, а зависимости относительных частот $\frac{\omega_r}{\omega_i}$, $\frac{\omega_t}{\omega_i}$ отраженной и преломленной волн от той же величины – на рис. П2.3. На этих рисунках $\Delta\beta = \beta - \beta_0$, $\Delta\gamma = \gamma - \gamma_0$, β_0 , γ_0 – углы отражения и преломления в отсутствии движения. Кривые получены с использованием формул (П2.12) – (П2.15), (П2.18), (П2.19). Они соответствуют скоростям звука $c_1 = 340$ м/с, $c_2 = 1500$ м/с. Рис. П2.2, б и рис. П2.3, б приведены для «до критических» значений угла падения α , когда угол преломления γ является вещественной величиной.

Из графиков видно, что даже при небольшой (в сравнении со скоростью звука c_1) скорости v наблюдаются заметные смещения угловых и частотных параметров отраженной и преломленной волн. Величина смещения зависит как от абсолютного значения скорости движения границы, так и от направления движения. Смещения угловых параметров возрастают с увеличением абсолютного значения скорости.

П2.3. Особенности отражения и преломления волн при движении границы раздела сред с постоянной скоростью

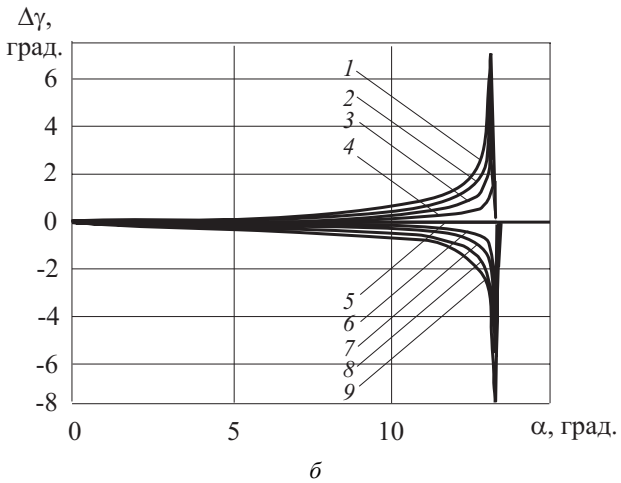
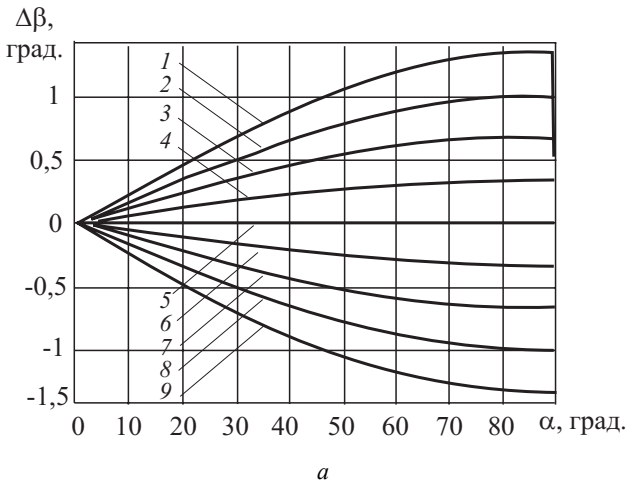


Рис. П2.2. Зависимости смещений углов отражения $\Delta\beta$ (а) и преломления $\Delta\gamma$ (б) от угла падения $\Delta\gamma$ при скорости движения границы $v = -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4$ м/с (соответственно кривые 1 – 9)

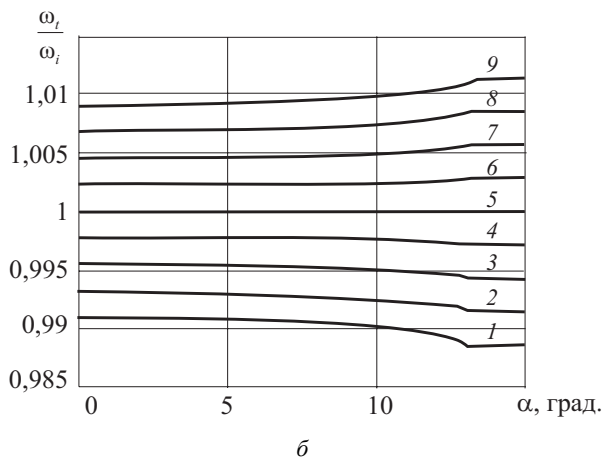
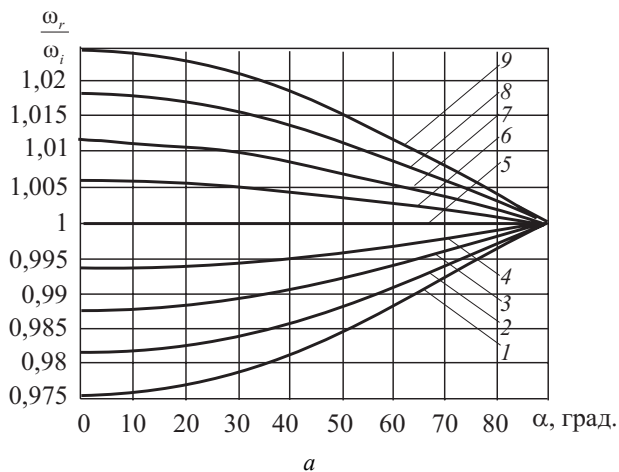


Рис. П2.3. Зависимости относительных частот отраженной волны ω_r / ω_i (а) и преломленной волны ω_t / ω_i (б) от угла падения α при скорости $v = -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4$ м/с (соответственно кривые 1 – 9)

При удалении границы от источника угол отражения β отклоняется в сторону границы; с возрастанием угла падения α смеще-

ние $\Delta\beta$ сначала увеличивается, а затем уменьшается до нуля. При приближении границы к источнику угол β отклоняется в сторону от границы; с увеличением α смещение $\Delta\beta$ монотонно растет по абсолютной величине.

При определенном соотношении параметров угол β может принимать значения, которые больше 90 градусов. Этот странный, на первый взгляд, эффект наблюдается только при удалении границы от источника.

По мере увеличения модуля скорости $|v|$ значение угла α , при котором наблюдается этот эффект, смещается в сторону меньших углов. Если для сравнительно небольших скоростей оно находится в районе $\alpha = 90^\circ$ (см. рис. П2.2, а), то, как следует из выражений (П2.12), (П2.14) и (П2.15), для $v \rightarrow c_1$ оно стремится к 0° . При $v = c_1$ отражение от границы отсутствует, угол отражения $\beta = 180^\circ$ и отраженная волна совпадает с падающей.

Характер зависимости смещения угла преломления от угла падения иной. При удалении границы от источника угол преломления γ отклоняется в сторону границы; с увеличением угла падения α происходит сначала увеличение смещения угла преломления $\Delta\gamma$, а затем уменьшение до нуля. При приближении границы к источнику угол преломления γ отклоняется в сторону от границы; с увеличением угла α смещение $\Delta\gamma$ вначале растет по абсолютной величине, а затем падает до нуля.

Значение экстремума сдвига $\Delta\gamma$, а также соответствующая ему точка α_m угла падения α зависят от скорости движения границы. С возрастанием абсолютного значения $|v|$ значение α_m уменьшается.

Из выражения (П2.11) следует зависимость критического угла падения α_c от скорости движения v и скорости звука в граничащих средах:

$$\alpha_c = \arcsin \frac{c_1}{\sqrt{c_2^2 + v^2}} + \arctg \frac{v}{c_2}.$$

При малой скорости v критический угол оказывается практически константой. В рассматриваемом примере для $|v| < 40 \text{ м/с}$ величина α_c лежит в диапазоне $14 - 15^\circ$.

По мере увеличения абсолютного значения скорости $|v|$ смещения частотных параметров, как правило, возрастают (см. рис. П2.3). Исключением является частота отраженной волны ω_r при отрицательных скоростях v : в районе больших углов α возрастание величины v сопровождается небольшим уменьшением смещения ω_r .

П2.4. Обобщенные законы отражения и преломления при движении границы раздела сред с переменной скоростью

Когда граница движется неравномерно, из выражений (П2.6), (П2.8) и (П2.9) следуют формулы, аналогичные (П2.12), (П2.13), (П2.18), (П2.19):

$$\sin(\beta + \varphi(t)) = K(t) \sin \alpha, \quad (\text{П2.20})$$

$$\sin(\gamma - \varphi(t)) = K(t) \frac{c_2}{c_1} \sin \alpha, \quad (\text{П2.21})$$

$$\omega_r = \omega_i \frac{t + \frac{Y(t)}{c_1} \cos \alpha}{t - \frac{Y(t)}{c_1} \cos \beta}, \quad (\text{П2.22})$$

$$\omega_t = \omega_i \frac{t + \frac{Y(t)}{c_1} \cos \alpha}{t + \frac{Y(t)}{c_2} \cos \gamma}, \quad (\text{П2.23})$$

где

$$\varphi(t) = \arctg \frac{\frac{Y(t)}{c_1} \sin \alpha}{t + \frac{Y(t)}{c_1} \cos \alpha}, \quad (\text{П2.24})$$

$$K(t) = \frac{t}{\sqrt{t^2 + \frac{Y^2(t)}{c_1^2} + 2 \frac{tY(t)}{c_1} \cos \alpha}}. \quad (\text{П2.25})$$

Из выражений (П2.20) – (П2.25) видно, что при неравномерном движении границы углы отражения и преломления, а также круговые частоты отраженной и преломленной волн являются функциями времени. Вид этих зависимостей определяется законом движения границы вдоль оси y_0 , а также скоростями звука в граничащих средах.

П2.5. Коэффициенты отражения и преломления при движении границы раздела сред

С учетом соотношений (П2.2) – (П2.7) граничные условия можно записать в виде

$$\rho_1 \omega_i A_i + \rho_1 \omega_r A_r = \rho_2 \omega_t A_t, \quad (\text{П2.26})$$

$$\frac{\omega_i}{c_1} A_i \cos \alpha - \frac{\omega_r}{c_1} A_r \cos \beta = \frac{\omega_t}{c_2} A_t \cos \gamma. \quad (\text{П2.27})$$

Решая эти уравнения относительно отношения амплитуд, с учетом соотношений (П2.2) и (П2.5) получим выражение для ком-

плесных коэффициентов *отражения* \dot{K}_Φ и *прохождения* \dot{T}_Φ по потенциалу скорости:

$$\begin{aligned}\dot{K}_\Phi &= \frac{\dot{\Phi}_r}{\dot{\Phi}_i} \Big|_{y=0} = \frac{A_r}{A_i} = \frac{\omega_i (q \cos \alpha - \cos \gamma)}{\omega_r (q \cos \beta + \cos \gamma)}, \\ \dot{T}_\Phi &= \frac{\dot{\Phi}_t}{\dot{\Phi}_i} \Big|_{y=0} = \frac{A_t}{A_i} = \frac{\omega_i 2 \cos \alpha}{\omega_t n (q \cos \alpha + \cos \gamma)},\end{aligned}\tag{П2.28}$$

где $q = \frac{\rho_2 c_2}{\rho_1 c_1}$ – отношение волновых сопротивлений.

Из выражений (П2.20) – (П2.25), (П2.28) видно, что коэффициенты отражения и прохождения не зависят от параметров движения вдоль оси x_0 , а определяются параметрами перемещения вдоль оси y_0 и параметрами граничащих сред.

На основании выражений (П2.3), (П2.4), (П2.28) нетрудно получить формулы, описывающие коэффициенты отражения и преломления по давлению \dot{K}_P , \dot{T}_P , колебательной скорости \dot{K}_V , \dot{T}_V и модулю вектора Умова – Пойтинга \dot{K}_U , \dot{T}_U :

$$\dot{K}_P = \frac{\dot{P}_r}{\dot{P}_i} \Big|_{y=0} = \frac{\omega_r}{\omega_i} \dot{K}_\Phi, \quad \dot{T}_P = \frac{\dot{P}_t}{\dot{P}_i} \Big|_{y=0} = \frac{\rho_2 \omega_t}{\rho_1 \omega_i} \dot{T}_\Phi,\tag{П2.29}$$

$$\dot{K}_V = \frac{\dot{V}_r}{\dot{V}_i} \Big|_{y=0} = \dot{K}_P = \frac{\omega_r}{\omega_i} \dot{K}_\Phi, \quad \dot{T}_V = \frac{\dot{V}_t}{\dot{V}_i} \Big|_{y=0} = \frac{\omega_t}{\omega_i} n \dot{T}_\Phi,$$

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_i} \Big|_{y=0} = \frac{\dot{P}_r V_r^*}{\dot{P}_i V_i^*} \Big|_{y=0} = \dot{K}_P K_V^* = \left| \frac{\omega_r}{\omega_i} \dot{K}_\Phi \right|^2,\tag{П2.30}$$

$$\dot{T}_U = \frac{\dot{U}_t}{\dot{U}_i} \Big|_{y=0} = \frac{\dot{P}_t V_t^*}{\dot{P}_i V_i^*} \Big|_{y=0} = \dot{T}_P T_V^* = \frac{\rho_2}{\rho_1} n \left| \frac{\omega_t}{\omega_i} \dot{T}_\Phi \right|^2,$$

где $\dot{U}_i, \dot{U}_r, \dot{U}_t$ – комплексные модули векторов Умова – Пойтинга, связанные с векторами Умова – Пойтинга $\dot{\vec{U}}_i, \dot{\vec{U}}_r, \dot{\vec{U}}_t$ формулами

$$\begin{aligned}\dot{\vec{U}}_i &= \dot{U}_i (\sin \alpha, -\cos \alpha)^T, \\ \dot{\vec{U}}_r &= \dot{U}_r (\sin \beta, \cos \beta)^T, \\ \dot{\vec{U}}_t &= \dot{U}_t (\sin \gamma, -\cos \gamma)^T.\end{aligned}$$

Зная векторы Умова – Пойтинга, легко рассчитать *векторы интенсивности*:

$$\vec{J}_i = \text{Re}[\dot{\vec{U}}_i], \quad \vec{J}_r = \text{Re}[\dot{\vec{U}}_r], \quad \vec{J}_t = \text{Re}[\dot{\vec{U}}_t]. \quad (\text{П2.31})$$

Из формул (П2.29) – (П2.31) видно, что даже в том случае, когда граничащие среды не отличаются между собой по плотности и скорости звука, но имеет место их взаимное перемещение вдоль оси y_0 , наблюдается отражение и преломление волн. При этом углы падения, отражения и преломления отличаются друг от друга, отличаются и частоты падающей, отраженной и преломленной волн, а также их амплитуды.

П2.6. Обобщенные законы отражения и преломления для твердых тел, движущихся в жидкости

Отражение лучей от твердого тела, движущегося в жидкости, подчиняется обобщенному закону отражения, справедливому для жидких сред, однако закон преломления несколько иной [55]. Отличие вызвано тем, что в жидкой среде могут распространяться только продольные волны, а в твердом теле – также и поперечные. Скорости распространения этих двух типов волн различные: для продольных волн одна скорость (c_2), а для поперечных – другая (c_{2t}).

Продольные и поперечные волны в твердом теле формируются так же как и продольные преломленные волны в жидкой среде. Из-

за отличия скоростей распространения волн направления их распространения – тоже разные.

Формулы, описывающие параметры *поперечной* волны, следующие:

$$\sin(\delta - \varphi(t)) = K(t) \frac{c_{2t}}{c_1} \sin \alpha,$$

$$\omega_{tt} = \omega_i \frac{t + \frac{Y(t)}{c_1} \cos \alpha}{t + \frac{Y(t)}{c_{2t}} \cos \delta},$$

где δ – угол преломления и ω_{tt} – круговая частота преломленной поперечной волны.

* * *

Таким образом, в условиях движения законы отражения и преломления отличаются от классических законов Снеллиуса. Движение границы раздела сред вдоль нормали меняет параметры отраженных и преломленных волн: их частоты и углы отражения и преломления. Даже при малых скоростях движения границы происходят заметные изменения угловых и частотных параметров отраженных и преломленных волн. Величина изменения зависит от абсолютного значения скорости движения границы и направления ее движения. При неравномерном движении границы частоты отраженных и преломленных волн, а также углы отражения и преломления являются функциями времени.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНЕНИЯ МОРЯ И ПАРАМЕТРЫ КАЧКИ

Для описания степени волнения моря используют различные шкалы, характеризующие высоту волн, зыби и скорости ветра: шкалу Дугласа, шкалу кода №75 Всемирной метеорологической организации и шкалу Бофорта [163].

Следует иметь в виду, что в океанографии под термином «морские волны» понимают волны на поверхности океана, возникающие под действием ветра или поддерживаемые ветром в пределах зарождения, а под термином «зыбь» – волны на поверхности океана, наблюдаемые вне этой области.

В работах [163, 186] приведены данные о повторяемости волн разной высоты по отдельным районам мирового океана и усредненные (табл. ПЗ.1) данные по всему мировому океану.

Таблица ПЗ.1

Частота повторяемости волн разной высоты в мировом океане

Высота волн, м	0 – 0,9	0,9 – 1,2	1,2 – 2,1	2,1 – 3,6	3,6 – 6,0	Более 6,0
Частота повторяемости, %	20	25	20	15	10	10

Волны на море в условиях ветра обычно состоят из множества мелких волн, наложенных на более крупные. Периодичность их следования, как правило, нарушена. Их гребни более острые, чем

гребни синусоидальных волн. Длина гребней сопоставима по размерам с длиной волны.

Волны зыби более упорядочены, имеют более длинные гребни, более закругленные вершины и более стабильный период следования.

Средний период морских волн $\bar{\tau}$ колеблется в диапазоне от 3 до 10 секунд, а среднеквадратическое отклонение (СКО) ординат σ – от 0,2 до 2 метров (табл. ПЗ.2) [145, 150].

Таблица ПЗ.2

Параметры спектра морского волнения

Параметр	Степень волнения, баллы					
	3	4	5	6	7	8
Высота волны $h_{3\%}$, м	1,25	2,0	3,5	6,0	8,5	11
Средний период волн $\bar{\tau}$, с	3,7	4,5	6,0	7,8	9,2	10,5
СКО ординат σ , м	0,24	0,39	0,66	1,13	1,6	2,08

Средний период волн зыби больше, чем период морских волн. Он колеблется в диапазоне от 5 до 30 секунд.

Чаще всего волнение, наблюдаемое в океане, является результатом наложения ветрового волнения и нескольких волновых систем зыби. Анализ большого количества наблюдений в северо-восточной части Атлантического океана показал [23], что ветровое волнение наблюдается в 18 – 21% случаев, чистая зыбь – в 3 – 5% и смешанное волнение с различным сочетанием типа волн – в 74 – 75% случаев.

Для глубокой воды классическая волновая теория устанавливает следующее примерное соотношение [191] между длиной волны L в метрах, периодом τ в секундах и скоростью ν в метрах за секунду: $L \approx 1,5\tau^2$, $\nu = 2,4\tau$.

Наблюдения показывают [163], что отношение высоты морских волн и зыби к длине волны в большинстве случаев лежит в диапазоне от 0,1 до 0,008.

Морские волны и волны зыби распространяются с разной скоростью. В работе [163] приведено распределение (рис. ПЗ.1), характеризующее разброс скоростей движения волн.

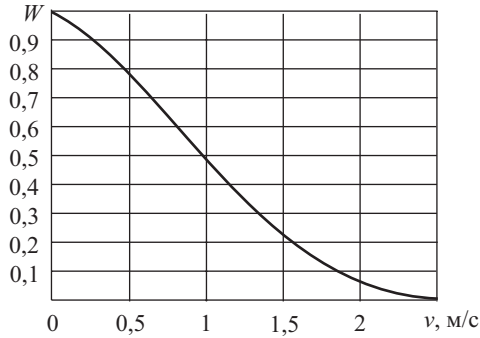


Рис. ПЗ.1. Распределение скоростей V движения морских волн

По одним данным [163] энергетический спектр практически не зависит от волнения моря, по другим [184] – ширина спектра примерно пропорциональна скорости ветра.

Расчеты и экспериментальные данные показывают, что углы крена, дифферента и рыскания зависят не только от волнения моря, но также от мореходных характеристик корабля, скорости хода, ориентации относительно направления распространения морских волн и других параметров.

Чем меньше корабль, тем большее влияние на него оказывает волнение моря. При сильном шторме амплитуда крена Θ кораблей малого водоизмещения доходит до $30 - 40^\circ$, дифферента Ψ – до $10 - 15^\circ$, рыскания Φ – до $5 - 7^\circ$, а вертикальных перемещений Z – до $5 - 8$ м.

Периоды крена, дифферента и вертикальных перемещений лежат в диапазоне соответственно $5 - 15$ с, $4 - 10$ с и $5 - 20$ с.

Усредненные зависимости параметров качки от ориентации корабля относительно направления распространения морских волн и степени волнения моря представлены на рис. ПЗ.2 и ПЗ.3 соответственно.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНЕНИЯ МОРЯ
И ПАРАМЕТРЫ КАЧКИ

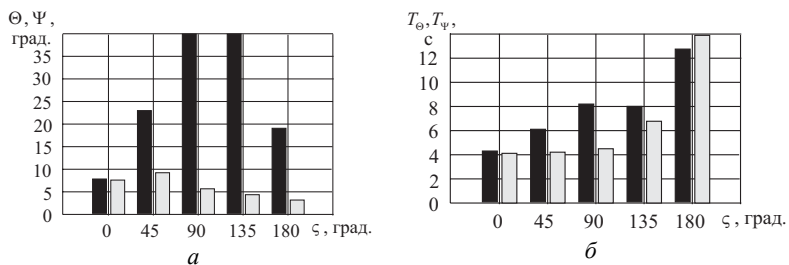


Рис. П3.2. Характерные зависимости амплитуд Θ , Ψ (а) и периодов T_Θ , T_Ψ (б) качки от курсового угла ζ морских волн (черные столбцы соответствуют бортовой качке, а светлые – килевой)

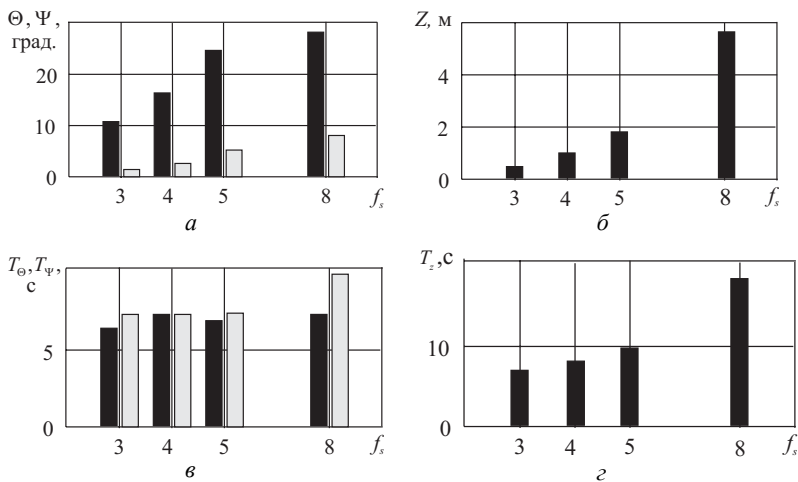


Рис. П3.3. Характерные зависимости амплитуд Θ , Ψ (а), Z (б) и периодов T_Θ , T_Ψ (в), T_z (з) качки от степени волнения моря f_s (на рис. а, в черные столбцы соответствуют бортовой качке, а светлые – килевой)

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

МАТРИЦА ПОВОРОТА

Матрица поворота антенны $A = A(t)$ представляет собой ортогональную матрицу, описывающую так называемое собственное вращение. Её детерминант $\det(A) = 1$, а $A^T A = AA^T = E$, где T – оператор транспонирования, E – единичная матрица. Любые три элемента a_{ij} ($i, j = \overline{1,3}$) матрицы A определяют остальные шесть её элементов.

Элементы a_{ij} представляют собой косинусы углов между базисными векторами \vec{e}_i системы координат $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$ и повернутыми базисными векторами $\vec{e}'_j = A\vec{e}_j$ системы координат $(\vec{e}'_1, \vec{e}'_2, \vec{e}'_3)$: $a_{ij} = \vec{e}_i \vec{e}'_j = \vec{e}_i A \vec{e}_j$ ($i, j = \overline{1,3}$).

Матрицу A можно описывать различными способами: элементами a_{ij} или другими параметрами. Обычно используют следующие параметры:

- 1) угол поворота η и направляющие косинусы c_1, c_2, c_3 оси вращения;
- 2) углы Эйлера α, β, γ ;
- 3) углы Эйлера – Крылова $\alpha_k, \beta_k, \gamma_k$;
- 4) углы крена θ , дифферента ψ и рыскания ϕ ;

5) угол рыскания φ и углы *наклона* ν , ξ к горизонтальной плоскости соответственно осей x'_1 и x'_2 .

Рассмотрим все эти параметры.

При первом способе задания матрицу A рассматривают как матрицу, поворачивающую радиус-вектор \vec{x} каждой точки пространства на угол поворота η вокруг оси вращения. Угол поворота η и направляющие косинусы c_1, c_2, c_3 оси вращения определяются формулами

$$\left. \begin{aligned} \cos \eta &= \frac{\text{Sp}(A) - 1}{2}, & c_1 &= \frac{a_{32} - a_{23}}{2 \sin \eta}, \\ c_2 &= \frac{a_{13} - a_{31}}{2 \sin \eta}, & c_3 &= \frac{a_{21} - a_{12}}{2 \sin \eta}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П4.1})$$

где угол $\eta > 0$ соответствует правому вращению, а $\text{Sp}(A)$ – след матрицы A .

В этом случае матрица вращения A имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} A = \cos \eta & \left\| \begin{array}{ccc} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{array} \right\| + (1 - \cos \eta) \left\| \begin{array}{ccc} c_1^2 & c_1 c_2 & c_1 c_3 \\ c_2 c_1 & c_2^2 & c_2 c_3 \\ c_3 c_1 & c_3 c_2 & c_3^2 \end{array} \right\| + \\ & + \sin \eta \left\| \begin{array}{ccc} 0 & -c_3 & c_2 \\ c_3 & 0 & -c_1 \\ -c_2 & c_1 & 0 \end{array} \right\|. \end{aligned} \quad (\text{П4.2})$$

Две следующие системы параметров основаны на матрицах $A_1(\zeta)$, $A_2(\zeta)$, $A_3(\zeta)$, описывающих правые вращения на угол ζ вокруг осей x_1, x_2, x_3 :

$$A_1(\zeta) = \left\| \begin{array}{ccc} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \zeta & -\sin \zeta \\ 0 & \sin \zeta & \cos \zeta \end{array} \right\|, \quad (\text{П4.3})$$

$$A_2(\zeta) = \begin{vmatrix} \cos \zeta & 0 & \sin \zeta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \zeta & 0 & \cos \zeta \end{vmatrix}, \quad (\text{П4.4})$$

$$A_3(\zeta) = \begin{vmatrix} \cos \zeta & -\sin \zeta & 0 \\ \sin \zeta & \cos \zeta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (\text{П4.5})$$

Углы Эйлера – углы трёхэтапного поворота вокруг двух осей координат (вокруг одной оси, потом вокруг второй и затем опять вокруг первой). Оператор поворота не коммутативен, поэтому существенную роль играет последовательность поворотов.

Возможны шесть вариантов описания матрицы A с помощью углов Эйлера. Чаще всего эти углы определяют как углы последовательного поворота вокруг оси x_3 на угол α , затем оси x_2 на угол β , а потом снова вокруг оси x_3 на угол γ . При этом матрица вращения A представляет собой произведение трёх матриц:

$$A = A_3(\gamma)A_2(\beta)A_3(\alpha). \quad (\text{П4.6})$$

Углы Эйлера α, β, γ связаны с углом поворота η выражениями (П4.1), (П4.6), из которых следует

$$\cos \frac{\eta}{2} = \cos \frac{\alpha + \gamma}{2} \cos \frac{\beta}{2}.$$

Углы Эйлера – Крылова $\alpha_k, \beta_k, \gamma_k$ представляют собой углы поворотов вокруг трёх осей. В данном случае последовательность поворотов также играет существенную роль. Возможны шесть вариантов задания матрицы с помощью углов Эйлера – Крылова. Чаще всего используют вариант с поворотами на углы $\gamma_k, \beta_k, \alpha_k$ вокруг соответственно осей x_3, x_2, x_1 и на углы $\gamma'_k, \alpha'_k, \beta'_k$ вокруг соответственно осей x_3, x_1, x_2 .

В этих случаях матрица поворота A может быть представлена в виде произведения трёх матриц (П4.3) – (П4.5):

$$A = A_1(\alpha_k)A_2(\beta_k)A_3(\gamma_k), \quad (\text{П4.7})$$

$$A = A_2(\beta'_k)A_1(\alpha'_k)A_3(\gamma'_k). \quad (\text{П4.8})$$

Углы Эйлера – Крылова связаны следующими соотношениями [129]:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg}\alpha'_k &= \operatorname{tg}\alpha_k \cos\beta'_k, \\ \operatorname{tg}\beta_k &= \operatorname{tg}\beta'_k \cos\alpha_k, \\ \gamma'_k &= \gamma_k. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П4.9})$$

Углы Эйлера – Крылова и углы Эйлера однозначно характеризуют матрицу поворота A . Однако некоторые повороты осей неоднозначно описываются наборами указанных углов, например, повороты, при которых в формуле (П4.6) $\beta = 0$ или при которых в формуле (П4.7) $\beta_k = \pi/2$.

Расчеты показывают, что при углах крена и дифферента менее 20° отличие углов α_k , β_k соответственно от углов α'_k , β'_k составляет не более десятков минут. По мере возрастания углов крена и дифферента эти отличия возрастают.

Надо иметь в виду, что на практике обычно используются два варианта определения этих понятий. Будем считать, что плоскость (x_1, x_2) – горизонтальная, ось x_1 ориентирована вдоль расчетного курса корабля, ось x'_1 проходит через диаметральную линию корабля в направлении корма – нос, а плоскость (x'_1, x'_2) параллельна палубе. Тогда в обоих случаях углом *рыскания* называют угол между проекцией оси x'_1 на горизонтальную плоскость (x_1, x_2) и расчетным курсом корабля.

В первом случае углом *дифферента* называют угол наклона к горизонтальной плоскости оси x'_1 , а углом *крена* – угол в плоскости (x'_2, x'_3) между осью x'_2 и линией пересечения плоскостей (x_1, x_2) и (x'_2, x'_3) .

Во втором случае углом *дифферента* называют угол в плоскости (x'_1, x'_3) между осью x'_1 и линией пересечения плоскостей (x'_1, x'_3) и (x_1, x_2) , а углом *крена* – угол наклона к горизонтальной плоскости (x_1, x_2) оси x'_2 .

Из приведенных определений следует, что в первом случае углы крена θ , дифферента ψ и рыскания φ совпадают соответственно с углами $\alpha_k, \beta_k, \gamma_k$, а во втором – соответственно с углами $\alpha'_k, \beta'_k, \gamma'_k$.

Обычно положительными считаются крен на правый борт, дифферент на корму и рыскание вправо, если смотреть на корабль сверху.

Иногда вместо углов крена и дифферента используют углы v и ξ , измеряемые инклинометрами. Они определяются как углы наклона к горизонтальной плоскости осей x'_1 и x'_2 . Эти углы связаны с углами Эйлера – Крылова следующими формулами:

$$\left. \begin{aligned} \sin v &= \sin \alpha_k \cos \beta_k, \\ \xi &= \beta_k. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П4.10})$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СУДОВ И КОРАБЛЕЙ

Основными составляющими шумов судов и кораблей считаются:

- собственный шум гребных винтов, включающий кавитационный шум, шум вращения винтов и вихревой шум;
- шум корпуса корабля, обусловленный его вибрацией под воздействием вращения гребных винтов, работы главных и вспомогательных механизмов, срывов вихрей с кормовой оконечности корабля и кавитацией на плохо обтекаемых частях корпуса;
- прочие шумы, в частности, шум, создаваемый пограничным слоем корпуса корабля, шум носового буруна и др.

Сплошная часть спектра шумов судна перекрывает диапазон от десятков до тысяч герц, дискретные же спектральные составляющие обычно сосредоточены в области низких частот.

Следует отметить, что с повышением скорости движения судна уровень создаваемых им шумов растет пропорционально приблизительно третьей степени скорости хода.

Дискретные составляющие спектра шумов судов связаны, в первую очередь, с вращением лопастей гребных винтов, а также с биениями вала двигателя и различных работающих механизмов. Дискретные составляющие, обусловленные вращением винтов, проявляются на частотах, кратных основной гармонике, которая

может быть рассчитана по формуле $f = kL/60$, где k – число оборотов гребного винта в минуту, L – количество лопастей гребного винта. Дискретные составляющие, связанные с работой механизмов, обычно кратны половине частоты сети электропитания (25 Гц при частоте сети 50 Гц и 30 Гц при частоте сети 60 Гц).

Исследования показывают, что низкочастотные составляющие спектра шумоизлучения часто подчеркиваются резонансом корпуса судна.

В формировании шумового поля судна важную роль играет кавитация, возникающая на корпусе, гребном винте и в носовом буруне. При малых скоростях хода возникает «газовая кавитация», проявляющаяся в колебаниях пузырьков воздуха вокруг судна. С увеличением скорости хода газовая кавитация переходит в паровую кавитацию.

Паровая кавитация характеризуется быстрым ростом пузырьков и последующим их схлопыванием, вызывающим ударную волну большой амплитуды. Импульсы газовой кавитации описываются затухающей синусоидой, паровой кавитации – экспонентой. Спектры импульсов кавитации имеют максимумы на частотах, определяемых средним размером кавитирующих пузырьков.

Спектры шумов различных судов отличаются. Это обстоятельство создает предпосылки для идентификации (классификации) судов по их спектрам. Однако точность идентификации невысока. Связано это с тем, что при изменении режима движения и включении – выключении различных механизмов спектральный портрет судна меняется. На рис. П5.1 – П5.2 в качестве примеров, иллюстрирующих сказанное, приведены спектры двух судов, полученные в ходе двух научно-исследовательских тихоокеанских экспедиций.

Из рисунков видно, что в области низких частот спектр первого судна содержит множество дискретных составляющих, спектр второго судна – только две дискретные составляющие. В диапазоне частот 0,1 – 1 кГц спектр первого судна имеет всего несколько дискретных составляющих, а второго судна – большое число. На

ПРИЛОЖЕНИЕ 5. ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СУДОВ И КОРАБЛЕЙ

разных режимах движения первого судна спектры шумов (рис. П5.1, б – з) заметно отличаются.

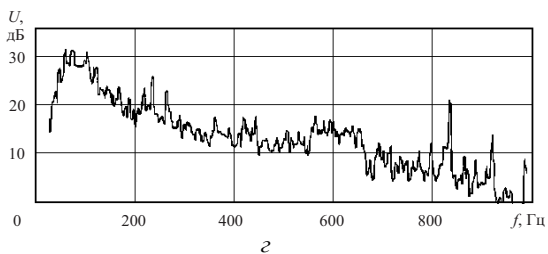
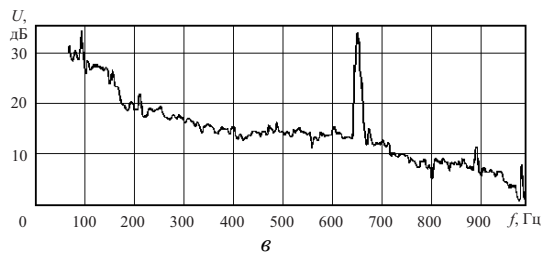
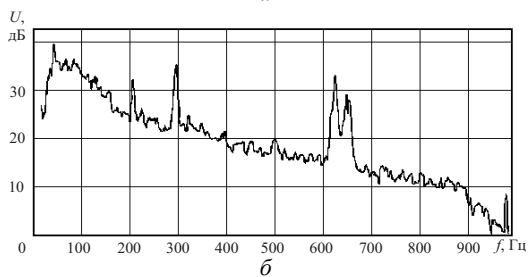
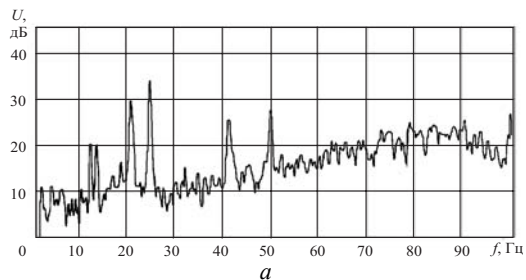


Рис. П5.1. Спектры шумов первого судна при разных режимах движения: низкочастотный (а) и высокочастотный (б – з) спектры

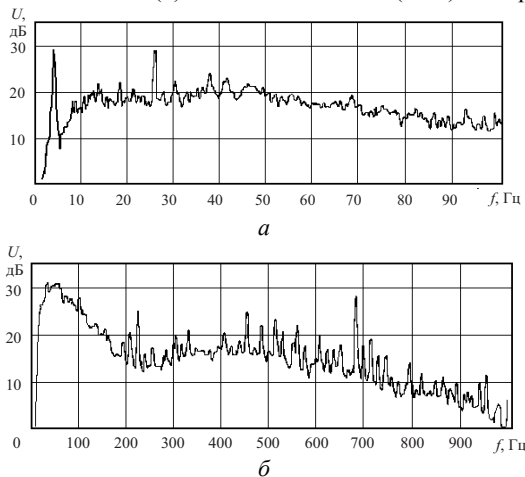
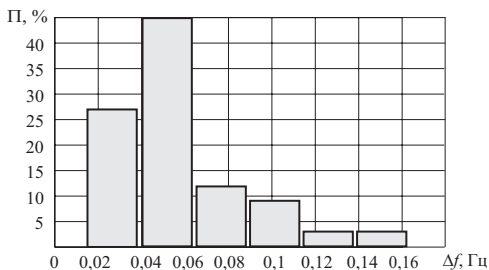


Рис. П5.2. Низкочастотный (а) и высокочастотный (б) спектры шумов второго судна

На низких частотах, как правило, ширина дискретных составляющих существенно меньше, чем на высоких частотах. Обработка колебаний с использованием аппаратуры сверхтонкого спектрального анализа показала, что

- в диапазоне частот 10 – 60 Гц ширина дискретных составляющих может достигать до 0,025 – 0,05 Гц (рис. П.5.3),
- в диапазоне частот 100 – 400 Гц – до 0,1 Гц,
- в диапазоне частот 400 – 1000 Гц – до 0,5 – 1 Гц.



ПРИЛОЖЕНИЕ 5. ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СУДОВ И КОРАБЛЕЙ

Рис. П5.3. Гистограмма распределения ширины дискретных составляющих спектра шумов судов в области частот 10 – 60 Гц

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акустика океана / Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 318 с.
2. Акустика океана / Под ред. Л. М. Бреховских, И.А. Андреевой – М.: Наука, 1982. – 247 с.
3. Акустика океана / Под ред. Л.М. Бреховских. – М.: Наука, 1974. – 693 с.
4. Алексеев Б.Н., Ключин В.В., Шейнман Л.Е. О компенсационном методе определения и контроля уровня подводного шумоизлучения морских подвижных объектов с помощью гидроакустической системы с буксируемой антенной и погрешности его оценки // Гидроакустика. – 2004. – Вып. 5. – С. 51 – 72.
5. Алексеев Б.Н., Шейнман Л.Е. Оценка уровня шумов дальнего судоходства // Гидроакустика. – 2000. – Вып. 2. – С. 48 – 62.
6. Алексеев В.Н., Семенов А.Г. О роли следа в рассеянии звука движущимся телом // Акустический журнал. – 2000. – Т. 46, № 6. – С. 732–739.
7. Алексеев В.Н., Семенов А.Г. Рассеяние звука движущейся сферой // Акустический журнал. – 1992. – Т. 38, № 5. – С. 789–797.
8. Алексеев В.Н., Семенов А.Г. Рассеяние звука локализованными течениями // Акустический журнал. – 1996. – Т. 42, № 3. – С. 315–321.
9. Алещенко О.М., Барах М.Я., Гаткин Н.Г., Горбань И.И. О спектральных методах пространственной обработки информации // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 3. – С. 475 – 478.
10. Алещенко О.М., Юденков И.П. Об усилении приемной антенной решетки в многокомпонентном поле помех // Труды 3 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1972. – С. 281 – 283.
11. Андебур В.А. Об акустико-механических характеристиках сферических излучателей и рассеивателей // Акустический журнал. – 1976. – Т. XXII, № 4. – С. 481 – 486.
12. Андреев М.Я., Ключин В.В., Охрименко С.Н., Рубанов И.Л., Яковлев В.А. Интегрированная система наблюдения для наводных кораблей // Морской сборник. – 2006. – № 8. – С.50 – 51.
13. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. Обзор зарубежных работ / Под ред. Л.С. Бененсона. – М.: Сов. радио, 1966. – 367 с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

14. Ахо А., Хопкрофт Дж., Ульман Дж. Построение и анализ вычислительных алгоритмов / Пер. с англ. Под ред. Ю.В. Матиясевича. – М.: Мир, 1979. – 536 с.
15. Белоусов А.А., Вольф В.М., Галаненко В.Б., Гаткин Н.Г., Коваленко Л.Н., Коваленко Л.С., Пасечный С.В. Функции неопределенности некоторых видов сложных сигналов // Труды 6 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1975. – С. 140 – 147.
16. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов / Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 448 с.
17. Блохинцев Д.И. Акустика неоднородной движущейся среды. 2-е изд. – М.: Наука, 1981. – 206 с.
18. Богушев А.А., Красненко Н.П. Эффект Доплера в акустике неоднородной движущейся среды // Акустический журнал. – 1988. – Т. 34, № 4. – С. 598 – 602.
19. Божок Ю.Д. К оценке эффективности совместной обработки сигналов на выходах пространственных каналов // Труды 7 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1977. – С. 194 – 198.
20. Божок Ю.Д., Гаткин Н.Г., Красный Л.Г., Пасечный С.В. Квазиоптимальный метод обнаружения сигналов в поле многокомпонентной помехи // Труды 5 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1974. – С. 250 – 255.
21. Божок Ю.Д., Красный Л.Г. Компенсационные методы подавления локальных помех // Труды 9 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1978. – С. 139 – 143.
22. Божок Ю.Д., Красный Л.Г., Майстренко С.Н. Выбор параметров фильтров в компенсаторах локальных помех // Радиотехника. Известия вузов. – 1981. – Т. 24, № 4. – С. 52 – 57.
23. Бородай И.К. и др. Прикладные задачи динамики судов на волнении. – Л.: Судостроение, 1989. – 264 с.
24. Бородин В.И. и др. Гидроакустические и навигационные средства. – Л.: Судостроение, 1983. – 264 с.
25. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. – М.: Изд-во АН СССР, 1957. – 503 с.
26. Булгаков Н.П., Дивизинюк М.М., Ломакин П.Д. Влияние атмосферных осадков на акустические характеристики деятельного слоя Черного моря // Доклады АН Украины. Гидрофизика. – 1994. – № 10. – С. 112 – 115.
27. Бурдик В.С. Анализ гидроакустических систем / Пер. с англ.; Под ред. Е.Л. Шендерова. – Л.: Судостроение, 1988. – 391 с.
28. Вайнштейн Л.А., Зубаков В.Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. – М.: Сов. радио, 1960. – 378 с.
29. Ван Трис Г.Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции. – Т. I: Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции / Пер. с англ.; Под ред. В.И. Тихонова. – М.: Сов. радио, 1972. – 744 с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

30. Ван Трис Г.Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции. – Т. III: Обработка сигналов в радио- и гидролокации и прием случайных гауссовых сигналов на фоне помех / Пер. с англ.; Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Сов. радио, 1977. – 662 с.
31. Галаненко В.Б., Карновский М.И. Корреляционные и направленные свойства полей нестационарных неоднородных источников // Труды 3 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1972. – С. 21 – 30.
32. Галаненко В.Б., Карновский М.И., Красный Л.Г. Статистический анализ случайных акустических полей // Труды 3 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1972. – С. 136 – 145.
33. Гаткин Н.Г. Алгоритмы оптимальной пространственно-временной обработки случайных полей // Труды 4 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1973. – С. 168 – 200.
34. Гаткин Н.Г. Обработка гидроакустической информации при наличии гауссовой нестационарной помехи // Труды 1 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1970. – С. 155 – 180.
35. Гаткин Н.Г. Пространственно-временная оптимальная обработка для сигнала с флуктуирующей амплитудой гидроакустической информации при наличии гауссовой нестационарной помехи // Труды 2 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1971. – С. 264 – 271.
36. Гаткин Н.Г., Геранин В.А., Карновский М.И., Красный Л.Г. Помехоустойчивость типового тракта обнаружения сигналов. – К.: Техніка, 1971. – 135 с.
37. Гаткин Н.Г., Калужный А.Я., Красный Л.Г. Непараметрические методы обработки гидроакустической информации // Труды 6 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1975. – С. 328 – 345.
38. Гаткин Н.Г., Коваленко Л.Н., Красный Л.Г. Адаптивное обнаружение сигналов с неизвестными параметрами // Труды 5 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1974. – С. 245 – 249.
39. Гаткин Н.Г., Коваленко Л.Н., Красный Л.Г., Пасечный С.В. Оптимальное обнаружение многолучевых сигналов // Труды 6 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1975. – С. 225 – 233.
40. Генис В.И., Обозненко И.Л., Тараданов Л.Я. Оптимизация условий экспериментальных исследований при гидрофизическом моделировании // Труды 6 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1975. – С. 45 – 53.
41. Геранин В.А., Новикова Т.Т., Продеус А.Н., Симонова Г.Д., Стремский В.В. О влиянии негауссовости на точность спектрометрии стационарных случайных процессов // Труды 5 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1974. – С. 183 – 187.
42. Герасимова Т.И., Ольшевский В.В. Об обратной задаче определения вектора средней скорости движения рассеивателей по характеристикам

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- морской реверберации // Труды 7 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1977. – С. 152 – 156.
43. Герасимова Т.И., Ольшевский В.В. Обзор вероятностных моделей эхосигналов // Труды 7 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1977. – С. 111 – 118.
44. Гнеденко Б.В. Курс теории вероятностей. – М.: Изд-во физ.-мат. литературы, 1961. – 406 с.
45. Горбань И.И. Быстрые алгоритмы многоканальной пространственно-временной обработки сигналов с подавлением локальных помех // Радиоэлектроника. Известия вузов. – 1994. – № 4. – С. 9 – 13.
46. Горбань И.И. Быстрый алгоритм пространственно-временной обработки сигнала для подвижных антенных решеток // Радиотехника. – 1989. – № 8. – С. 34 – 37.
47. Горбань И.И. Гиперслучайные функции и их описание // Радиоэлектроника. Известия вузов. – 2006. – № 1. – С. 3 – 15.
48. Горбань И.И. Гиперслучайные явления и их описание // Акустический вестник, НАН Украины. – 2005. – Т. 8, № 1 – 2. – С. 16 – 27.
49. Горбань И.И. Оптимальная пространственно-временная обработка для подвижных антенн в условиях локальных помех // Радиотехника. – 1993. – № 7. – С. 41 – 44.
50. Горбань И.И. Оптимальная пространственно-временная обработка сигнала в условиях движения антенны // Радиотехника. – 1990. – № 12. – С. 49 – 51.
51. Горбань И.И. Оптимальная пространственно-временная обработка стохастических сигналов в условиях движения антенны // Радиотехника. – 1991. – № 11. – С. 24 – 27.
52. Горбань И.И. Отражение и преломление акустических лучей на подвижной границе раздела сред // Акустический вестник. – 2004. – Т. 7(2). – С. 36 – 41.
53. Горбань И.И. Теория гиперслучайных явлений. – Киев: ИПММС НАН Украины, 2007. – 184 с.
54. Горбань И.И. Эффект Доплера в условиях сложного движения корреспондирующих элементов // Математичні машини і системи. – 2002. – № 2. – С. 75 – 82.
55. Горбань И.И., Курской Ю.С. Отражение и преломление акустических лучей на границе жидкости и движущегося твердого тела // Вестник ХНУ. Физика. – 2006. – № 739, Вып. 9. – С. 44 – 49.
56. Горбань І.І. Теорія ймовірностей і математична статистика для наукових працівників та інженерів. – Київ: ІПММС НАН України, 2003. – 244 с.
57. Григорьева Н.С. Влияние движения источника на фазовые характеристики волны, отразившейся от произвольной поверхности // Акустический журнал. – 1988. – Т. 34, № 1. – С. 64 – 67.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

58. Гринченко В.Т., Вовк И.В. Волновые задачи рассеяния звука на упругих оболочках. – К.: Наукова думка, 1986. – 240 с.
59. Гринченко В.Т., Мелешко В.В. Гармонические колебания и волны в упругих телах. – К.: Наукова думка, 1981. – 284 с.
60. Гринченко В.Т., Вовк И.В., Мацыпура В.Т. Основы акустики. – К.: Наукова думка, 2007. – 640 с.
61. Гусев В.Г. Системы пространственно-временной обработки гидроакустической информации. – Л.: Судостроение, 1988. – 264 с.
62. Гусев В.Г., Лоскутова Г.В. Об использовании алгоритма двумерного быстрого преобразования Фурье для обработки информации от линейной антенной решетки // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 12. – С. 2362 – 2366.
63. Гусев В.Г., Попова О.С. Помехоустойчивость широкополосной гидроакустической системы режекции локальных помех, реализуемой в частотной области // Гидроакустика. – 2004. – Вып. 5. – С. 83 – 94.
64. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов. – М.: Мир, 1988. – 300 с.
65. Даджон Д.Э. Основы цифровой обработки сигналов в решетках // ТИИЭР. – 1977. – Т. 65, № 6. – С. 99 – 107.
66. Дивизинюк М.М. Акустические поля черного моря. – Севастополь: Муссон-Экспресс, 1998. – 352.
67. Дідковський В.С., Лейко О.Г., Савін В.Г. Електроакустичні п'єзокерамічні перетворювачі. – Кіровоград: Імекс-ЛТД, 2006. – 448 с.
68. Дымшиц А.М., Каришнев Н.С., Консон А.Д., Корякин Ю.А. Концепция реализации модернизационного потенциала гидроакустических комплексов подводных лодок // Гидроакустика. – 2003. – Вып. 4. – С. 37 – 48.
69. Жук С.Я., Ковалев В.И. Многоальтернативное решающее последовательное правило с использованием значений только нижних порогов // Математичні машини и системи. – 2000. – № 2, 3. – С. 125 – 131.
70. Жук С.Я., Ковалев В.И. Определение порогов последовательного критерия простого дополнения в задаче многоальтернативной проверки гипотез // Математичні машини и системи. – 1999. – № 3. – С. 15 – 20.
71. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: ЛГУ, 1983. – 240 с.
72. Зверев В.А. Радиооптика. – М.: Сов.радио, 1975. – 304 с.
73. Ильичев В.И., Калужный А.Я., Красный Л.Г., Лапий В.Ю. Статистическая теория обнаружения гидроакустических сигналов. – М.: Наука, 1992. – 415 с.
74. Какалов В.А. Об измерении углов скольжения компонент многолучевого сигнала // Труды 4 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. – Новосибирск, 1973. – С. 110 – 121.
75. Калужный А.Я. Лучевое представление поля эхолокационных сигналов в слоисто-неоднородной среде при сложном движении приемно-

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

излучающих антенных систем // Акустический журнал. – 1994. – Т. 40, № 4. – С. 599 – 605.

76. Калюжный А.Я. Оптимизация пространственно-временной обработки эхолокационных сигналов в условиях сложного движения приемо-излучающих антенных систем // Акустический журнал. – 1996. – Т. 42, № 1. – С. 70 – 75.

77. Караваев В.В., Сазонов В.В. Основы теории синтезированных антенн. – М.: Сов. радио, 1974. – 167 с.

78. Клячкин В.И. Вероятностные задачи статистической гидроакустики. Ч. 1. Гранично-контактные задачи. – С.-Петербург: Наука, 2007. – 629 с.

79. Кнопов П.С. Оптимальные оценки параметров стохастических систем. – К.: Наукова думка, 1981. – 151 с.

80. Коваленко И. Н., Кузнецов Н.Ю., Шуренков В.М. Случайные процессы: Справочник. – К.: Наукова думка, 1983. – 366 с.

81. Колмогоров А.Н. Основные понятия теории вероятностей. – М.: ОНТИ, 1936. – 175 с.

82. Королюк В. С. Стохастичні моделі систем. – К.: Либідь, 1993. – 136 с.

83. Королюк В.С. и др. Справочник по теории вероятностей и математическая статистика. – М.: Наука, 1985. – 637 с.

84. Корякин Ю.А., Лисс А.Р., Рьжиков А.В. Концепция создания систем обработки сигналов в гидроакустике на базе отечественной микроэлектроники // Морская радиоэлектроника. – 2006. – № 1 (15). – С. 30 – 33.

85. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника: состояние и актуальные проблемы. – С.-Петербург: Наука, 2004. – 410 с.

86. Кравцов Ю.А. Случайность, детерминированность, предсказуемость // Успехи физических наук. – 1989. – Т. 158, Вып. 1. – С. 93 – 122.

87. Кубенко В.Д., Бабаев А.А. Влияние кабельного тракта на работу цилиндрического пьезоизлучателя в нестационарных режимах // Прикладная механика. – 1997. – Т. 33, № 11. – С. 46 – 51.

88. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ; Под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. – 567 с.

89. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. – 454 с.

90. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. радио, 1976. – Т. 3. – 285 с.

91. Лейкин Д.Е. О пространственно-временной обработке поля движущегося источника // Акустический журнал. – 1987. – Т. 33, № 2. – С. 281 – 286.

92. Лейко А.Г., Шамарин Ю.Е., Ткаченко В.П. Подводные акустические антенны. Методы расчета звуковых полей. – К.: Аванпостприм, 2000. – 320 с.

93. Лейко Н.С., Маяцкий В.И. О статистических свойствах диаграмм направленности и выборе номинальных параметров Дольф-Чебышевских решеток // Антенны. – М.: Связь, 1971, № 12. – С. 3 – 12.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

94. Леман Е. Проверка статистических гипотез / Пер. с англ; Под ред. Ю.В. Прохорова. – М.: Наука, 1971. – 375 с.
95. Лисс А.Р., Рыжиков А.В., Шенгелия М.В. Снижение аппаратных затрат при пространственной обработке сигналов с использованием алгоритма «быстрой свертки» // Гидроакустика. – 2000. – Вып. 2. – С. 28-37
96. Лялько В.І., Попов М.О. Інтеграція геоінформаційних, космічних та інтернет-технологій – основа об'єктивної, оперативної та вірогідної інформації про Землю // Геоінформатика. – 2004. – № 4. – С. 63 – 69.
97. Марпл мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ.; Под ред. И.С. Рыжака. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
98. Маяцкий В.И. Синтез дискретных антенн с оптимальными средними диаграммами направленности // Радиотехника и электроника. – 1967. – Т. XII, № 12. – С. 2118 – 2122.
99. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи / Пер. с англ. Под ред. Б.Р. Левина. – М.: Сов. радио, 1962. – Т. 2. – 831 с.
100. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи.– М.: Сов. радио, 1962. – Т. 2. – 832 с.
101. Монзиго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки / Пер. с англ.; Под ред. В.А. Лексаченко. – М.: Радио и связь, 1986.– 447 с.
102. Морс Ф.М., Фешбах Г. Методы теоретической физики. – М.: Изд-во иностр. лит., 1969. – Т. 1. – 886 с.
103. Морской энциклопедический словарь: В 2 т. / Гл. ред. Н.Н. Исанин. – Л.: Судостроение, 1986. – Т. 1 – 2.
104. Найт У.С., Придэм Р.Г., Кей С.М. Цифровая обработка сигналов в гидролокационных системах // ТИИЭР. – 1981. – Т. 69, № 11. – С. 84 – 155.
105. Новиков В.М., Коцюба А.М. Основи метрології та метрологічна діяльність. – К.: Нора-принт, 2001. – Ч. 2. – 210 с.
106. Ольшевский В.В. Статистические методы в гидролокации. – Л.: Судостроение, 1973.
107. Ольшевский В.В. Статистические свойства морской реверберации. – М.: Наука, 1966. – 202 с.
108. Опякин Б.В., Соловьев В.Г., Яковлев А.Д. Электронная стабилизация характеристик направленности гидроакустической антенны при качке корабля // Гидроакустика. – 2004. – Вып. 5. – С. 115-125.
109. Осташев В.Е. Закон преломления звукового луча в стратифицированной движущейся атмосфере // Акустический журнал. – 1985. – Т. 31, № 2. – С. 225 – 228.
110. Осташев В.Е. Распространение звука в движущихся средах.– М.: Наука, 1992. – 203 с.
111. Осташев В.Е. Эффект Доплера в движущейся среде и изменение направления распространения звука, излученного движущимся источником // Акустический журнал. – 1988. – Т. 34, № 4. – С. 700 – 705.
112. Петровский В.С. Нестационарные задачи гидроакустики. – Л.: Судостроение, 1988. – 264 с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

113. Подводная акустика и обработка сигналов / Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 484 с.
114. Поддубный В.И., Холопова В.В. К исследованию нелинейной динамики системы нить переменной длины – тело в потоках жидкости // Прикладная механика. – 1993. – Т.29 (39), № 5. – С. 67 – 73.
115. Полканов К.И., Лоскутова Г.В. Пространственно-частотные и частотно-волновые методы описания и обработки гидроакустических полей. – С.-Петербург: Наука, 2007. – 348 с.
116. Пономарев В.В., Шарфарец Б.Г. Оценка влияния движения направленного излучателя на характер его поля в регулярном волноводе // Акустический журнал. – 1992. – Т. 38, № 3. – С. 562–567.
117. Попов М.А., Станкевич С.А. Методы оптимизации числа спектральных каналов в задачах обработки и анализ данных дистанционного зондирования Земли // Сб. «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса». – М.: РАН – ИКИ, 2006. – Т. 1, Вып. 3. – С. 106 – 112.
118. Потороча В.В., Самойленко В.Г., Самойленко Ю.І. Неперервно диференційована залежність розв'язку виродженої системи диференціальних рівнянь від параметра // Доп. НАН України. — 2006. — № 12. — С. 19 – 24.
119. Применение цифровой обработки сигналов / Под ред. Э. Оппенгейма; Пер. с англ.; Под ред. А.М. Рязанова. – М.: Мир. 1980. – 552 с.
120. Проблемы акустики океана / Отв. ред. Л.М. Бреховских. – М.: Наука, 1984. – 222 с.
121. Пространственно-временная обработка сигналов / Под. ред. И.Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
122. Пугачев В.С. Теория случайных функций. – М.: Изд-во физ.-мат. литературы, 1962. – 883 с.
123. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Пер. с англ.; Под ред. Ю.Н. Александрова. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
124. Распространение звука в флюктуирующем океане / Пер. с англ.; Под ред. Л.М. Бреховских. – М.: Мир, 1982. – 336 с.
125. Резник А.М. О структуре оптимального приемника для обнаружения локального источника сигнала в поле шумовой помехи // Радиотехника и электроника. – 1965. – № 6. – С. 979 – 986.
126. Резник А.М. О шумовом поле внутри сферы конечного радиуса, создаваемом слоем простых источников, расположенных на ее поверхности // Акустический журнал. – 1965. – Т. XI, Вып. 1. – С. 79 – 83.
127. Резник А.М. Оценка ширины максимума спектральной функции поля сигнала по величине радиуса поперечной корреляции // Акустический журнал. – 1968. – Т. XIV, Вып. 3. – С. 478 – 479.
128. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. – М.: Сов. радио, 1977. – 432 с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

129. Ривкин С.С. Стабилизация измерительных устройств на качающемся основании. – М.: Наука, 1978. – 294 с.
130. Рогозовский О.А. К построению оптимальных приемников полигармонических сигналов с нерэлеевским распределением амплитуд гармоник // Труды 3 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике. Новосибирск, 1972. – С. 292 – 301.
131. Розов А.К. Обнаружение сигналов в нестационарных гидроакустических условиях. – Л.: Судостроение, 1987. – 130 с.
132. Рыжиков А.В., Барсуков Ю.В. Системы и средства обработки сигналов в гидроакустике. – С.-Петербург: ЛЭТИ, 2007. – 328 с.
133. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. – М.: Наука, 1978. – Ч. 2: Случайные поля. – 464 с.
134. Самойленко Ю.И. Физически возможные свойства оптимально управляемых ансамблей микрочастиц // Журн. общисл. та приклад. математики. – 2004. – № 2. – С. 130.
135. Саморуков С.Б. Влияние движения системы звукоприемников на выходное отношение сигнал помеха // Акустический журнал. – 1988. – Т. 34, № 3. – С. 516 – 521.
136. Сверхбольшие интегральные схемы и современная обработка сигналов / Под ред С. Гуна, Х. Уайтхауса, Т. Кайлата. – М.: Радио и связь, 1989. – 472 с.
137. Скольник М. (ред.) Справочник по радиолокации. – / Пер. с англ. под общей ред. К.Н. Трофимова. – М.: Сов. радио, 1976. – Т. 1: Основы радиолокации. – 455 с.
138. Скороход А. В. Лекції з теорії випадкових процесів. – К.: Либідь, 1990. – 168 с.
139. Скучик Е. Основы акустики / Пер. с англ; Под ред. Л.М. Лямшева. – М.: Мир, 1976. – Т. 1. – 520 с.
140. Скучик Е. Основы акустики / Пер. с англ; Под ред. Л.М. Лямшева. – М.: Мир, 1976. – Т. 2. – 542 с.
141. Словник з дистанційного зондування Землі / За ред. В.І. Лялько і М.О. Попова. – К.: СМП “АВЕРС”, 2004. – 170 с.
142. Смаришев М.Д. Направленность гидроакустических антенн. – Л.: Судостроение, 1973. – 278 с.
143. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. – М.: Сов. радио, 1978. – 320 с.
144. Справочник по гидроакустике / А.П. Евтюхов, Е.А. Корепин и др. – 2-е изд. – Л.: Судостроение, 1988. – 400 с.
145. Справочник по теории корабля: В 3 т. / Под ред. Я. И. Войткунского. – Л.: Судостроение, 1985. – Т 2: Статика судов. Качка судов. – 440 с.
146. Сухаревский Ю.М. Эффект снижения акустических полей объектов гидролокации в совокупности физических условий океана и критерии

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- акустической скрытности этих объектов. // *Акустический журнал*. – 1999. – Т. 45, Вып. 2. С. 264 – 270.
147. Теория обнаружения сигналов / Под ред. П.А. Бакута. – М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
148. Терминологический словарь справочник по гидроакустике / Под ред. А.Е. Колесникова. – Л.: Судостроение, 1989. – 368 с.
149. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
150. Тупысев А. Н. Радиолокационное наблюдение в условиях качки. – Л.: ВМОЛА, 1965. – 304 с.
151. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 336.
152. Федоровский А.Д., Козлов З.В. Модель усвоения информации ДЗЗ в экологическом мониторинге // *Доповіді Національної академії наук України*. – 2004. – № 11. – С. 134 – 138.
153. Федоровский А.Д., Никифорович Е.И., Приходько Н.А. Процессы переноса в системах газ-жидкость. – К.: Наукова думка, 1988. – 255 с.
154. Флатте К. Распространение звука в флюктуирующем океане / Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 336 с.
155. Хьюбер П. Робастность в статистике / Пер. с англ. под ред. И.Г. Журбенко. – М.: Мир, 1984. – 303 с.
156. Чайковский В.И. Обнаружение сигналов и пространственная локализация их источников на основе спектрального анализа // *Труды 6 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике*. – Новосибирск, 1975. – С. 242 – 250.
157. Чернов Л.А. Волны в случайно-неоднородных средах. – М.: Наука, 1975. – 165 с.
158. Шендеров Е.Л. Волновые задачи гидроакустики. – Л.: Судостроение, 1972. – 352 с.
159. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
160. Шишлянникова В. Н., Шишлянникова С. Н. Численные и графические методы. – Рига: РИИГВФ, 1963. – 314 с.
161. Шотский Б.И. Корреляционная функция и спектр реверберации ЧМ и тональных импульсов // *Труды 1 всесоюзной школы-семинара по гидроакустике*. – Новосибирск, 1970. – С. 46 – 50.
162. Applebaum S.P. Adaptive arrays // *IEEE Trans. Antennas and Propag.* – 1976. – Vol. 24, № 9. – P. 585 – 598.
163. Baker B.B., Deebel W.R., and Geisenderfer R.D. (eds.) *Glossary of oceanographic terms*. – 2d ed. – U.S. Oceanogr. Office Spec. Publ. SP-35, 1966.
164. Battyshin I., Kasprzyk J., Sheremetov L., Zadeh L.A. (Eds.) *Perception-based Data Mining and Decision Making in Economics and Finance*. Series: *Studies in Computational Intelligence*. – Springer, 2007. – Vol. 36. – 368 p.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

165. Brandenburg W. A point model for the dynamics of towed arrays // Proc. IEEE Int. Conf. ICASSP'84. – 1984. – Vol. 3. – P. 40.3.1 – 40.3.4.
166. Callow H.J. Signal processing for synthetic aperture sonar image enhancement. A thesis for the degree of Ph.D., University of Canterbury, New Zealand. – 2003. – 273 p.
167. Chatillon J., Bouhier M.E., Zakharia M. Synthetic aperture sonar for seabed imaging: relative merits of narrow-band and wide-band approaches // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol.17(1). – P. 95 – 105.
168. Cooley J.W., Tukey J.W. An algorithm for the machine computation of complex Fourier series // Math. Comp. – 1965. – № 19. – P. 297 – 301.
169. Crownover R.M. Introduction to fractals and chaos. – Boston – London: Jones and Bartlett Pub., Inc., 1995. – 195 p.
170. Edelson G. S., Tufts D.W On the ability to estimate narrow-band signal parameters using towed arrays // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 48 – 61.
171. Farrier D.R., Durrani T.S., and Nightingale J.M. Fast beamforming techniques for circular arrays // J. Acoust. Soc. Am. – 1975. – Vol. 58 (4). – P. 920 – 922.
172. Fawcett J. A. Synthetic aperture processing for a towed array and a moving source // J. Acoust. Soc. Am. – 1993. – Vol. 94(5). – P. 2832 – 2837.
173. Fawcett J.A., Maranda B.H. A hybrid target motion analysis/matched-field processing localization method // J. Acoust. Soc. Am. – 1993. – Vol. 94(3), Pt. 1. – P. 1363 – 1371.
174. Ferguson B.G. Comparison of sharpness and eigenvector methods for towed array shape estimation // J. Acoust. Soc. Am. – 1992. – Vol. 91(3). – P. 1565 – 1570.
175. Ferson S., Kreinovich V. Ginzburg L., Myers D.S., Sentz K. Constructing Probability Boxes and Dempster-Shafer Structures. Sand report SAND2002-4015. – 2003. – 143 p.
176. Foo K.Y., Atkins P., Collins T. Robust underwater imaging with fast broadband incoherent synthetic aperture sonar // IEEE Proc. of ICASSP-03. – 2003. – Vol. 5. – P. v17 – v20.
177. Frost III. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing // Proc. IEEE. – 1972. – Vol. 60, № 8. – P. 926 – 935.
178. Gorban I.I. Mobile sonar systems: optimization of space-time signal processing. – Kiev: Naukova dumka, 2008. – 236 p.
179. Gorban I.I. New approach in optimization of space-time signal processing in hydroacoustics. – Nice, France: The course notes of the tutorial on the conference IEEE Ocean'98. – 1998. – 69 p.
180. Gorban I.I. Space-time signal processing algorithms for moving antenna // IEEE Ocean'98, Conference Proceedings. – 1998. – Vol. 3. – P. 1613 – 1617.
181. Gorban I.I. Space-time signal processing for moving antennae // Elsevier, Advances in Engineering Software. – 2000. – Vol. 31. – P. 119 – 125.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

182. Gough P.T., Hayes M.P., Wilkinson D.R. An efficient image reconstruction algorithms for a multiple hydrophone array synthetic aperture sonar // Proc. 5th European Conf. on Underwater Acoustics. – Lyon, France. – 2000. – P. 395 – 400.
183. Griffiths L. A simple adaptive algorithm for real-time processing in antenna arrays // Proc. IEEE. – 1969. – Vol. 57, № 10. – P. 1696 – 1704.
184. Hicks, B. L. et. all. The Spectrum of X-band Radiation Backscattered from the Sea Surface // J. Geophys. Res. – 1960. – Vol. 65, March. – P. 825 – 837.
185. Hodgkiss W.S. The effects of array shape perturbation on beamforming and passive ranging // IEEE J. Oceanic Eng. – 1983. – Vol. 8(3). – P. 120 – 130.
186. Hogben, N., and Lumb F.E. Ocean wave statistics. – London: Ministry of Technology, H.M. Stationery Office, 1967.
187. Kubenko V., Kruk L., Dzyuba V. Interaction of cylindrical and spherical bodies in flowing ideal liquid // Proc. 7th Internat. Conf. on Flow-Induced Vibration, Switzerland. – 2000. – P. 427 – 436.
188. Lee H. Motion compensation by phase correction for synthetic aperture side-scan sonar imaging // Int. J Imaging Systems Technology, Wiley Periodicals. – 2005. – Vol. 14(6). – P. 259 – 261.
189. Manski, C. Partial Identification of Probability Distributions. – N.Y.: Springer-Verlag, 2003.
190. Maranda B. H., Fawcett J. A. Localisation of a manoeuvring target using simulated annealing // J. Acoust. Soc. Am. – 1993. – Vol. 94(3), Pt. 1. – P. 1376 – 1384.
191. McLellen, H. J. Elements of Physical Oceanography. – N. Y.: Pergamon Press, 1965.
192. Middleton D. Characterization of Active Underwater Acoustic Channels. Part 1, 2. Tech. Rep. ARL-TR-74-61. Applied Research Labs. University of Texas at Austin, 1974.
193. Nuttall A.H. The maximum likelihood estimator for acoustic synthetic aperture processing // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 26 – 29.
194. Patent of USA N4001763, G01s 9/66, 1975.
195. Pridham R.G., Mucci R.A. A novel approach to digital beamforming // J. Acoust. Soc. Amer. – 1978. – Vol. 63, № 3. – P. 425 – 434.
196. R. von Mises Mathematical theory of probability and statistics / Edited and complemented by H. Geiringer. – N.Y. and London: Acad. Press, 1964. – 232 p.
197. Rolt K.D., Schmidt N. Azimuthal ambiguities in synthetic aperture sonar and synthetic aperture radar imagery // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 73 – 79.
198. S.P. Shary A new technique in systems analysis under interval uncertainty and ambiguity // Reliable Computing. – 2002. – Vol. 8, № 5. – P. 321 – 419.
199. Stergiopoulos S., Sullivan E.J. Extended towed array processing by an overlap-correlator // J. Acoust. Soc. Am. – 1989. – Vol. 86. – P. 158 – 171.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

200. Stergiopoulos S., Urban H. A new passive synthetic aperture technique for towed arrays // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 16 – 25.
201. Van Trees H. L. Optimum Array Processing. – New York: John Wiley & Sons, 1971.
202. Williams J.R. Fast beamforming algorithm // J. Acoust. Soc. Am. – 1968. – Vol. 44. – P. 1455.
203. Williams R., Harris B. Passive acoustic synthetic aperture processing techniques // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 8 – 15.
204. Winograd S. On computing the discrete Fourier transform // Math. Computation. – 1978. № 32. – P. 175-199.
205. Yen C.N., Carey W. Application of synthetic aperture processing to towed array data // J. Acoust. Soc. Am. – 1989. – Vol. 86. – P. 754 – 765.
206. Yen N. A circular passive synthetic array: an inverse problem approach // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 40 – 47.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

- Алгоритм БПФ
 - Винограда 4
 - Кули – Тьюки 4
 - быстрой свертки 4
 - расширенной обработки быстрый когерентного сигнала 4.2
 - стохастического сигнала 4.3
 - секционированной обработки 5
 - быстрый для антенны сложной конфигурации 5.2
 - подвижной антенны 5.3
 - линейной антенны 5.1.3
 - с подавлением локальной помехи 5.4
 - в процессе формирования веера характеристик направленности 5.4.1
 - после формирования веера характеристик направленности 5.4.2
- антенна дискретная (антенная решетка) 1.3
 - жесткой конструкции 1.3
 - незвукопрозрачная 5.2.4
 - мягкой конструкции 1.3
 - непрерывная 1.3

В

- Вектор интенсивности П2.5
 - пространственных частот 1.6.3
 - Умова – Пойтинга П2.5

- , модуль П2.5
- вероятность
 - ложной тревоги 3.3.1
 - правильного обнаружения 3.3.1
- волна морская П3
 - поперечная П2.6
 - продольная П2.6

Г

- ГПБА (гибкая протяженная буксируемая антенна) 1.3

Д

- Дисперсия белого шума 1.7
 - локальной помехи 1.7

З

- Закон Снеллиуса П2
- зона Фраунгофера (дальняя) 1.6.1
 - Френеля (ближняя) 1.6.1
- зыбь П3

И

- Измерение местоположения элементов антенны 1.3
- интеграл вероятности 3.3.1
- интервал когерентности 1.6.4
 - наблюдения (см. область наблюдения)
 - – расширенный 5.1.1
 - поперечной корреляции 1.6.4
 - продольной корреляции 1.6.4

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

интерполяция при расширенной
обработке 4.4

К

Качка бортовая 1.2
– вертикальная 1.2
–, дополнительные виды
–, основные виды 1.2
– килевая 1.2
–, основные виды 1.2
– поперечно-горизонтальная 1.2
– продольно-горизонтальная 1.2
корреляционная функция
 пространственно-временная 1.6.3
коэффициент отражения П2.5
– преломления П2.5
критерий оптимальности 2.1.1

М

Матрица
– информационная Фишера 3.1.1
– поворота (вращения) 1.3
метод
– обработки быстрый
 многоканальный 4, 5
– с расширением выборки поля
 (с добавлением нулевых отсчетов
 или расширенной обработки) 4.1,
 4.1.1
– оптимизации обработки
– – когерентного сигнала 2.1.3,
 2.1.4, 2.1.5
– – – стохастического сигнала 2.2.2,
 2.2.3
модель сигнала (см. сигнал)
– помехи (см. помеха)
море глубокое 1.6.1
– мелкое 1.6.1

Н

Неоднозначность определения
 направления прихода сигнала 1.1
– – – –, устранение 1.1, 3.1.3, 3.2.3
неравенство Крамера – Рао 3.1.1

нормализация 3.3.1

О

Область (интервал) наблюдения 1.4
– – – – временная 1.4
– – – – пространственная 1.4
– – – – пространственно-временная
 1.4
– – – – расширенная 4.1, 5.1.1
– – – – параллелепипедообразная
 4.1
– – – – цилиндрическая 4.1
обработка
– когерентного сигнала 2.1.1
– – – – многоволнового 2.4.1
– – – – при когерентной локальной
 составляющей 2.3.2
– – – – при некоррелированной
 помехе 2.1.2
– – – – при многокомпонентной
 помехе 2.3.1
– – – – при многолучевом
 распространении 2.4.3
– – – – при многомодовом
 распространении 2.4.3
– – – – при стохастической локальной
 составляющей 2.3.1
– секционированная 5
– стохастического сигнала 2.2.1
– – – – многоволнового 2.4.2
– – – – при когерентной локальной
 составляющей 2.3.3
– – – – при многолучевом
 распространении 2.4.3
– – – – при многомодовом
 распространении 2.4.3
отношение
– правдоподобия 2.2.1
– сигнал-помеха (ОСП) 3.2.1, 3.3.1
оценка совместная параметров 3.3.1

П

Параметр информативный 1.6.2

- неинформативный (несущественный) 1.6.2
- пачка сигналов 1.6.1
- когерентная не флуктуирующая 1.6.2
- частично когерентная 1.6.2
- дружно флуктуирующая 1.6.2
- недружно флуктуирующая 1.6.2
- частотно-модулированных 1.6.1
- ПВОС расширенная для когерентного сигнала 4.1.1
- стохастического сигнала 4.1.2
- перемещение
- аperiodическое линейное 3.1.2
- периодическое линейное 3.1.2
- центра массы орбитальное 1.2
- плотность мощности спектральная 1.6.3
- взаимная 1.6.3
- помехи 2.2.2
- локальной помехи 1.7
- распределенной помехи 1.7
- площадь рассеяния эффективная 1.6.2
- поворот
- аperiodический 3.1.2
- периодический 3.1.2
- помеха 1.5
- анизотропная 1.7
- изотропная 1.7
- многоволновая 1.7
- многолучевая 1.7
- многомодовая 1.7
- некоррелированная по пространству и времени (белый шум) 1.7
- нестационарная локальная когерентная 1.7
- однородная 1.7
- распределенная по пространству 1.7
- стационарная 1.7

- стохастическая (случайная) 1.5
- локальная 1.7
- помехоустойчивость 3.2
- потери помехоустойчивости для быстрого алгоритма расширенной обработки 4.4
- преобразование Фурье дискретное (ДПФ) 4
- быстрое (БПФ) 4
- процесс стационарный 1.6.3
- однородный 1.6.3

Р

- Разрешение по частоте 5.1.2
- распределение
- гамма 1.6.2
- гауссовское 1.6.2
- логнормальное 1.6.2
- Накагами 1.6.2
- Сверлинга 1.6.2
- экспоненциальное 1.6.2
- рефракция 1.6.1

С

- Свертка быстрая 4
- секция нерасширенная 5.1.2
- расширенная 5.1.1, 5.1.2
- сигнал 1.5
- гармонический (тональный) 1.6.1
- детерминированный 1.6.1
- квазидетерминированный 1.6.2
- когерентный 1.6.2
- многоволновой 1.6.2
- многолучевой 1.6.2
- многомодовый 1.6.2
- полигармонический 1.6.1
- простой 1.6.1
- сложный 1.6.1
- стационарный 1.6.3
- стохастический (случайный) 1.6.1, 1.6.2
- с частотной модуляцией 1.6.1
- линейной (ЛЧМ) 1.6.1
- узкополосный 1.6.1

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- частично-когерентный 1.6.2
- частотно-манипулированный 1.6.1
- шумовой 1.6.1
- спектр временной 1.6.2
- , дискретные составляющие 1.6.1
- помехи локальной 1.7
- принимаемых колебаний 2.1.4
- секции копии сигнала расширенный 5.1.1
- – принимаемых колебаний 5.1.1
- сигнала 2.1.4
- , сплошная часть 1.6.1
- частотно-волновой 1.6.3
- – помехи 2.1.3
- – принимаемых колебаний 2.1.3
- – сигнала 2.1.3
- среда «локально однородная» П1.3
- неоднородная 1.6.1
- стабильность частоты 1.6.4
- субантенна кольцевая 5.2
- линейная 5.2

Т

- Точность
- измерения (оценки)
- – – направления прихода сигнала 1.1
- – – – –, повышение 1.1
- – – параметров сигнала 3.1

У

- Угол дифферента П4
- крена П4
- рыскания П4
- уравнение Фредгольма 1.2.1

Ф

- Фаза начальная 1.6.2
- функционал правдоподобия 1.2.1
- функция
- Грина 1.6.2
- – локальной помехи 1.6.2
- – сигнала 1.6.2

Э

- Эффект Доплера П1

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

Список сокращений

БПФ – быстрое преобразование Фурье;
ГПБА – гибкая протяженная буксируемая антенна;
ПВОС – пространственно-временная обработка сигнала;
ОСП – отношение сигнал-помеха;
СКО – среднеквадратическое отклонение.

Обозначения греческими буквами

α – угол, описывающий направление прихода волны, угол падения, угловое расстояние между первоначальным и конечным положением приемника или угол Эйлера;

α_c – критический угол падения;

$\alpha_k, \beta_k, \gamma_k$ – углы Эйлера – Крылова;

$\dot{\alpha}(\vec{\beta})$ – функция, учитывающая зависимость сигнала от вектора неинформативных параметров $\vec{\beta}$;

$\alpha(k)$ – параметр, характеризующий потери помехоустойчивости;

α_d – угол анизотропии;

α_μ – угол прихода плоской волны из μ -го направления;

β – случайный неинформативный (несущественный) скалярный параметр сигнала, вероятность ложной тревоги, угол отражения или угол Эйлера;

$\vec{\beta}$ – случайный неинформативный (несущественный) векторный параметр сигнала;

γ – отношение сигнал-помеха, угол преломления или угол Эйлера;

$\gamma(k)$ – отношение сигнал-помеха после этапа пространственной обработки для рассматриваемого алгоритма обработки;

$\gamma_0(k)$ – отношение сигнал-помеха после этапа пространственной обработки для оптимального алгоритма обработки;

$\Gamma(m)$ – гамма-функция;

$\delta(t)$ – дельта-функция;

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

<p>δf – стабильность частоты;</p> <p>$\Delta\alpha$ – угол между двумя направлениями движения приёмного элемента;</p> <p>$\Delta\beta$ – смещение угла отражения;</p> <p>$\Delta\gamma$ – смещение угла преломления;</p> <p>$\Delta\chi_{cor}$ – интервал продольной пространственной корреляции сигнала;</p> <p>$\Delta\chi_{\perp cor}$ – интервал поперечной пространственной корреляции сигнала;</p> <p>$\Delta\varphi_q$ – угловое расстояние между приёмниками в q-ой субантенне;</p> <p>$\Delta\omega$ – разрешение по круговой частоте;</p> <p>$\Delta\tilde{\omega}_c$ – разрешение по круговой частоте при секционированной обработке;</p> <p>$\Delta\omega K_0$ – нижняя граничная круговая частота рабочего диапазона частот;</p> <p>Δf – полоса частот сигнала или разрешение по частоте;</p> <p>$\Delta\tilde{f}_c$ – разрешение по частоте при секционированной обработке;</p> <p>$\Delta x\vec{l}$ – координаты узлов параллелепипедообразной сетки;</p> <p>$(\Delta r l_r, \Delta\varphi l_\varphi, \Delta z l_z)$ – координаты узлов цилиндрической сетки;</p> <p>$\Delta r \times \Delta\varphi \times \Delta z$ – размеры ячеек цилиндрической сетки;</p> <p>Δt – интервал дискретизации во времени;</p> <p>Δx – интервал дискретизации по пространству (размер ячеек параллелепипедообразной сетки) или</p>	<p>максимальное смещение положения приемников;</p> <p>ΔF – полоса пропускания преселектора или девиация частоты;</p> <p>ΔF_m – полоса частот m-ой секции сигнала;</p> <p>ε – амплитудный множитель когерентного сигнала;</p> <p>$H(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая структуру оптимальной обработки стохастического сигнала;</p> <p>$H_0(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая структуру оптимальной обработки стохастического сигнала для расширенной выборки поля;</p> <p>θ – угол крена;</p> <p>ϑ – угол места;</p> <p>ϑ_{μ_q} – угол места, определяющий μ-е направление прихода сигнала в базисе $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$;</p> <p>$\Theta$ – амплитуда крена;</p> <p>λ – длина волны;</p> <p>$\vec{\lambda}$ – информативный (существенный) векторный параметр сигнала;</p> <p>$\vec{\lambda}_l$ – вектор, характеризующий параметры локальной помехи;</p> <p>$\vec{\lambda}_{lx}$ – параметр, характеризующий направление прихода локальной составляющей помехи;</p> <p>$\vec{\lambda}_{sx}$ – параметр, характеризующий направление прихода сигнала;</p> <p>$\vec{\lambda}_t$ и $\vec{\lambda}_x$ – векторы, образованные соответственно временными и пространственными компонен-</p>
--	--

тами информативного вектора $\vec{\lambda}$;

$\vec{\lambda}_{tr}$ – временная компонента информативного вектора, соответствующая r -ой волне;

$\vec{\lambda}_{xr}$ – пространственная компонента информативного вектора, соответствующая r -ой волне;

μ – волновой параметр сигнала;

$\mu_s(k)$, $\mu_l(k)$ – целочисленные параметры, связанные с направлениями прихода сигнала и локальной составляющей помехи;

$\mu'_s(k)$ – параметр, характеризующий неокругленное значение направления прихода сигнала;

$\mu_m(k)$ – целочисленный параметр, характеризующий приближенно в момент времени $\bar{t}_m = \Delta t \bar{L}_m$ направление прихода локальной составляющей помехи;

$\mu_{sm}(k)$ – целочисленный параметр, характеризующий приближенно в момент времени $\bar{t}_m = \Delta t \bar{L}_m$ направление прихода сигнала;

$\mu_r(\vec{\lambda}_r)$ – энергия r -ой волны;

ν – параметр, характеризующий доплеровские искажения сигнала;

$\vec{\xi}$ – вектор, компоненты которого характеризуют регулярные составляющие поворота носителя вокруг осей;

$\xi(k)$ – отношение спектральных плотностей мощности локальной и некоррелированной составляющих помехи;

ξ_0 – параметр, характеризующий отношение угла поворота антенны за время T к ширине раствора характеристик направленности;

ρ – плотность среды;

$P(\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_l)$ – пространственно-временная функция неопределённости;

$P_m(f, \vec{\lambda}_{st}, \vec{\lambda}_{lx})$ – пространственная функция неопределённости;

σ_l^2 – дисперсия локальной помехи;

$\sigma_{H_0}^2$ и $\sigma_{H_1}^2$ – дисперсии отклика при гипотезах H_0 и H_1 соответственно;

σ_0^2 – дисперсия белого шума (некоррелированной составляющей помехи);

τ – время распространения сигнала от излучателя к приемнику;

τ' – производная по времени задержки τ ;

$\bar{\tau}$ – средний период морских волн;

τ_c – интервал когерентности сигнала;

$\tau(t, \vec{x})$ – задержка принятых колебаний;

Φ – начальная фаза когерентного сигнала, пеленг или угол рыскания;

$\vec{\Phi}_\gamma$ – вектор, описывающий начальные фазы поворотов носителя;

Φ_{μ_q} – пеленг, определяющий μ -ое направление прихода сигнала в базисе $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$;

Φ_n – начальная фаза n -ой дискретной составляющей сигнала;

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

$\varphi_{p,q}$ – угол, задающий положение p -го элемента q -ой субантенны;

$\vec{\varphi}$ – волновой вектор;

$\vec{\varphi}_0$ – вектор начальных фаз гармонических перемещений антенны вдоль пространственных осей;

Φ – амплитуда рыскания;

Φ_i, Φ_r, Φ_t – потенциалы скорости соответственно падающей, отраженной и преломленной волн;

$\Phi(t)$ – фаза колебания;

$\Phi(x)$ – интеграл вероятности;

$\dot{\Phi}_N(f, \vec{\varphi})$ – частотно-волновой спектр помехи;

$\dot{\Phi}_S(f, \vec{\varphi})$ – частотно-волновой спектр сигнала;

Ψ – угол дифферента;

Ψ – амплитуда дифферента;

$\vec{\omega}_\gamma$ – вектор, описывающий круговые частоты поворотов носителя;

$\vec{\omega}'_\mu(k, m)$ – ближайший к

$A_m \Delta \vec{\omega}_c(k + K_0) \vec{n}_\mu$ элемент

множества $\Omega_w(k)$;

$\omega_i, \omega_r, \omega_t$ – круговые частоты соответственно падающей, отраженной и преломленной волн;

$\vec{\omega}_w(k, \mu)$ – вектор круговой пространственной частоты в системе координат $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$;

$\omega_w(k, \mu, q)$ – круговая пространственная частота, соответствующая базисному вектору \vec{e}'_{1q} ;

$\vec{\omega}_0$ – вектор круговых частот гармонических перемещений антенны вдоль пространственных осей;

Ω – пространственно-временная область наблюдения;

Ω_e – расширенная пространственно-временная область наблюдения;

\mathcal{G}_e – множество узлов неподвижной параллелепипедообразной пространственно-временной решетки;

Ω_m – пространственно-временная область наблюдения, соответствующая m -ой секции;

$\Omega_w(k)$ – множество значений вектора пространственных частот, соответствующих всем характеристикам направленности неподвижной антенны.

Обозначения латинскими буквами

a – параметр масштабирования;

\vec{a} – вектор ускорения носителя;

a_n – амплитуда n -ой дискретной составляющей сигнала;

A_i, A_r, A_t – амплитуды соответственно падающей, отраженной и преломленной волн;

A_q – матрица, определяющая ориентацию системы координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ в базисе $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$;

A_s – амплитуда сигнала;

$A(t)$ – матрица поворота (вращения) антенны;

$A_1(\gamma_1), A_2(\gamma_2), A_3(\gamma_3)$ – матрицы поворота вокруг осей;

$\vec{b}(\vec{\lambda})$ – вектор, описывающий структуру оптимальной обработки;

$\vec{b}(\vec{\lambda})$ – вектор, описывающий структуру оптимальной обработки при восстановлении колебаний;

$\vec{b}_0(\vec{\lambda})$ – расширенный вектор, описывающий структуру оптимальной обработки при восстановлении колебаний;

$b(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая структуру оптимальной обработки сигнала;

$\dot{b}_0(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая структуру оптимальной обработки сигнала для расширенной выборки поля;

\vec{B} – вектор, описывающий амплитуды поворотов носителя;

$\dot{B}(f, \vec{x}, \vec{\lambda})$ и $\dot{B}(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$ – функции, определяющие структуру оптимальной обработки когерентно-

го сигнала в спектральной области;

$\dot{B}_0(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая структуру оптимальной обработки когерентного сигнала в спектральной области для расширенной выборки поля;

$\dot{B}(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая в спектральной области структуру обработки стохастического сигнала;

$\dot{B}_v(\Delta\omega k, \Delta x \vec{l}, \mu)$ – дискретный спектр копии аналитического сигнала для расширенной выборки поля;

$\dot{B}_m(f, x, \vec{\lambda})$ и $\dot{B}_m(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda})$ – функции, определяющие структуру оптимальной обработки когерентного сигнала в спектральной области для m -ой секции;

$\dot{B}_m(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая в спектральной области структуру обработки стохастического сигнала для m -ой секции;

$\dot{B}_r(f, \vec{\varphi}, \vec{\lambda}_r)$ – функция, определяющая в спектральной области структуру обработки для r -ой волны многоволнового сигнала;

c – скорость звука в среде;

C – сложность (база) сигнала;

D – вероятность правильного обнаружения;

$\dot{D}(f, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая в спектральной области структуру пространственной части обработки стохастического сигнала;

$\dot{D}_m(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – функция, определяющая пространственную часть

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

- структуры обработки стохастического сигнала на m -ом интервале;
- $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$ – неподвижная система координат;
- $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ – система координат с базисным вектором \vec{e}'_{1q} , ориентированным вдоль оси q -ой субантенны;
- E – единичная матрица;
- f – частота сигнала (волны);
- f_0 – средняя частота сигнала или частота колебаний, воспринимаемых движущимся объектом;
- f_d – доплеровская частота сигнала;
- f_{d0} – средняя доплеровская частота;
- f_n – частота n -ой дискретной составляющей сигнала;
- $f(t, \vec{x}; \vec{\lambda})$ – плотность распределения вероятности принятого колебания;
- $f(\varphi - \varphi')$ – множитель, учитывающий экранирующие свойства антенны;
- f'_1 – производная частоты излучаемого колебания $f_1(t)$;
- F_0 – частота изменения скорости движения приемного элемента;
- F_d – амплитуда изменения доплеровской частоты;
- $g_d(f)$ – спектральная плотность мощности распределённой помехи;
- $g_l(f)$ – спектральная плотность мощности локальной помехи;
- $g_{lr}(f)$ – спектральная плотность мощности, соответствующая r -й волне локальной помехи;
- $g_N(\Delta\omega k)$ – спектральная плотность мощности помехи;
- $g_s(f)$ – спектральная плотность мощности сигнала;
- $g_{sr}(f)$ – спектральная плотность мощности r -го элементарного сигнала;
- g_0 – спектральные плотности мощности некоррелированной составляющей помехи;
- $\dot{G}_d(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – взаимная спектральная плотность мощности распределенной помехи;
- $\dot{G}_l(f, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_l)$ – функция Грина, соответствующая локальной помехе;
- $\dot{G}_{lr}(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{lr})$ – функция Грина, соответствующая r -й волне локальной помехи;
- $\dot{G}_N(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – взаимная спектральная плотность мощности помехи;
- $\dot{G}_s(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_x)$ – функция Грина сигнала (функция, описывающая искажения сигнала при его распространении в пространстве);
- $\dot{G}_{sr}(f, \vec{x}, \vec{\lambda}_{sr})$ – функция Грина сигнала, учитывающая форму r -ой волны;
- $\dot{G}_s(f, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – взаимная спектральная плотность мощности сигнала;

h – порог обнаружения;

i – номер приемного элемента (пространственного отсчета);

I – количество приемных элементов антенной решетки;

J – информационная матрица Фишера;

$\vec{J}_i, \vec{J}_r, \vec{J}_t$ – векторы интенсивности соответственно падающей, отраженной и преломленной волн;

k – частотный параметр сигнала;

\dot{K}_Φ – комплексный коэффициент отражения по потенциалу скорости;

\dot{K}_p, \dot{T}_p – коэффициенты отражения и преломления по давлению;

\dot{K}_U, \dot{T}_U – коэффициенты отражения и преломления по модулю вектора Умова – Пойтинга;

\dot{K}_V, \dot{T}_V – коэффициенты отражения и преломления по колебательной скорости;

$K_a(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – корреляционная функция помехи, распределенной по пространству;

$K_t(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_t)$ – пространственно-временная корреляционная функция стационарной локальной помехи;

$K_t(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda}_t)$ – пространственно-временная корреляционная функция нестационарной локальной помехи;

$K_N(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – пространственно-временная корреляционная функция помехи;

$K_N(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2)$ – пространственно-временная корреляционная функция стационарной помехи;

$K_N(\tau, \vec{\chi})$ – пространственно-временная корреляционная функция стационарной однородной помехи;

$K_S(t_1, t_2, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – пространственно-временная корреляционная функция шумового сигнала;

$K_S(\tau, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{\lambda})$ – пространственно-временная корреляционная функция стационарного шумового сигнала;

$K_S(\tau, \vec{\chi}, \vec{\lambda})$ – пространственно-временная корреляционная функция стационарного однородного шумового сигнала;

$K_{\vec{\lambda}}$ – матрица, характеризующая точность совместной оценки параметров вектора $\vec{\lambda}$;

$K_0(\tau, \vec{\chi})$ – корреляционная функция помехи, некоррелированной по пространству и времени;

l_0 – относительные потери;

L – количество элементов (узлов) множества \vec{L} или количество лопастей гребного винта;

L_1, L_2, L_3 – количество узлов параллелепипедаобразной сетки вдоль осей прямоугольной системы координат;

\vec{L} – множество узлов неподвижной параллелепипедаобразной пространственной решётки;

$\vec{L}(n)$ – подмножество узлов множества \vec{L} , ближайших на момент времени Δtn к приёмным элементам антенной решетки;

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

L_m, \bar{L}_m – номера временных отсчётов, соответствующие началу и середине m -й секции;

$L(Q/H_0)$ – функция правдоподобия при наличии сигнала (гипотеза H_0);

$L(Q/H_1)$ – функция правдоподобия при отсутствии сигнала (гипотеза H_1);

$L[u(t, \vec{x})/\bar{\lambda}]$ – отношение правдоподобия;

m_{H_0}, m_{H_1} – математические ожидания отклика при гипотезах H_0 и H_1 соответственно;

M – количество секций;

M_0 – оптимальное число секций;

n – номер временного отсчета или коэффициент преломления;

$n(t, \vec{x})$ – помеха, принимаемая антенной;

\vec{n} – вектор, характеризующий направление излучения сигнала;

\vec{n}_1 и \vec{n}_2 – векторы, характеризующие соответственно направление излучения сигнала излучателем и его переизлучение отражающим объектом;

\vec{n}_l – вектор, описывающий направление прихода локальной помехи, представляемой плоской волной;

$n_p(t, \vec{x})$ – p -я составляющая помехи, принимаемой антенной;

\vec{n}_{lr} – направление прихода r -ой волны локальной помехи;

\vec{n}_s – вектор, описывающий направление прихода сигнала, представляемого плоской волной;

\vec{n}_{sr} – направление прихода r -ой плоской волны сигнала;

\vec{n}_μ – направление прихода плоской волны из μ -го направления;

n_{μ_l} – направление прихода локальной составляющей помехи из μ_l -го направления;

n_{μ_s} – направление прихода сигнала из μ_s -го направления;

$\vec{n}_{1r_1}, \vec{n}_{0r_1}, \vec{n}_{0r_2}, \vec{n}_{2r_2}$ – векторы, характеризующие направление соответственно излучения источником r_1 -го луча, приема объектом r_1 -го луча, излучения объектом r_2 -го луча и приема приемником r_2 -го луча;

N – количество временных отсчётов или дискретное множество точек, соответствующих временному интервалу наблюдения T ;

N_{Π}, N_{Σ} – соответственно количество операций умножения и сложения;

N_μ – количество пространственных каналов;

N_{μ_q} – количество каналов обработки по углу места ϑ_{μ_q} ;

N_v – количество доплеровских каналов;

N_c – количество временных отсчётов в исходной (нерасширенной) секции;

\tilde{N}_c – количество временных отсчётов в расширенной секции;

$N(t, \vec{x})$ – пространственно-временное поле помехи;

$N_p(t, \vec{x})$ – p -я составляющая поля помехи;

$N(\vec{x})$ – дискретное множество точек, соответствующих временному интервалу наблюдения $T(\vec{x})$;

p – номер приёмника в субантенне;

$\dot{P}_i, \dot{P}_r, \dot{P}_t$ – давления, создаваемые падающей, отраженной и преломленной волнами;

$P(u / \vec{\lambda}, \vec{\beta})$ – условный функционал правдоподобия;

q – отношение волновых сопротивлений;

Q – количество субантенн;

$\dot{Q}(\vec{\lambda})$ – результат обработки принятого колебания;

$\dot{Q}_r(\vec{\lambda}_r)$ – результат обработки r -ой компоненты сигнала;

R – расстояние до источника сигнала, фиксированный параметр или радиус расширенной цилиндрической области;

R_l – значение характеристики направленности антенны в направлении на локальную помеху;

R_q – радиус q -ой субантенны;

\vec{R} – вектор, описывающий местоположение геометрического центра антенны относительно центра массы носителя;

$s(t, \vec{x})$ – сигнал, принимаемый антенной;

$\dot{s}(\vec{\lambda})$ – вектор, описывающий когерентный сигнал;

$\dot{s}_i(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_i)$ – детерминированная функция, описывающая когерентную локальную помеху;

$s_r(t, \vec{x})$ – r -я составляющая сигнала, принимаемого антенной;

$\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – детерминированная составляющая комплексного сигнала;

$\dot{s}_r(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_r)$ – детерминированная составляющая комплексного сигнала, соответствующего r -ой волне;

$s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}, \vec{\beta})$ – квазидетерминированный сигнал;

$\dot{s}(t, \vec{x}, \vec{\lambda}, \vec{\beta})$ – комплексный квазидетерминированный сигнал;

$\dot{s}_0(t, \vec{x}, \vec{n})$ – составляющая сигнала, соответствующая сплошной части спектра;

S – количество спектральных отсчётов большого уровня во временных спектрах секций;

$\dot{S}_v(\Delta\omega k)$ – спектр дискретного аналитического сигнала в V -м доплеровском канале;

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

<p>S_0 – эффективная площадь рассеяния отражающего объекта;</p> <p>$S(f)$ – спектральная плотность мощности стационарного случайного процесса;</p> <p>$\dot{S}(f)$ – спектр детерминированного сигнала;</p> <p>$\dot{S}(f, \vec{\lambda}_i)$ – временной спектр сигнала;</p> <p>$\dot{S}_i(f, \vec{\lambda}_i)$ – спектр локальной помехи;</p> <p>$\dot{S}_m(f, \vec{x}, \vec{\lambda})$ – спектр m-й секции сигнала;</p> <p>$\dot{S}_m(f, \vec{x}_3, \vec{\lambda}_i)$ – спектр m-й секции локальной составляющей помехи;</p> <p>$\dot{S}_r(f, \vec{\lambda}_r)$ – временной спектр r-й волны;</p> <p>$S_d(f)$ – спектральная плотность мощности случайного процесса, подвергшегося доплеровским искажениям;</p> <p>$S(t, \vec{x})$ – гидроакустический сигнал;</p> <p>$S_r(t, \vec{x})$ – r-я составляющая гидроакустического сигнала;</p> <p>S_0 – эффективная площадь рассеяния отражающего объекта;</p> <p>t – текущее время;</p> <p>t_n – момент времени, соответствующий n-му временному отсчету;</p> <p>\bar{t} – середина интервала T_0;</p> <p>\bar{t}_m – середина интервала T_m;</p> <p>T – время наблюдения или длительность излученного сигнала;</p>	<p>\dot{T}_Φ – комплексный коэффициент прохождения по потенциалу скорости;</p> <p>T_m – длительность m-й секции;</p> <p>\tilde{T}_m – расширенный временной интервал T_m;</p> <p>$T(\vec{x})$ – временная область наблюдения (временной интервал наблюдения), зависящая от пространственного вектора \vec{x};</p> <p>T_0 – интервал времени, за который антенна не успевает существенно переместиться в пространстве;</p> <p>u – вектор, описывающий колебания, принимаемые антенной решеткой в дискретные моменты времени;</p> <p>\mathcal{K} – вектор, описывающий восстановленные колебания в точках \mathcal{G};</p> <p>\mathcal{K}_0 – расширенный вектор, описывающий восстановленные колебания;</p> <p>$u(t, \vec{x})$ – непрерывные колебания, принимаемые непрерывной антенной;</p> <p>$u_0(t, \vec{x})$ – расширенная выборка поля;</p> <p>$\dot{U}_i, \dot{U}_r, \dot{U}_t$ – комплексные модули векторов Умова – Пойтинга соответственно падающей, отраженной и преломленной волн;</p> <p>$\dot{\bar{U}}_i, \dot{\bar{U}}_r, \dot{\bar{U}}_t$ – векторы Умова – Пойтинга соответственно падающей, отраженной и преломленной волн;</p> <p>$U(t, \vec{x})$ – гидроакустическое поле;</p>
--	--

$\dot{U}(f, \vec{x})$ – спектр принимаемых колебаний;

$\dot{U}_m(f, \vec{x})$ – спектр колебаний, принимаемых на интервале времени T_m ;

$\dot{U}_m(f, \vec{\Phi})$ – частотно-волновой спектр колебаний, принимаемых на интервале времени T_m ;

$\dot{U}(f, \vec{\Phi})$ – частотно-волновой спектр принимаемых колебаний;

$\dot{U}_0(t, \vec{\Phi})$ – волновой спектр принимаемых колебаний;

$\dot{U}_0(f, \vec{\Phi})$ – частотно-волновой спектр принимаемых колебаний при расширенной выборке поля;

$\dot{U}_m(\omega, \omega \vec{n}_\mu)$ – частотно-волновой спектр колебания $u(t, \vec{x})$;

v – скорость взаимного удаления (приближения) корреспондирующих элементов;

$v(t)$ – скорость движения приемного элемента, рассматриваемая как функция времени;

\vec{v} – вектор скорости движения носителя;

V_{mx} – объём пространственной области наблюдения (объём антенны) на интервале времени T_m ;

$\dot{V}_m(\mu_{sm}(k))$ – множитель, учитывающий перемещение центра антенны;

V_Ω – пространственно-временной объём области наблюдения Ω ;

$\dot{V}_i, \dot{V}_r, \dot{V}_t$ – комплексные модули векторов колебательных скоростей падающей, отраженной и преломленной волн;

$\dot{V}_{ix}, \dot{V}_{rx}, \dot{V}_{tx}$ – тангенциальные компоненты комплексных модулей векторов колебательных скоростей падающей, отраженной и преломленной волн;

$\dot{V}_{iy}, \dot{V}_{ry}, \dot{V}_{ty}$ – нормальные компоненты комплексных модулей векторов колебательных скоростей падающей, отраженной и преломленной волн;

$\dot{V}_i, \dot{V}_r, \dot{V}_t$ – векторы колебательных скоростей падающей, отраженной и преломленной волн;

V_0 – амплитуда скорости перемещения приёмного элемента;

\vec{x} – вектор, описывающий положение в пространстве приемного элемента непрерывной антенны;

$\vec{x}(t)$ – вектор, описывающий положение в пространстве приемного элемента непрерывной антенны в момент времени t ;

$\vec{x}_c(t)$ – вектор, описывающий в неподвижной системе координат положение центра массы носителя в момент времени t ;

$\vec{x}_c(\Delta t \vec{L}_m)$ – вектор, описывающий положение геометрического центра антенны в момент времени $\Delta t \vec{L}_m$;

\vec{x}_i – вектор, описывающий положение в пространстве i -го приемного элемента антенной решетки;

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

- $\vec{x}_i(t)$ – вектор, описывающий положение в пространстве i -го приемного элемента антенной решетки в момент времени t ;
- \vec{x}'_{pq} – вектор, определяющий положение p -го элемента в системе координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$;
- $\vec{x}'_{p,q}$ – вектор, определяющий в системе координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ положение p -го элемента q -ой кольцевой субантенны;
- \vec{x}_q – вектор, определяющий положение системы координат $(\vec{e}'_{1q}, \vec{e}'_{2q}, \vec{e}'_{3q})$ в базисе $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$;
- (x, y, z) – подвижная система координат;
- (x_0, y_0, z_0) – неподвижная система координат;
- \vec{x}_0 – вектор, задающий положение элементов антенны в подвижной системе координат, связанной с антенной;
- $\vec{x}_{0c}(t)$ – вектор, определяющий в подвижной системе координат положение геометрического центра антенны в момент времени t ;
- \vec{x}_{0i} – вектор, определяющий положение i -го элемента антенны в подвижной системе координат, связанной с антенной;
- X – пространственный интервал наблюдения в случае неподвижной линейной антенны;
- \bar{X} – пространственный интервал (область) определения вектора \vec{x} (пространственный интервал наблюдения);
- $X(t)$ и $Y(t)$ – смещения подвижной системы координат относительно неподвижной в момент времени t соответственно вдоль осей x_0 и y_0 ;
- \bar{X}_e – расширенная пространственная область наблюдения;
- \bar{X}'_e – расширенная область пространства, соответствующая антенне с неподвижным центром;
- $\bar{X}(t)$ – пространственная область наблюдения, зависящая от времени t ;
- X_{\max} – максимальный размер антенны;
- \bar{X}_0 – пространственная область наблюдения в подвижной системе координат или вектор амплитуд гармонических перемещений антенны вдоль осей координат;
- Z – высота расширенной цилиндрической области или амплитуда вертикальных перемещений координат.

Операторы

$\text{Ent}[x]$ – целая часть числа x ;

$\text{mean}\{x\}$ – оператор усреднения
величины x ;

M – оператор математического ожидания;

$M_{\vec{\beta}}$ – оператор вычисления математического ожидания по векторному параметру $\vec{\beta}$;

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq x \leq 1, \\ 0 & \text{при } x < 0; x > 1; \end{cases}$$

T – оператор транспонирования;
точка над величиной указывает на комплексный характер величины;
звездочка над величиной – оператор комплексного сопряжения.

СОДЕРЖАНИЕ

Вступительное слово	3
Биография	4
ВВЕДЕНИЕ	5
ЧАСТЬ 1	11
ТЕОРИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СЛОЖНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ	11
Глава 1. ИСХОДНЫЕ МОДЕЛИ	11
1.1. Простейшие динамические модели	11
1.2. Общая характеристика динамических условий работы мобильных гидроакустических систем	20
1.3. Модели антенн	21
1.4. Модели пространственно-временной области наблюдения	24
1.5. Модели излучаемых и принимаемых колебаний	27
1.6. Модели сигналов	29
1.6.1. Общая характеристика и параметры излучаемых и принимаемых сигналов	29
1.6.2. Модели сигналов, принимаемых в режиме гидролокации	32
1.6.3. Модели шумовых сигналов	37
1.6.4. Параметры принимаемых сигналов	39
1.7. Модели помех	43
Глава 2. ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА В СЛОЖНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ	46
2.1. Пространственно-временная обработка когерентных сигналов	49

2.1.1. Общие зависимости.....	49
2.1.2. Пространственно-временная обработка сигнала при некоррелированной гауссовской помехе	52
2.1.3. Оптимизация пространственно-временной обработки когерентного сигнала (вариант 1).....	56
2.1.4. Оптимизация пространственно-временной обработки когерентного сигнала (вариант 2).....	59
2.1.5. Оптимизация пространственно-временной обработки когерентного сигнала (вариант 3).....	61
2.2. Пространственно-временная обработка стохастических сигналов	65
2.2.1. Общие зависимости.....	65
2.2.2. Оптимизация пространственно-временной обработки стохастического сигнала (вариант 1).....	68
2.2.3. Оптимизация пространственно-временной обработки стохастического сигнала (вариант 2).....	72
2.3. Пространственно-временная обработка сигналов в условиях многокомпонентных помех.....	76
2.3.1. Когерентный сигнал, помеха со стохастической локальной составляющей.....	76
2.3.2. Когерентный сигнал, помеха с когерентной локальной составляющей	83
2.3.3. Стохастический сигнал, многокомпонентная стохастическая помеха	86
2.4. Пространственно-временная обработка сигналов при многолучевом и многомодовом распространении колебаний	89
2.4.1. Квазидетерминированные сигналы	89
2.4.2. Стохастический сигнал	91
Глава 3. ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СЛОЖНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ	95

3.1. Точность совместной оценки частотно-угловых параметров сигнала в сложных динамических условиях.....	96
3.1.1. Методика исследования.....	96
3.1.2. Описание методики и результатов моделирования.....	99
3.1.3. Устранение неоднозначности определения направления прихода сигнала.....	106
3.2. Помехоустойчивость систем пространственно-временной обработки когерентных сигналов.....	110
3.2.1. Параметры, характеризующие помехоустойчивость.....	110
3.2.2. Некоррелированная помеха.....	111
3.2.3. Многокомпонентная стохастическая помеха.....	112
3.2.4. Многокомпонентная помеха с когерентной локальной составляющей.....	116
3.3. Помехоустойчивость систем пространственно-временной обработки стохастических сигналов.....	121
3.3.1. Параметры, характеризующие помехоустойчивость.....	121
3.3.2. Некоррелированная помеха.....	124
3.3.3. Многокомпонентная стохастическая помеха.....	125
3.4. Сравнительный анализ помехоустойчивости различных систем пространственно-временной обработки сигналов.....	127

ЧАСТЬ 2

МЕТОДЫ БЫСТРОЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.....	132
--	------------

Глава 4. БЫСТРЫЕ АЛГОРИТМЫ РАСШИРЕННОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.....	136
---	------------

4.1. Теоретические основы расширенной пространственно-временной обработки сигналов....	136
4.1.1. Когерентный сигнал.....	136
4.1.2. Стохастический сигнал.....	143

4.2.	Быстрые алгоритмы расширенной пространственно-временной обработки когерентных сигналов.....	147
4.2.1.	Неподвижные расширенные области наблюдения.....	147
4.2.2.	Подвижные расширенные области наблюдения.....	153
4.3.	Быстрые алгоритмы пространственно-временной обработки стохастических сигналов.....	155
4.4.	Требования к интерполяции	156
Глава 5.	БЫСТРЫЕ АЛГОРИТМЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СЕКЦИОНИРОВАННОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	161
5.1.	Основы секционированной пространственно-временной обработки сигналов.....	161
5.1.1.	Неподвижная непрерывная антенна, непрерывная обработка	161
5.1.2.	Неподвижная антенная решетка, дискретная обработка	164
5.1.3.	Быстрый алгоритм обработки для неподвижной линейной антенной решетки	165
5.1.4.	Сравнение вычислительных затрат	167
5.2.	Быстрые алгоритмы обработки для антенных решёток сложной конфигурации	170
5.2.1.	Антенная решетка, состоящая из линейных субантенн	171
5.2.2.	Антенная решетка, состоящая из кольцевых субантенн	173
5.2.3.	Вычислительные затраты на реализацию быстрых алгоритмов секционированной обработки.	175
5.3.	Быстрые алгоритмы секционированной обработки для подвижных антенных решёток при слабо-коррелированной помехе	177
5.3.1.	Быстрые алгоритмы	177
5.3.2.	Потери помехоустойчивости при дискретной обработке сигнала.....	181
5.3.3.	Вычислительные затраты	182

5.4. Быстрые алгоритмы секционированной обработки сигнала с подавлением локальной помехи	182
5.4.1. Быстрые алгоритмы секционированной обработки сигнала с подавлением локальной помехи в процессе формирования веера характеристик направленности	183
5.4.2. Быстрые алгоритмы секционированной обработки сигнала с подавлением локальной помехи после формирования веера характеристик направленности	191
Приложение 1. ЭФФЕКТ ДОПЛЕРА ПРИ СЛОЖНОМ ДВИЖЕНИИ КОРРЕСПОНДИРУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ	196
П1.1. Эффект Доплера при сложном движении в однородной среде источника и приемника	196
П1.2. Эффект Доплера при сложном движении в однородной среде источника, отражающего объекта и приемника	199
П1.3. Эффект Доплера при сложном движении в неоднородной среде источника и приемника	202
П1.4. Эффект Доплера при сложном движении в неоднородной среде источника, отражающего объекта и приемника	205
Приложение 2. ЗАКОНЫ СНЕЛЛИУСА В СЛОЖНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ	208
П2.1. Основные зависимости	208
П2.2. Обобщенные законы отражения и преломления при движении границы раздела сред с постоянной скоростью	212
П2.3. Особенности отражения и преломления волн при движении границы раздела сред с постоянной скоростью	214
П2.4. Обобщенные законы отражения и преломления при движении границы раздела сред с переменной скоростью	218
П2.5. Коэффициенты отражения и преломления при движении границы раздела сред	219

П2.6. Обобщенные законы отражения и преломления для твердых тел, движущихся в жидкости	221
Приложение 3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНЕНИЯ МОРЯ И ПАРАМЕТРЫ КАЧКИ	223
Приложение 4. МАТРИЦА ПОВОРОТА.....	227
Приложение 5. ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СУДОВ И КОРАБЛЕЙ.....	232
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	236
ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ.....	249
СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ	253

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ
ІНСТИТУТ ГІДРОМЕХАНІКИ
ІНСТИТУТ ПРОБЛЕМ МАТЕМАТИЧНИХ
МАШИН І СИСТЕМ

ДЕРЖСПОЖИВСТАНДАРТ УКРАЇНИ
УКРАЇНСЬКИЙ НАУКОВО-ДОСЛІДНИЙ І НАВЧАЛЬНИЙ
ЦЕНТР ПРОБЛЕМ СТАНДАРТИЗАЦІЇ, СЕРТИФІКАЦІЇ ТА
ЯКОСТІ

ГОРБАНЬ Ігор Ілліч

**ОБРОБКА ГІДРОАКУСТИЧНИХ СИГНАЛІВ
У СКЛАДНИХ ДИНАМІЧНИХ УМОВАХ**
(Російською мовою)

Київ, Науково-виробниче підприємство
«Видавництво «Наукова думка» НАН України», 2008

Підп. до друку 29.02.2008. Формат 60×90/16.
Папір офсетний №1.
Гарн. Таймс. Офс. друк. Ум. друк. арк. 15,9.
Обл.-вид. арк. 16,5. Наклад – 700 прим.

НВП «Видавництво «Наукова думка» НАН України»
01601 Київ, 1, вул. Терещенківська, 3

Надруковано в ДП «УкрНДНЦ»
03115 Київ, 115, вул. Святошинська, 2