

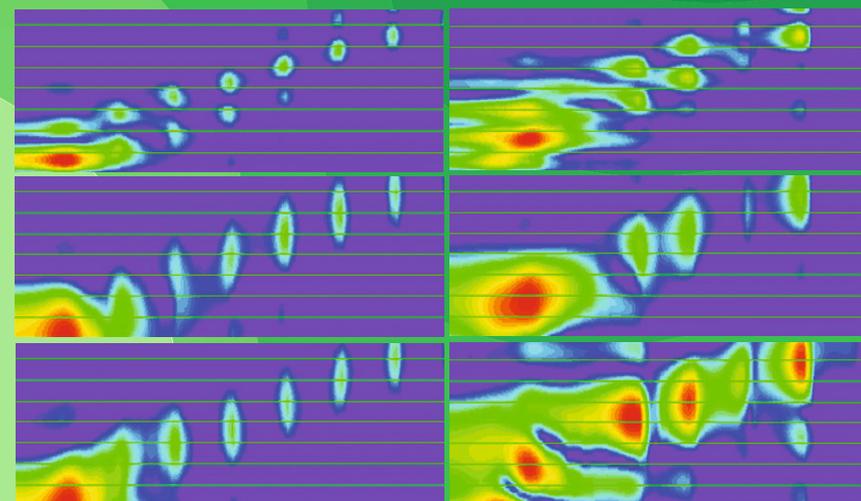


Виталий Анатольевич Зверев — выдающийся ученый в области радиофизики и акустики, доктор физико-математических наук, профессор, член-корреспондент РАН, лауреат Государственной премии СССР, кавалер ордена Трудового Красного Знамени, автор основополагающих работ по нелинейной акустике, радиооптике

и оптической обработке информации, низкочастотной гидроакустике, акустической диагностике сложных конструкций. Один из первых выпускников радиофизического факультета Горьковского университета, на который он пришел за знаниями с фронтов Великой Отечественной войны. Первую свою печатную работу он опубликовал в 1953 году в журнале «Доклады Академии наук СССР», и она была настолько оригинальной, что содержала единственную ссылку на классическую монографию. Затем последовали многие другие работы, и практически все они демонстрировали изобретательность автора в решении самых разных задач радиофизики и акустики. И сейчас, несмотря на солидный возраст, Виталий Анатольевич постоянно в творческом настрое, касается ли это научных исследований, сочинения рассказов и воспоминаний или музицирования...

**В. А. Зверев**

## **ФОРМИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ АКУСТИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ В МЕЛКОМ МОРЕ**



Нижний Новгород • 2019



Федеральный исследовательский центр  
Институт прикладной физики  
Российской академии наук

**В. А. Зверев**

**ФОРМИРОВАНИЕ  
ИЗОБРАЖЕНИЙ  
АКУСТИЧЕСКИХ  
ИСТОЧНИКОВ  
В МЕЛКОМ МОРЕ**

Нижний Новгород  
ИПФ РАН  
2019

Издано по решению редакционно-издательского совета  
ФИЦ Институт прикладной физики РАН

**Зверев, Виталий Анатольевич.**

Формирование изображений акустических источников в мелком море / В. А. Зверев ; Федер. исслед. центр Ин-т приклад. физики РАН ; — Нижний Новгород : ИПФ РАН, 2019. — 112 с.

В монографии представлены результаты исследований автора по трем направлениям, связанным с работой гидроакустических антенн и обработкой сигналов в условиях, характерных для мелководных акваторий: метод пространственной селекции мод волновода мелкого моря, метод гидролокации на просвет и метод когерентного синтеза апертуры приемной антенны по некогерентному источнику. Изложение и численное моделирование методов сопровождается анализом результатов натуральных экспериментов, специально поставленных для демонстрации возможностей предложенных методов в реальных условиях. Все изложенные результаты опубликованы в «Акустическом журнале» и ряде других изданий в последние 20 лет и здесь рассмотрены с единых позиций, опирающихся на преобразование Фурье и его аналоги для конкретных постановок задач.

Книга может быть полезной широкому кругу специалистов, занимающихся разработкой и применением антенн в неоднородных средах, гидролокацией, задачами обработки сигналов в применении к антенной технике.

## *Предисловие*

В 1998 году вышла в свет моя монография «Физические основы построения изображений волновыми полями» [1]. Во многом она следовала предыдущей книге «Радиооптика. Преобразование сигналов в радио и оптике» [2], которая в свое время получила определенную известность. Многие из тех оригинальных работ, которые составили основу упомянутых монографий, вошли в сборник избранных работ, изданных в ИПФ РАН к моему 80-летию [3]. В последующие годы в «Акустическом журнале» был опубликован ряд новых работ, продолживших ту же тематическую линию, связанную с проблемой построения изображений источников волновых полей в неоднородных средах. Эта общая и весьма разнообразная по конкретным постановкам тематика продолжает быть интересной, и мне показалось возможным и своевременным подвести под этими наиболее свежими работами некую итоговую черту. Сгруппировав их по нескольким конкретным задачам, удалось фактически заново изложить предложенные подходы и методы их решений, с учетом тех постепенных продвижений, которые были отражены в статьях по мере их выхода на страницах журнала. Стимулом для меня проделать такую работу послужило прежде всего то, что сами эти задачи являются практически значимыми и совсем не потерявшими своей актуальности.

Первым вариантом названия настоящей книги было другое, гораздо более широкое по охвату — «Фурье-акустика». Читатели с большим научным стажем могут сразу же вспомнить, что в свое время вышла и пользовалась весьма большой популярностью книга Дж. Гудмена «Введение в фурье-оптику» [4]. Книга была действительно хорошей, и этот термин — фурье-оптика — быстро закрепился тогда. Но важно, что в своей основе фурье-оптика не была уже в то время сугубо оригинальным изобретением, хотя, как это часто бывает, удачно найденный новый термин «подстегнул» интерес к предмету и его последующую популярность. Действительно, во многом эти же идеи и методы были изложены в классических работах Л.И. Мандельштама и Г.С. Горелика, которые в свое время стали важными составляющими науки радиофизики и на которых учились многие последующие поколения студентов по этой специальности (в том числе и автор настоящей монографии).

В самом начале научной работы мне удалось придумать, как получать спектры Фурье сложных сигналов с помощью оптики, не прибегая

при этом к сложным инструментам анализа (компьютеров в те годы еще не было, а проблема спектрального анализа была очень актуальной для многих прикладных задач). Вот эта одна-единственная идея, успешно воплощенная в жизнь, открыла мне тропинку в огромный и еще мало познанный тогда мир «фурье-науки». У меня в те времена был настоящий оптический компьютер, запрограммированный на одну, но очень важную и эффективную математическую операцию. Он умел вычислять со скоростью света преобразование Фурье, т. е. получать фурье-спектр входного сигнала. Оказалось, что с помощью такого компьютера можно решить огромное число практических и научных задач, особенно в акустике [5]. Но оптический компьютер умел делать только лишь прямое преобразование Фурье, а обратного преобразования с обращением уже выполненного прямого сделать было нельзя. Так что настоящий мир фурье-науки открылся нам позднее, с внедрением современных компьютеров, и центром этого мира стало, конечно, преобразование Фурье.

С чем же связана такая исключительная роль этого математического преобразования, проникшего в очень многие области знания (не только физического)? Кратко воспроизведем здесь некоторые общеизвестные положения, которые знающий читатель может легко опустить, а кому-то, возможно, захочется еще раз вспомнить основы или узнать то, что было опущено в свое время «за ненадобностью» (имея в виду наличие под рукой тех инструментов, которые как будто «все делают сами»).

В качестве возможного ответа на этот вопрос взглянем на то, как во времени  $t$  представляется отклик  $y(t)$  любой линейной системы, определяемой импульсной характеристикой  $h(t)$ , на входное воздействие  $x(t)$ :

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(t')h(t'-t)dt'. \quad (1)$$

Соотношение (1) является интегральным преобразованием и довольно сложным, поскольку отражает важнейший принцип причинности — в формировании отклика системы в данный момент времени «участвуют» значения сигнала во все предшествующие моменты. А вот как выглядит то же самое преобразование, но в спектральном представлении — когда мы хотим найти фурье-спектр выходного сигнала  $c_y(\omega)$  через фурье-спектр входного сигнала  $c_x(\omega)$  и спектральную характеристику системы  $z(\omega)$  (которая есть фурье-спектр ее импульсной характеристики):

$$c_y(\omega) = c_x(\omega)z(\omega). \quad (2)$$

Представление (2) полностью эквивалентно соотношению (1), но в нем нет интеграла, а есть простая и даже прозрачная связь входного и выходного процессов через некоторую заданную линейной системой. Каждая спектральная амплитуда входного сигнала умножается на свою (строго на той же частоте) составляющую частотной характеристики линейного фильтра, и в результате на его выходе появляется новый процесс, но

строго в той же полосе частот, что и входной сигнал (или меньшей, в зависимости от полосы пропускания фильтра). Новые частоты в выходном сигнале появиться не могут, им просто неоткуда взяться, и это важнейшее следствие линейности самого преобразования (фильтра). Выражение (2) это утверждение в явном виде показывает. И в этом же простота и буквально доходчивость «спектрального языка», позволяющего легко описывать весьма сложные (в терминах импульсных характеристик) манипуляции с сигналами. Не в этой ли простоте, базирующейся на фундаментальных принципах причинности и линейности (где последняя выполняется, конечно), кроется то ключевое преимущество, столь значительно расширившее возможности приложений фурье-анализа?

Хорошо известно, что наряду с рядами Фурье в математике (а вместе с ней и в различных областях физики и техники) существуют и широко используются многие другие разложения в ряды. Простейшие тригонометрические функции — синусы и косинусы — далеко не единственные «инструменты» таких разложений. Но, тем не менее, разложение в ряд Фурье по синусам и косинусам не является обычным математическим разложением, тихо стоящим в ряду других математических представлений и разложений. Действительно, почему? Очевидно, потому, что в реальной природе очень многие процессы состоят из этих периодических (гармонических) процессов, и отличаются только тем, что их частотный состав может быть разным. Например, великолепная радуга, открывающаяся нашему взору после летнего дождя, представляет собой природный пример разложения сложного по частотному составу белого света в ряд по отдельным цветам, т. е. гармоникам, каждая из которых имеет свой цвет. Физическим механизмом такого эффектного разложения в данном случае является дисперсия, т. е. зависимость показателя преломления воздушного слоя атмосферы от частоты, но это уже детали — для нас более важно сейчас, что такие гармоники реально присутствуют в солнечном свете и потому их можно «расщепить» и увидеть. Аналогично и с другими сигналами, не только световыми, которые формируются благодаря наложению друг на друга различных гармоник и приходят на вход нашего приемного устройства в гораздо более сложном виде, где отдельные гармоники совсем не видны. Но если они там есть, то разложение в спектр Фурье показывает их присутствие в явном виде, и, зная это, мы можем задуматься над тем, как получить нужный нам спектр из того, который появился на входе приемника. Таким образом, интеграл и спектр Фурье имеют выделенное значение, и его фундаментальная значимость уже давно не вызывает никаких сомнений.

Но все же, несмотря на столь привлекательный и даже броский вариант названия, я заменил его на тот, который читатель видит на обложке. Причина этого весьма проста: под таким названием должна бы выйти книга, в которой изложение фурье-акустики начинается с основ, пример-

но так, как это было сделано автором [4] для оптики. Мой же стимул, как уже пояснено выше, обусловлен сейчас в большей степени результатами решения вполне конкретных задач, которые могут быть представлены как отдельные демонстрации фурье-акустики, но все же не как фурье-акустика в целом. С другой стороны, основной математический аппарат и физический смысл фурье-анализа в приложении к волновым задачам, конечно, одни и те же для оптики и акустики, и они изложены в целом ряде монографий, среди которых и уже упомянутые книги [1, 2].

Итак, в данной книге изложены три задачи, а фактически три тематики, которые могут быть объединены общей проблемой формирования изображений удаленных акустических источников с помощью приемной антенны в такой непростой для распространения звука природной среде, как мелкое море. Объединение задач по их физическому содержанию и специфике канала распространения сигналов с методической точки зрения вполне можно отнести к сюжетам современной фурье-акустики, поскольку преобразование Фурье как способ преобразования и представления принимаемых сигналов активно используется при решении каждой из них. При обсуждении задач и методов их решения этот важный аспект будет подчеркиваться специально.

Автор благодарен своим соавторам по тем статьям, которые составили основу данной монографии. Все они активно участвовали не только в обсуждении и подготовке их к печати, но и, главное, в постановке и проведении экспериментов, показавших практические возможности предложенных методов. Особую благодарность я хочу выразить А.И. Малеханову, который не был моим соавтором, но существенно помог мне при написании двух последних статей (работы [1, 2] второй главы, сыгравших в ней важную роль) и затем сделал много полезных замечаний при подготовке данной монографии к печати.

### **Список литературы к предисловию**

1. *Зверев В.А.* Физические основы формирования изображений волновыми полями. Нижний Новгород : ИПФ РАН, 1998. 252 с.
2. *Зверев В.А.* Радиооптика : преобразования сигналов в радио и оптике. М. : Сов. радио, 1975. 304 с.
3. *Зверев В.А.* Избранные труды. К 80-летию со дня рождения. Нижний Новгород : ИПФ РАН, 2004. 432 с.
4. *Гудмен Дж.* Введение в фурье-оптику / Пер. с англ. под ред. Г.И. Косоурова. М. : Мир, 1970. 364 с.
5. *Зверев В.А., Орлов Е.Ф.* Спектральный анализ в акустике, оптике и радиофизике с использованием модуляционного метода // Изв. вузов. Радиофизика. 1967. Т. 10, №9—10. С. 1305—1319.

## Глава 1.

# АНАЛИЗ МОД ЗВУКОВОГО ПОЛЯ В ВОЛНОВОДЕ МЕЛКОГО МОРЯ

Предложен и опробован в натурном опыте метод определения мод акустического волновода в мелком море. Метод использует разложение сигналов мод в спектр Фурье, но не по традиционным синусам и косинусам, а по модам идеального волновода. Идеальным волноводом считается волновод с параметрами исследуемого волновода при замене реального неровного и импедансного дна идеально плоским зеркалом, параллельным поверхности.

Акустический мониторинг океана в условиях, получивших название «мелкое море», является сложнейшей задачей, представляющей большой интерес при распространении сигналов в природном акустическом волноводе [1—18, 21]. Физике распространения волн в мелком море и проблемам мониторинга посвящена монография [13], в которой подробно изложена, на наш взгляд, вся имеющаяся информация.

Акустический мониторинг мелкого моря включает определение и использование модового состава излучения, так как неизбежная в условиях мелкого моря интерференция сигналов, многократно отраженных от поверхности и дна, математически эквивалентна представлению сигналов в виде мод волновода [13, 19]. Параметры сигналов мод можно определить в процессе мониторинга акустическими техническими средствами и методами [13]. Основных параметров, с помощью которых это можно осуществить, два: пространственные частоты сигналов мод вдоль вертикали и дисперсия скорости распространения волн, проявляющаяся в виде зависимости фазовой и групповой скорости распространения отдельных мод волновода от частоты. Эти параметры (как дисперсия отдельных мод, так и пространственный спектр в вертикальном направлении) формируются вследствие общего физического процесса — переотражений волн от поверхности и дна. Но не каждый акт отражения от дна и поверхности, особенно от дна, приводит к образованию мод волновода. Поэтому, как показал, в частности, наш опыт, пространственный спектр сигнала в естественном волноводe сильно искажен реверберационной помехой, типичной для акустики. Это необходимо учитывать, опираясь на информацию о пространственном спектре волн вдоль вертикали. Другой информативный параметр — дисперсия отдельных мод волновода — является устойчивым к влиянию этого вида помех.

Для представления сигнала в волноводe в виде суммы мод необходимо знать форму мод. Возможно прямое измерение формы сигналов мод акустическими методами без использования информации об отражающих свойствах дна (акустического импеданса дна) [13]. Однако в силу незначительной разности в скоростях мод, как показывают расчеты [13], это возможно только на столь больших расстояниях от источника,

которые практически недоступны в условиях конкретного опыта. Поэтому для представления поля в волноводе в виде суммы мод используются не результаты акустического опыта, а результаты вычислений формы мод волновода на основе вертикального распределения скорости звука, рельефа и акустических свойств дна. Однако эти параметры должны быть как-то измерены с нужной точностью и вдоль всего волновода, что практически неосуществимо, а использование разрозненных и приблизительных данных о волноводе не приводит к положительным результатам, о чем свидетельствуют неудачные грандиозные по масштабам опыты, о которых известно, что они состоялись, и что не привели ни к каким результатам, достойным публикации.

Как показано в [1], проблема представления поля в волноводе сигналами мод этого волновода может быть решена путем отказа от представления сигналов мод исследуемого волновода непременно сигналами мод именно этого волновода. В [1] предложено использовать известные, как говорится, вдоль и поперек моды идеального волновода, обладающего зеркальными дном и поверхностью и однородного внутри. Как показано в [1], такое представление формы одних мод с помощью других эквивалентно представлению сигналов сложной формы с помощью сигналов известной формы в виде синусов и косинусов или представлению сигнала в виде его частотного фурье-спектра. На этой основе в [1] показана возможность получения формы этого аналога спектра мод волновода чисто акустическими методами, но не на запредельно больших расстояниях, а на расстояниях, на которых справедливо представление поля в виде поля волновода, а не в виде совокупности лучей, приведенном в [13]. Однако в [1] при формировании картины мод акустическими методами по данным опыта было использовано значение начальной дисперсии, определенное со смещением, что исказило полученную картину. В последующей работе [22] эта ошибка была исправлена и найден истинный спектр мод реального волновода по модам идеального волновода.

Для реального осуществления такого мониторинга необходимо излучить в среду и принять после ее прохождения широкополосный сигнал, уровень которого намного превышает уровень принимаемого шума в пункте приема сигнала. Необходимое условие успешного опыта — излученный сигнал должен быть достаточно мощным. В [13] ставится под сомнение возможность широкополосного мониторинга среды на больших расстояниях из-за отсутствия достаточно мощных широкополосных излучателей в диапазоне частот, сигналы которых способны распространяться на большие расстояния.

Однако наш опыт [1, 22] убеждает в том, что это препятствие практически преодолимо. Чтобы излучатель удовлетворял требованиям выполнения успешного опыта, важен лишь один параметр — мощность его излучения на той частоте используемого достаточно широкого диапазона

частот, на которой его мощность минимальна. В том случае, когда минимальная мощность излучения достаточна для создания в точке приема превышения сигнала над шумом, для успеха опыта не важно, каково превышение сигнала над шумом на остальных частотах используемого диапазона частот [1, 22]. В [1, 22] для исследования среды был успешно применен излучатель, обладающий в использованном диапазоне частотной характеристикой обычного резонансного излучателя [16, 17].

## **1.1. Физические основы метода**

Предлагаемый метод выделения сигналов мод волновода [1] основан на разложении сигналов, принятых вертикальной антенной, в сплошной спектр по модам идеального волновода, включая нецелые номера мод. Использование данного разложения никак не связано с аппроксимацией мод реального волновода модами идеального волновода. В качестве базиса для разложения можно было бы привлечь и моды волновода иного типа, часто используемого в каких-либо приложениях. В данном случае важна объединяющая их физическая природа дисперсии, определяемой переотражениями от границ плоского слоя. С разложением сигналов природного волновода в спектр по модам идеального волновода дело обстоит аналогично разложению в спектр обычного сигнала по ортогональным функциям, которые могут принимать самый различный вид. Сигналы мод представляются в виде спектра по номерам мод так же, как сигналы (от времени или другой переменной) представляются в виде частотного спектра. Находка состоит в том, что с привлечением нецелых номеров мод удастся представить сигналы в виде, который позволяет наблюдать сигналы мод как максимумы в пространственных спектрах, определять их ширину и исследовать форму, которая содержит информацию о реальной моде. Мы получаем те же возможности извлечения информации о структуре мод, которые дает спектральный анализ временных сигналов. При этом нет необходимости знать параметры реального волновода, который может быть далек от идеального, поскольку природа дисперсии одинакова для любых мод, что позволяет обращать спектр по модам идеального волновода так же, как и полученный путем разложения по собственным функциям реального волновода.

В настоящее время не существует надежного экспериментального метода, позволяющего найти и использовать собственные функции реального волновода. Более того, чисто акустических методов для этого недостаточно, так как ими невозможно определить те параметры волновода, пользуясь которыми определяют собственные функции волновода [20]. Кроме того, моды волновода с градиентом скорости звука зависят от частоты. Это усложняет задачу, так как временной спектр сигнала моды будет изменяться при распространении. Поэтому часто избегают

использовать широкополосные сигналы, чтобы не создавать лишних сложностей в расчетах, чем ограничивают использование преимуществ широкополосных сигналов.

### 1.1.1. Фокусировка сигналов мод волновода

Сигналы, как излучаемый, так и принимаемый приемником антенны, излучаются и принимаются в отдельных точках. Это дает возможность точно описывать распространение волны, не прибегая к волновому уравнению и граничным условиям, с помощью импульсной характеристики и частотной характеристики (ЧХ) точно так, как это делается при описании прохождения сигналов через линейные четырехполюсники. При точечных излучении и приеме это точное описание явления, которое легко математически моделируется.

Для выделения отдельных мод волновода по дисперсии [13, 14] нам потребуется частотная характеристика среды на отдельных модах волновода (ЧХМ). Для определения формы ЧХМ заметим, что отклик линейного устройства на входное воздействие в виде  $\exp(i\omega t)$ , где  $\omega$  — частота,  $t$  — время, будет  $Z(\omega)\exp(i\omega t)$ , где  $Z(\omega)$  — комплексная частотная характеристика. Согласно этому ЧХМ плоской волны, которой является мода, вида  $\exp(i\omega t - kR)$  будет

$$Z(\omega) = \exp(ikR). \quad (1.1)$$

Рассмотрим сначала волновод с мягким дном. Мода распространяется в таком волноводе под углом:

$$\sin \alpha = \frac{\lambda}{2H} m, \quad (1.2)$$

где  $\lambda$  — длина волны,  $H$  — глубина волновода,  $m$  — номер моды. С учетом (1.1) и (1.2) ЧХ моды, обозначенную  $ZPM$ , можно записать в виде

$$ZPM(m, \omega) = \exp(ik \cos(\alpha) R). \quad (1.3)$$

Подставив (1.2) в (1.3), для ЧХ моды с номером  $m$  получим

$$ZPM(\omega, m) = \exp\left(i \frac{R\omega}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{\pi c m}{\omega H}\right)^2}\right), \quad (1.4)$$

где  $\omega$  — частота в радианах в секунду,  $m$  — номер моды ( $m = 1$  соответствует первой моде идеального волновода с мягким дном),  $H$  — глубина моря,  $R$  — дистанция,  $c$  — скорость звука в воде. В ЧХМ (1.1) номер моды  $m$  можно считать принимающим не только целые, но и дробные значения для учета возможного отличия дна от акустически «мягкого».

Для используемого нами диапазона высоких частот и низких номеров мод (относительно максимального номера моды, способной распространяться в данном волноводе) справедливо малоугловое приближение:

$$Z_1(\omega, m) = \exp\left(i \frac{\pi^2}{\omega} \frac{Rc}{2} \left(\frac{m}{H}\right)^2\right). \quad (1.5)$$

Формула (1.5) справедлива не только для идеального волновода. Дисперсия в волноводе, когда среда лишена собственных дисперсионных свойств, образуется под влиянием изменения угла волнового вектора. Этот физический механизм является в данном случае единственно возможным, приводящим к дисперсии. Параметры, от которых зависит дисперсия, — номер моды, дистанция и глубина моря — входят в (1.2) в таком виде, что их можно объединить. Запишем это в следующем виде:

$$D(m) = \frac{Rc}{2} \left(\frac{m}{2H}\right)^2 \left(\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2}\right) \quad (1.6)$$

Формула (1.6) определяет искомый параметр, называемый дисперсией. В эту формулу входит еще и численный параметр, обладающий размерностью обратного квадрата частоты.  $f_1$  и  $f_2$  — это частоты монохроматических сигналов, разность групповых времен прихода которых равна дисперсии, выраженной в секундах. Частоты  $f_1$  и  $f_2$  берутся как пределы диапазона перестройки частоты излучаемого ЛЧМ-сигнала. В нашем случае  $f_1 = 100$  Гц и  $f_2 = 300$  Гц, соответственно дисперсия  $D(m)$  измеряется в секундах группового запаздывания сигналов в диапазоне этих частот. В [11, 14] показано, что ЧХ сигналов мод реального волновода и частотная характеристика математической модели идеального могут быть описаны общей для них математической формулой [14]:

$$Z(\omega, \Delta\tau) = \exp\left(i \frac{4\pi^2 \Delta\tau}{\omega} \left(\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2}\right)^{-1}\right), \quad (1.7)$$

где  $\Delta\tau$  — дисперсия в секундах. Отличия могут быть только в величине одного коэффициента дисперсии  $\Delta\tau$ , который для математической модели определяется следующей формулой [14]:

$$\Delta\tau = Rcm^2 \frac{0,5}{4H^2} \left(\frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2}\right), \quad (1.8)$$

где  $f_1$  и  $f_2$  — верхняя и нижняя частоты диапазона (в Гц), по которым определяется разность времен группового запаздывания монохроматических сигналов на этих частотах.

Все наши опыты [1, 2, 11, 13—16] показывают, что ЧХ моды реального волновода во всех случаях описывается формулой (1.1). Однако далеко всегда оказывается справедливой формула (1.2). Когда справедливы обе эти формулы, ЧХ моды волновода полностью соответствует теоретическому значению для идеального волновода. Если же справедливо только (1.1), а соотношение (1.2) не соблюдается, то в этом случае ЧХ моды реального волновода не соответствует теоретическому значению.

нию и возникает вопрос о физических механизмах, нарушающих соотношение (1.2). Чтобы определить, соблюдается ли в реальном волноводе соотношение (1.2), надо при известных параметрах  $H$ ,  $c$ ,  $R$  независимо определить также  $m$  и  $\Delta\tau$ . Для измерения величины дисперсии моды в реальном сигнале надо с помощью вертикальной антенны выделить сигнал той моды  $m$ , дисперсия которой измеряется, и сфокусировать его.

### 1.1.2. Сканирование по модам волновода

Как известно, для одной частоты сканирование антенны по углам осуществляется путем преобразования Фурье комплексной амплитуды поля (комплексного числа, модулем которого служит амплитуда волны, а аргументом — ее фаза) вдоль антенны. Это преобразование Фурье имеет следующий вид:

$$F(u, \omega) = \frac{1}{N} \sum_n T(n, \omega) \exp(iund), \quad (1.9)$$

где  $d$  — расстояние между эквидистантно расположенными приемниками антенны,  $u$  — пространственная частота, которая связана с углом  $\varphi$ , под которым направлена антенна, следующим известным соотношением:

$$u = \frac{2\pi}{\lambda} \sin(\varphi). \quad (1.10)$$

Подставив в (1.10) в качестве угла  $\varphi$  угол  $\alpha$  из (1.2), для пространственной частоты  $u$  получим выражение через номер моды  $m$ :

$$u = \frac{\pi}{H} m. \quad (1.11)$$

Подставляя (1.11) в (1.9), получим выражение для сканирования антенны по модам в виде

$$F(\omega, m) = \frac{1}{N} \sum T(\omega, n) \exp\left(i\pi \frac{d}{H} nm\right), \quad (1.12)$$

где  $n$  — номер приемного элемента вертикальной антенны;  $d$  — расстояние между приемными элементами антенны;  $T(\omega, n)$  — фурье-спектр сигналов, принятых отдельными приемными элементами антенны.

Чтобы сфокусировать сигнал моды  $m_1$  с дисперсией  $\Delta\tau_1$  как для математической модели, так и для реального природного волновода, достаточно сигнал пропустить через фильтр с частотной характеристикой, обратной (1.1) и дисперсией  $\Delta\tau_1$ . Назовем этот фильтр *компенсирующим фильтром* (КФ). При этом сигнал моды  $m_1$  сфокусируется, приняв вид первоначально посланного сигнала. У сфокусированного сигнала не будет никакой задержки во времени, и он не будет искажен. Если исходный сигнал был импульсным, то и сфокусированный сигнал будет импульсом той же длительности. Если, кроме сигнала моды с дисперсией

$\Delta\tau_1$ , которая фокусировалась, в сигнале присутствуют сигнал другой моды  $m_2$  с дисперсией  $\Delta\tau_2$  или сигнал той же моды с иной дисперсией, то этот сигнал не будет сфокусирован. Однако он будет задержан, так как разложение в ряд Тейлора экспоненты в (1.1) содержит и линейный член, который определяет задержку сигнала моды. В результате прохождения сигнала моды через фильтр, компенсирующий дисперсию  $\Delta\tau_1$ , сигнал моды с дисперсией  $\Delta\tau_2$  будет обладать дисперсией

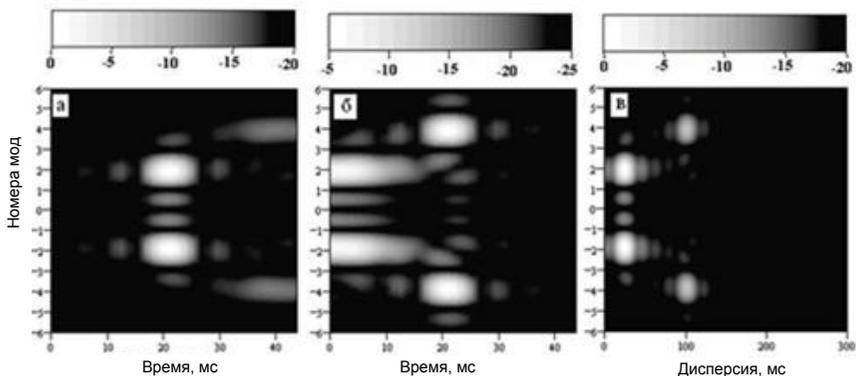
$$\Delta\tau_3 = \Delta\tau_2 - \Delta\tau_1. \quad (1.13)$$

Эта оставшаяся дисперсия приводит к сдвигу во времени сигнала моды с не скомпенсированной дисперсией относительно сигнала моды, в котором дисперсия полностью скомпенсирована. Благодаря сдвигу во времени величина сигнала моды  $m_2$  в момент прихода неискаженного импульса сфокусированного сигнала моды  $m_1$  будет существенно меньше максимального значения сфокусированного сигнала моды  $m_2$ . Если изменить величину дисперсии КФ так, чтобы он компенсировал дисперсию сигнала моды  $m_2$ , то этот сигнал примет форму исходного импульса в тот же момент времени  $t_0$ , в который эту форму принимал сигнал моды  $m_1$ , когда он был сфокусирован. Теперь сигнал моды  $m_1$  будет задержан и его значение в момент  $t_0$  будет меньше максимального значения. Совпадением времен появления любых сфокусированных сигналов можно воспользоваться, чтобы получить сфокусированными сигналы всех мод. Для этого следует наблюдать значения сигналов мод только в момент  $t_0$ , соответствующий максимальному значению сфокусированных сигналов, а КФ придавать последовательно возрастающие значения  $\Delta\tau$ , начиная с нуля. Тогда каждому текущему значению  $\Delta\tau_i$  будет в момент  $t_0$  соответствовать значение величины сфокусированного сигнала, обладающего исходным значением дисперсии  $\Delta\tau_i$ .

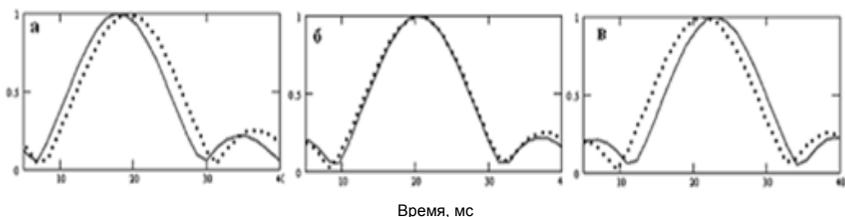
Эту процедуру для суммы двух мод с номерами 2 и 4 иллюстрирует рис. 1.1, где вдоль вертикали — номера мод, определенные по формуле (1.12). Сигналы этих мод показаны сфокусированными поочередно ( $a$ ,  $b$ ) в виде функций времени; видно, что сигналы как второй, так и четвертой мод фокусируются в одно и то же время  $t_0$ . Видно, что уровень сигнала моды, которая не сфокусирована, в момент  $t_0$  незначителен, так как основной сигнал этой моды смещен по времени относительно момента  $t_0$ .

Момент времени  $t_0$  должен быть определен очень точно. В опыте на математической модели этот момент известен, а в реальном натурном опыте нет. Как определить момент  $t_0$  в натурном опыте с нужной точностью? Обработка сигналов натурного опыта так, как это показано на рис. 1.1,  $b$ , при котором сигналы всех мод сфокусированы, возможна только при положительном ответе на этот вопрос. Ответ на него получен следующим путем. Так как сигналы всех мод фокусируются точно в момент  $t_0$ , то для определения этого момента целесообразно воспользо-

ваться наиболее сильным сигналом любой моды. Выделим сигнал этой моды посредством процедуры (1.3), а далее разобьем выделенный сигнал на два самостоятельных сигнала по их спектрам. Один сигнал будет содержать частоты, которые выше некоторой границы раздела, этот сигнал назовем высокочастотным (ВЧ), а оставшийся сигнал назовем низкочастотным (НЧ). Оба сигнала фокусируются при соответствующей настройке КФ в одно время, а при настройке КФ, отличающейся от фокусирующей, оба сигнала смещаются относительно друг друга: спектры у них различны, и смещение будет различным. Максимумы осциллограммы сигналов ВЧ и НЧ совпадут только при точной фокусировке, а положение этих совпавших максимумов покажет искомое значение величины  $t_0$ , так как эти максимумы появятся именно в этот момент.



**Рис. 1.1.** Сигналы математической модели второй и четвертой мод при фокусировке второй моды (а), четвертой (б), всех мод сканированием по дисперсии КФ (в). Шкала яркости для б показана по отношению к максимуму сигнала а



**Рис. 1.2.** Определение времени  $t_0$ . Сплошная линия — НЧ-часть сигнала второй моды, пунктир — ВЧ-часть этой моды. КФ настроен на дисперсию второй моды: +2,5 мс (а); +0 мс (б); -2,5 мс (в)

Описанный метод иллюстрирует рис. 1.2, построенный для того же сигнала математической модели (см. рис. 1.1). Взят наибольший сигнал второй моды, который выделен с помощью процедуры (1.3) и из которо-

го по спектру выделены сигналы ВЧ и НЧ. На рисунке показано, как эти сигналы совпадают при точной компенсации дисперсии и как они хорошо разделяются при отстройке всего на 2,5 мс от точной компенсации, составляющей в данном случае 25 мс.

Вышеописанный способ представления сигналов всех мод сфокусированными использован ниже при исследовании особенностей структуры мод реального волновода. Картины мод в этом случае представлены в виде функции номера моды и величины дисперсии КФ. Сигнал моды, максимальный по этим двум параметрам, является сигналом моды номера, соответствующего значению координаты максимума по номеру с дисперсией, соответствующей настройке КФ. Все сигналы в таком представлении фокусируются в один момент времени, соответствующий  $t_0$ , и именно в этот общий для всех сигналов момент времени они показаны.

## 1.2. Результаты опыта

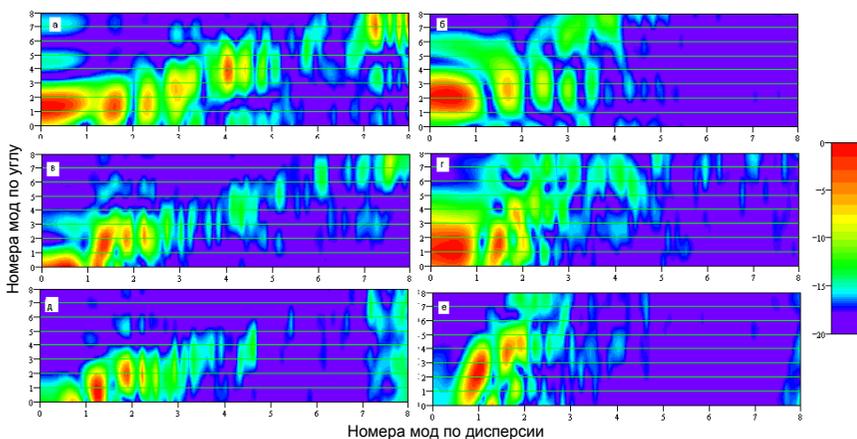
Сигналы мод можно выделять по дисперсии [1], однако естественно представлять разложение сигналов в зависимости от номера моды.

Дисперсия согласно (1.3) зависит от трех параметров, но дистанция  $R$  и глубина моря  $H$  часто известны из априорных измерений, и их можно для начала считать постоянными для всех мод волновода. При постоянных  $R$  и  $H$  дисперсия  $D$  является функцией только номера моды  $m$ . Таким образом, на картине мод, выделенных по дисперсии, вдоль горизонтали можно откладывать номера мод, определенные на основе (1.3). Это и сделано на рис. 1.3 для различных сигналов. Такую форму представления сигналов мод, какая показана на рис. 1.3, назовем представлением А, так как ниже будут введены иные представления сигналов мод.

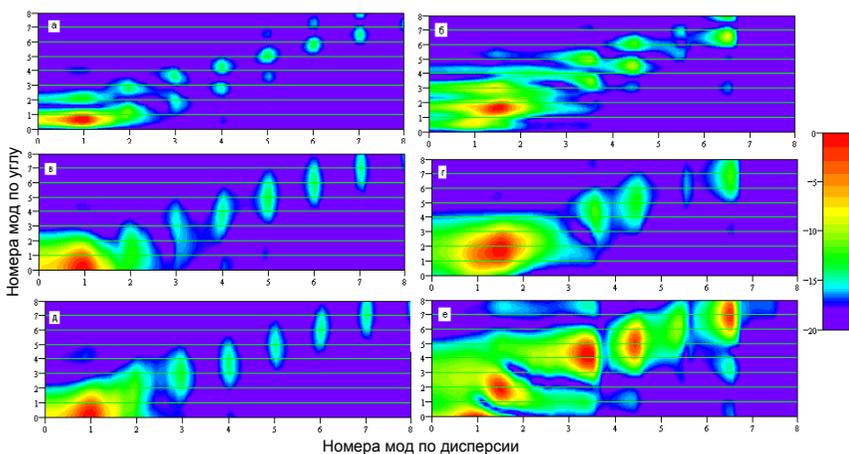
То, что должно получаться в результате представления А в идеальном волноводе и в математической модели волновода, сформированной по программе КРАКЕН [20], показано на рис. 1.4 (*в*, *д*, *з*, *е*). На этом рисунке показаны сигналы мод, полученные в тестовых сигналах, сформированных на вертикальной антенне, из которых выделялись сигналы мод по тем же формулам, по которым выделялись сигналы мод в опыте, показанные на рис. 1.1. Тестовый сигнал идеального волновода на вертикальной антенне вычислен по формуле [15, 18]

$$W(\omega, n) = \sum_m Z_1(\omega, m) \sin\left(\pi \frac{nm}{N}\right), \quad (1.14)$$

где  $Z_1(\omega, m)$  — ЧХМ, определяемая (1.1);  $n$  — номер приемника вертикальной антенны (нумерация от поверхности);  $N$  — общее число гидрофонов в антенне.



**Рис. 1.3.** Сигналы мод в представлении А, принятые в опыте с дистанции 7 км (а, б), 14 км (в, г), 17 км (д, е) антенной, выделяющей волны Бриллюэна, идущие сверху (а, в, д) или снизу (б, г, е)



**Рис. 1.4.** Сигналы мод математических моделей волноводов в представлении А: идеального волновода (а, в, д); волновода с параметрами реального волновода (б, г, е), полученные выделением мод по волнам Бриллюэна сверху и снизу (а, б), только снизу (в, г) и только сверху (д, е)

Выражение (1.14) описывает поле идеального волновода, внутри которого среда однородна, а обе границы идеально ровные и идеально отражающие под любыми углами. При расчете по (1.14) были заданы дистанция 20 км и глубина 150 м. Первой моде установлена амплитуда 1, а все последующие моды приняты равными и на 6 дБ по уровню меньшей моды.

На рис. 1.3 сходство с идеальным волноводом видно в том, что сигналы мод проявляют себя в виде отдельных максимумов номеров мод в сплошном спектре. Видно, что спектр, не являясь полностью дискретным, включает группы номеров мод, образующих локальные максимумы, напоминающие по своей форме размытый дискретный спектр. Таковыми спектрами обладают почти все природные сигналы. Применяя спектральное разложение, никто не предполагает, что гармонические сигналы бесконечной длительности, по которым производится разложение в спектр, действительно реально существуют в природе. Точно так же нельзя на основании существования максимумов на рис. 1.3 считать, что волновод обладает модой с формой, соответствующей идеальному волноводу.

Особенностью рис.1.3 является то, что если моды в спектре, показанные на рис. 1.4, ложатся на его диагональ, то для рис. 1.3 (*б, з, е*) этого нет даже приблизительно. В то же время сигналы мод на рис. 1.3 (*а, в, д*) преимущественно лежат на диагонали рисунка, подобно сигналам математических моделей, показанных на рис. 1.4. Если сигналы мод не лежат на диагонали рисунка, то это означает, что в волноводе наблюдается несоответствие номеров мод (под номерами мод мы здесь понимаем координаты максимумов модулей сигналов мод, представленных в виде спектра мод с нецелыми номерами), определяемых антенной по углу, и номеров мод, определяемых по дисперсии на основе (1.6). Такого несоответствия теоретически ни при каких условиях быть не может, это означало бы нарушение (1.2), для чего нет никаких физических оснований.

Для проверки того, не является ли несоответствие номеров мод по углу и по дисперсии следствием какой-то особенности природного волновода, которая не была учтена, использован тестовый сигнал. Сигнал был подготовлен расчетом поля в волноводе на вертикальной антенне по программе КРАКЕН [20]. Волновод, в котором производился расчет, обладал геометрическими параметрами реального волновода и соответствующим градиентом скорости звука. Результат тестирования показан на рис. 1.4 (*б, з, е*), видно, что сигналы мод стали шире сравнительно с показанными на рис. 1.3 (*а, в, д*) сигналами мод идеального волновода. Однако все сигналы мод легли на одну прямую, проходящую весьма близко от диагонали рисунка. Этот результат тестирования показывает, что наличие градиента скорости звука в среде не приводит к существенным ошибкам в определении положения максимумов спектра мод.

Почему тогда максимумы сигналов мод на рис. 1.3 (*б, з, е*) способны далеко удаляться от диагонали рисунка? Это является следствием того, что на рисунках показаны результаты выделения сигналов мод волновода только из модообразующих волн Бриллюэна, идущих снизу. При этом вместе с сигналами мод волновода к антенне с этого направления приходят и сигналы реверберации. Даже слабые сигналы реверберации от

сигналов мод высокого уровня способны сильно исказить слабые сигналы высших мод. Кроме того, сигналы мод с этого направления могут искажаться отражениями от неровного дна моря, возбуждая сплошной спектр мод. Поэтому сигналы мод на рис. 1.3 (*a, в, д*) существенно ближе к диагонали рисунка, чем сигналы мод на рис. 1.3 (*б, з, е*).

Есть еще один фактор, способствующий удалению сигналов мод от диагонали, это глубина моря  $H$ . Глубина моря является постоянным параметром лишь в математических моделях волноводов, а в реальных волноводах разные моды отражаются от дна волновода под разными углами, что приводит к проникновению сигналов мод разных номеров в дно на различные глубины. Полное соответствие номеров мод по дисперсии номерам мод по углу возможно лишь при одном определенном значении параметра  $H$ , заданном в модели волновода. В природном волноводе для разных сигналов мод эффективные значения  $H$  отличаются.

Изменяя значение величины  $H$ , мы можем деформировать график вдоль горизонтали на величину

$$\Delta m = \frac{H - H_0}{H_0}, \quad (1.15)$$

где  $H$  — истинное значение параметра в сигнале моды,  $H_0$  — начальное значение параметра  $H$ . Параметр  $H$  можно найти, пользуясь изменением его на рис. 1.1, так, чтобы сигнал от исследуемой моды переместился на диагональ рисунка.

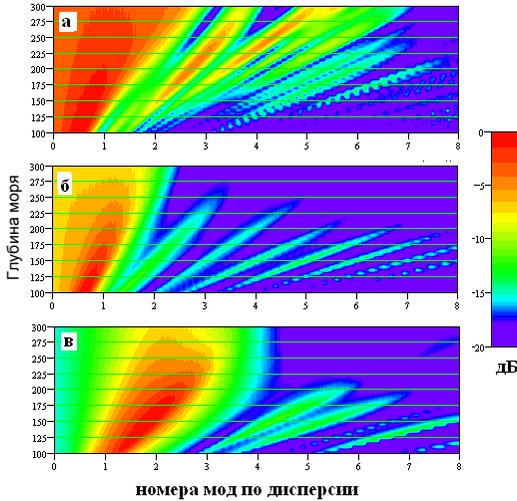
### 1.2.1. Различные представления сигналов мод волновода

Не изменяя сути метода, рис. 1.1 можно привести к виду, который назовем представлением Б. В этом представлении должно быть учтено значение  $H$ , найденное вышеописанным методом.

Для получения представления Б следует использовать только те сигналы, для которых имеет место равенство номеров мод по углу и по дисперсии после изменения параметра  $H$ . При этом каждому значению параметра  $H$  в представлении Б соответствует всего лишь одна линия представления А, взятая вдоль его диагонали при равенстве номеров мод по дисперсии и по углу. Представление Б сигналов мод для эксперимента и математических моделей волноводов показано на рис. 1.5, где вдоль горизонтали отложен номер моды по дисперсии  $m$ , который связан с дисперсией формулой (1.7). Номер моды по дисперсии  $m$  в силу (1.7) зависит не только от значения дисперсии  $D$ , но и от глубины  $H$ , которая теперь уже не является постоянной для всего рисунка. Поэтому на рис. 1.5 разным строчкам, в которых отличаются значения  $H$ , соответствуют разные дисперсии при тех же значениях номеров мод по дисперсии  $m$ . Сигналы мод выделяются не по номеру моды, а по дисперсии: каждому сигналу моды соответствует определенное значение дисперсии. Бла-

годаря этому на рис. 1.5 одному значению номера моды по дисперсии соответствуют разные моды. В представлении Б линии сигналов мод, вдоль которых наблюдаются максимумы модулей сигналов мод, описываются уравнением, вытекающим из (1.7):

$$H(m) = \frac{m}{2\sqrt{D(m)}} \sqrt{\frac{Rc}{2} \left( \frac{1}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2} \right)} - H_0. \quad (1.16)$$



**Рис. 1.5.** Сигналы мод в представлении Б: сигнал опыта с дистанции 14 км, идущий снизу (*а*), сигналы моделей идеального волновода (*б*), волновода с реальными параметрами (*в*)

В уравнении (1.16) введен дополнительный параметр  $H_0$ . От этой глубины начинается отсчет величины  $H$ , так как не бывает волновода с величиной параметра  $H$ , равной нулю. Согласно (1.15) все сигналы мод, обладающие постоянной дисперсией и различными значениями номеров мод и глубин проникновения в дно, должны лечь на одну прямую линию, проходящую под углом, зависящим от дисперсии. Это важное свойство представления Б.

В представлении А могут попасть не сигналы мод, а другие сигналы, вызванные реверберацией сильных сигналов или другими причинами. Однако ни один сигнал, не являющийся сигналом мод волновода, не удовлетворяет уравнению (1.7), и в представлении Б этот сигнал не ляжет на прямую линию. Тем самым представление Б позволяет отфильтровывать посторонние сигналы. Эффект этой фильтрации на сигналах естественного природного волновода виден при сравнении рис. 1.3, *а* с рис. 1.4, *в*, из которого он был получен.

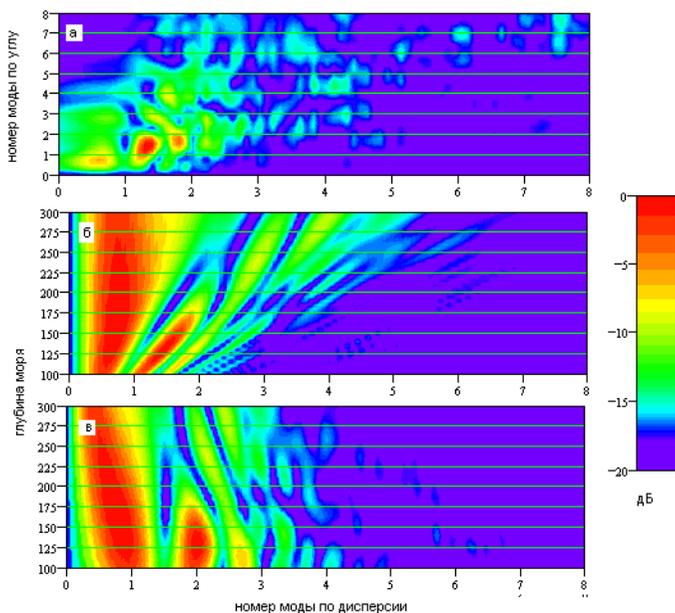
Эта фильтрация посторонних сигналов, наблюдаемая на опыте, придает картине мод в представлении Б большую наглядность и простоту. Особую регулярность этой картине мод придает то, что все идеально прямые линии мод, идущие под разными углами, пересекаются в одной точке или в малой ее окрестности. Линии мод фокусируются в эту точку, которая лежит на оси, по которой отложена глубина моря. Заметим, что если наблюдаются сигналы мод от двух источников, находящихся на разных расстояниях, то линии их мод пойдут под разными углами, зависящими от дистанции. Это практически полезное свойство представления Б. Представление Б наглядно, но неудобно тем, что вдоль горизонтали откладываются номера мод по дисперсии, соответствующие разным ее значениям. Номера мод по дисперсии, соответствующие одному значению дисперсии, определяются функцией двух переменных  $m$  и  $H$ :

$$m_1(m, H) = m \frac{H_1}{H}, \quad (1.17)$$

где  $m$  — номер моды по дисперсии, показанный на графике;  $H_1$  — начальное значение параметра  $H$ , при котором принято, что номера  $m$  соответствуют дисперсиям;  $H$  — значение параметра, которое отложено вдоль вертикали на рис. 1.5. Это неудобство представления Б можно частично убрать путем замены переменных, введя новую переменную, равную  $m / H$ . Линии мод при такой замене становятся вертикальными, но правильные значения номеров мод при этом соответствуют только одному значению  $H$ , которое следует выбрать. Назовем это представлением В. Оно отличается от А тем, что отфильтрованы лишние сигналы и не надо подбирать правильные значения параметра  $H$ , их можно определить по положению максимумов на рисунке.

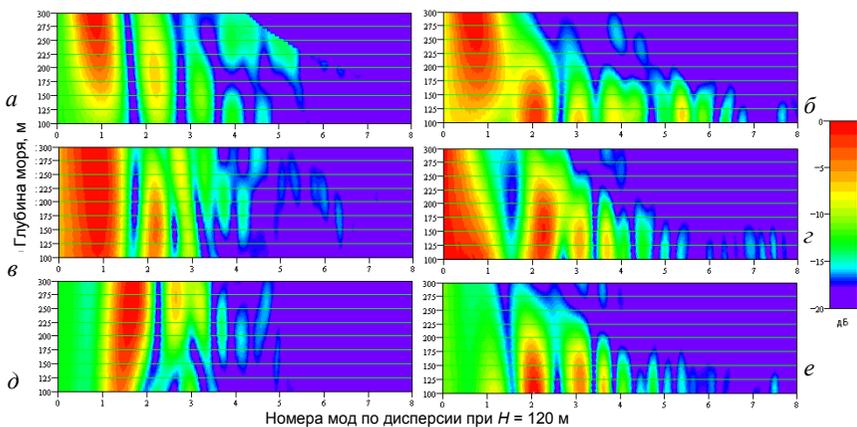
На рис. 1.6 показан сигнал моды во всех трех представлениях. В качестве демонстрационного сигнала выбран такой, на котором много всего лишнего, — это сигнал, принятый с дистанции 14 км, идущий и сверху и снизу. Он обработан сразу по двум модообразующим волнам Бриллюэна, как это описано в монографии [13], где такой прием рекомендуется с целью двукратного повышения угловой разрешающей способности антенны, которая в обычном режиме при антенне с максимально возможной апертурой, перекрывающей весь волновод, ровно вдвое меньше того, что требуется для углового разрешения сигналов мод. Однако там же сказано, что это увеличение разрешения не подтверждается математическим моделированием. Действительно, математическое моделирование этого приема повышения разрешения, показанное на рис. 1.2, не приводит к однозначному выводу о пользе этого приема, он наверняка не годится в опыте, в котором сигнал, идущий снизу так искажен, что его не следует использовать ни отдельно, ни в какой-то комбинации с другими сигналами. На рис. 1.6 именно такой сигнал показан в трех пред-

ставлениях, причем на рисунке *а* отчетливо виден эффект увеличения разрешения антенны, предсказанный теорией, и видны посторонние сигналы в большом числе, на рисунке *б* посторонних сигналов значительно меньше, а на рисунке *в* виден эффект изменения параметра  $H$ .



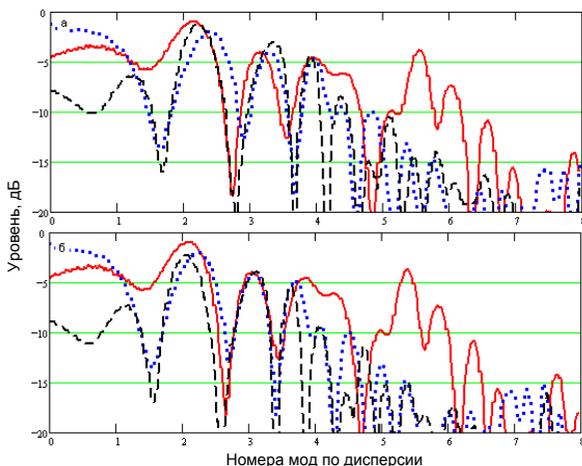
**Рис. 1.6.** Сигнал моды в опыте с 14 км, выделенный и сверху и снизу в представлениях А (*а*), Б (*б*) и В (*в*)

В формате В на рис. 1.7 приведены картины мод, показанные в представлении А на рис. 1.4, отчетливо видны сигналы мод, выделяющиеся своими максимумами. Положение максимума сигнала моды определяет ее номер, а ширина этого максимума определяет форму моды. Чем максимум тоньше, тем форма моды ближе к известной форме моды идеального волновода с тем же номером. Чем шире сигнал моды, тем форма моды сильнее отличается от формы моды идеального волновода. Представления сигналов мод выполнены так, что в них не входит дистанция, поэтому сигналы, принятые с разных дистанций, можно сравнивать. Эти сигналы должны быть похожи, так как взаимодействие мод с переходом моды из одной в другую в данном волноводе маловероятно. Сигналы мод, полученные с разных дистанций, действительно похожи на рис. 1.7 (*б*, *г*, *е*), но несколько не похожи на соседних рисунках 1.7 (*а*, *в*, *д*). Этот факт говорит о том, что на рис. 1.7 (*б*, *г*, *е*) мы действительно видим сигналы мод, а на соседних рисунках преобладают другие сигналы, являющиеся для нас помехой.



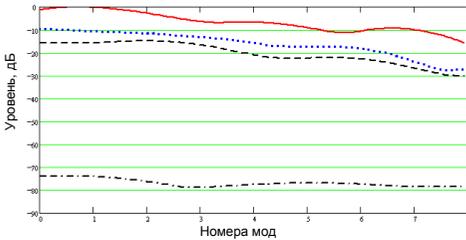
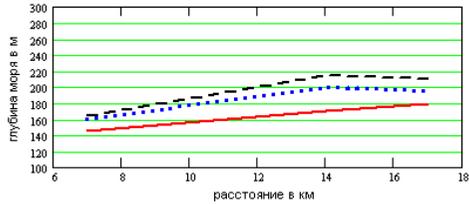
**Рис. 1.7.** Сигналы мод в представлении В, принятые в опыте с дистанции 7 км (а, б), 14 км (в, г), 17 км (д, е) антенной, выделяющей сигналы мод, идущие сверху (б, г, е) или снизу (а, в, д)

На рис. 1.8 сигналы мод в представлении В, принятые только сверху, показаны в виде сечения рис. 1.7 вдоль линии  $H = 120$  м. Полученные рисунки похожи друг на друга лишь локально при совмещении сигналов одноименных мод. Если изменять масштаб по номерам мод путем изменения величины  $H$ , используемой при переходе от представления Б к представлению В, то таким путем можно получить полное совмещение сигналов мод для любых номеров мод при разных дистанциях, варьируя глубиной. Величины  $H$ , при которых получают совпадения сигналов одинаковых номеров мод для разных дистанций, являются эффективными глубинами волновода для этих номеров мод и дистанций.



**Рис. 1.8.** Сигналы мод в представлении В на общем графике для всех дистанций: 7 км (сплошная линия), 14 км (пунктир), 17 км (крупный пунктир). Сигналы мод выровнены по номеру путем подбора глубин для 3-й моды (а) и 4-й моды (б)

**Рис. 1.9.** Эффективная глубина волновода для 2-й (сплошная линия), 3-й (пунктир) и 4-й мод (крупный пунктир)



**Рис. 1.10.** Сумма модулей сигналов по дисперсиям с дистанции 7 км (сплошная линия): 14 км (мелкий пунктир), 17 км (крупный пунктир) и шум (штрихпунктир).

Совмещая сигналы мод путем подбора величин  $H$ , на рис. 1.10 построили график зависимости эффективной глубины волновода для разных мод, приведенный на рис. 1.9; показан интересный результат некогерентного сложения сигналов с разными дисперсиями для номеров мод по углу. Суммы нормированы на максимум самого сильного сигнала первой моды, принятого с дистанции 7 км. Видно, как изменяется уровень сигналов с номером моды. Уровень высших мод в излученных основных сигналах уменьшается сильнее, чем при приеме сигнала между импульсами, когда значительную долю энергии составляет шум. В основных сигналах уровень высших мод к 8-му номеру уменьшается примерно на 15 дБ, а в шуме это изменение составляет около 5 дБ. Физическая природа этого различия понятна. Моды излученного сигнала дискретны, и их в заданном интервале дисперсий немного. В шуме сигналы мод распределены равномерно, ими заняты все свободные места. Шум на высоких модах возрастает из-за увеличения числа шумовых мод, компенсируя этим уменьшение уровней отдельных мод. Обращает на себя внимание большой уровень принимаемых сигналов мод по сравнению с шумом, что является следствием большой мощности излучения и значительной полосы и длительности широкополосного сигнала, позволяющих свернуть его в короткий импульс с повышением помехоустойчивости.

### 1.2.2. Точный подбор девиации частоты опорного сигнала

В нашем опыте информация о параметрах сигнала, посланного в среду, не была обеспечена с высокой точностью, необходимой для свертки сигнала с сохранением его дисперсии. Поэтому параметры опорного сигнала, используемого для свертки, подбирались по принятому сигналу. Величина дисперсии, измеренной в сигнале моды, зависела от скорости

перестройки частоты опорного ЛЧМ-сигнала, используемого для его свертки с принятым ЛЧМ-сигналом. Скорость перестройки частоты в опорном сигнале была в [1] выбрана со смещением. Из-за этой неточности дисперсия всех сигналов была увеличена почти на 40 мс, что привело к изменению полученной в [1] картины мод. Если бы и не было этого смещения, то все равно картина мод не получилась бы правильной, так как в [1] сигналы мод формировались только по волнам, идущим снизу, и иных представлений, позволяющих отсеивать ложные сигналы, не делалось. Для устранения допущенной неточности опорный сигнал подбирался по значению дисперсии так, чтобы величина дисперсии в первой моде соответствовала значению, определяемому формулой (1.17). Для этого сигнал первой моды выделялся в принятом ЛЧМ-сигнале путем сложения сигналов со всех приемников. К выделенному сигналу первой моды подбирался опорный ЛЧМ-сигнал с девиацией частоты, обеспечивающей значение дисперсии, соответствующее вычисленному по (1.17).

Измерение получаемой дисперсии для наибольшей точности велось нулевым методом. Для этого в сигнал вводилась дисперсия с противоположным знаком, затем выбиралось такое значение величины девиации частоты в опорном сигнале, при котором дисперсия в свернутом сигнале отсутствовала. Отсутствие дисперсии проверялось по совпадению свернутых импульсов двух половин спектра сигнала — ВЧ и НЧ. Таким путем можно устанавливать в сигнале заданную дисперсию с точностью до 1 мс. С использованием найденного значения девиации частоты опорного сигнала из импульсов протяженностью порядка 5 с формируются импульсы, укороченные до 10 мс, что существенно увеличивает отношение сигнал / шум.

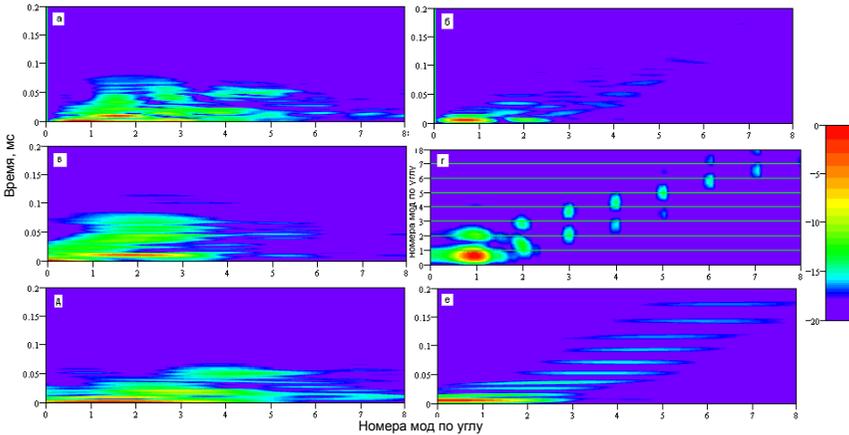
### 1.2.3. Обращение сигналов мод

Обращать моды можно в сигнале одного приемного элемента [12, 16], но значительно эффективнее совершать эту операцию в сигналах антенны, сформированных так, чтобы каждый из них содержал в основном одну моду. Если просто сложить сигналы всех приемников антенны, получим сигнал, содержащий преимущественно первую моду [13]. Можно так сложить эти же сигналы, что в сумме будет преобладать уже другая мода. Выделяя таким путем в сумме моды идеального волновода, получим математическое преобразование Фурье, широко известное и используемое [15]:

$$FM(\omega, m) = \sum_n GT_n(\omega) \exp\left(i\pi \frac{d}{L} mn\right), \quad (1.18)$$

где  $L$  — глубина моря в месте установки приемной антенны;  $d$  — расстояние между приемными элементами антенны;  $GT_n(\omega)$  — фурье-спектр сигналов, принятых отдельными приемными элементами антенны.

Если выделять моды иного волновода, например такого, который ожидается встретить в данной акватории, то тогда это преобразование будет другим. Получение преобразования Фурье при использовании мод идеального волновода очень существенно. Во-первых, это означает, что сделанное нами преобразование (1.18) не приводит к потере информации и всегда возможно (известны условия, при которых преобразование Фурье неприменимо, но они связаны с такими особенностями функций, которые физически не реализуются). Моды идеального волновода замечательны тем, что имеют форму, позволяющую использовать преобразование Фурье, и не зависят от частоты, что дает возможность весьма просто обрабатывать сигналы этих мод для широкополосного сигнала.



**Рис. 1.11.** Сигналы мод, выделенных по углу (1.10) до их обращения в сигнале, принятом с 14 км (*a*, *в*, *д*) сверху и снизу (*a*), сверху (*в*), снизу (*д*), и в модели идеального волновода (*б*, *г*, *е*) сверху и снизу (*б*), снизу (*е*), сверху и снизу с обращением мод (*з*)

Результат выделения мод с применением только преобразования Фурье (1.9) (включая нецелые номера мод) по координате  $nd$  (вдоль антенны) показан на рис. 1.11. Выделенные антенной по углу сигналы мод показаны как функции времени. Сигналы мод удается разрешить в таком представлении только при использовании широкополосного сигнала, так как только в этом случае сигналы отдельных мод отделялись друг от друга. Это видно на сигнале математической модели идеального волновода (рис. 1.11, *е*). На рис. 1.11, *а* показан результат выделения сигналов мод по (1.9) для сигналов антенны, принятых и снизу и сверху (обе модообразующие волны Бриллюэна) — никаких мод, кроме самых первых и искаженных, не видно. Чтобы показать эффективность обработки, для модельного сигнала под рисунком *б* помещен рисунок *г*, на котором

модовые сигналы сфокусированы. Что при такой обработке (без фокусировки) получается с сигналом реального волновода, видно по рис. 1.11 (а, в, д). Заметим, что именно такая обработка сигнала с целью выделения сигналов мод считается вполне достаточной [13]. Причиной недостаточной селекции мод здесь является реверберационная помеха.

Как видно из рис. 1.11, полученное представление сигналов мод значительно отличается от представления А. Сигналы мод в полученном по (1.9) представлении не только вследствие дисперсии растянуты во времени, но и обогащены помехой. Не помогает даже раздельный прием сигналов сверху и снизу. Для получения представления А выделенные сигналы мод надо сфокусировать посредством их обращения во времени, лишив их при этом дисперсии, причем надо обратить каждую моду так, чтобы не обращать их все сразу одновременно. Иначе все обращенные сигналы мод сольются вместе в один момент, и их уже никак не разделить. Сигналы мод, составляющие сумму, следует обращать (фокусировать) поочередно, но при этом поочередно к каждому сигналу обратиться нельзя, так как они все находятся в единой сумме. Здесь на помощь приходит очень важное свойство сигналов мод идеального волновода. Обращение изменяет не только форму сигнала, фокусируя или дефокусируя его, но и изменяет его положение во времени. Обращение сигнала моды прежде всего влияет на положение этого сигнала во времени, значительно изменяя его даже при незначительном изменении формы сигнала.

Умножим всю сумму на такой сигнал, который полностью обращает только один из сигналов мод, входящих в общую сумму. Этот обращенный сигнал примет форму узкого сфокусированного импульса максимально возможной амплитуды, принимаемой этим сигналом в момент  $t = t_0$  — момент прихода обращенного импульса, лишенного дисперсии. Остальные сигналы при этом будут обращены лишь частично, и их положение во времени будет отличаться от  $t_0$ . Благодаря этому смещению во времени удастся в момент времени  $t = t_0$  измерить амплитуду обращенного сигнала моды без существенных помех, вносимых сигналами мод с иными номерами. Преобразование суммы сигналов мод, которое способно обратить один сигнал моды, имеет вид

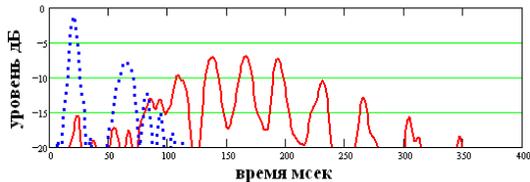
$$GDM(\omega, m, D) = FM(\omega, m)Z^*(\omega, D), \quad (1.19)$$

где  $FM(\omega, m)$  определяется формулой (1.9), а  $Z(\omega, D)$  — формулой (1.4).

Форма модуля сигнала моды, получаемая при преобразовании (1.9), показана на рис. 1.12 на примере 7-й моды идеального волновода. Сигнал моды до ее обращения (сплошная линия на рис. 1.12) растянут во времени, а его модуль искажен интерференцией с другими модами, которые до фокусировки во времени не разделяются. Сигнал после применения (1.9) к его спектру с параметром  $D$ , равным дисперсии 7-й моды, показан на рис. 1.12 пунктиром. При этом полностью обращается, лишаясь диспер-

сии, только сигнал 7-й моды. Максимум его модуля перемещается во времени к моменту  $t_0$  прихода сигнала без дисперсии, а сигналы других мод, которые до применения обращения (1.9) интерферировали с 7-й модой, ушли в сторону. Уровень сигналов мод на рис. 1.12 определен относительно общего сигнала, что позволяет сравнить уровни сигналов до и после обращения. На высокой 7-й моде выигрыш при обращении почти максимальный, но этого выигрыша недостаточно для разделения сигналов мод только по уровню. Сигналы мод при обращении разделяются во времени, что допускает применение стробирования для окончательного разделения сигналов мод.

**Рис. 1.12.** Сигнал 7-й моды идеального волновода, выделенный преобразованием Фурье (1.9) (сплошная линия), и тот же сигнал после его обращения (пунктир)



После преобразования (1.12) осуществляется обратное преобразование Фурье по переменной  $\omega$ . В результате в сигнал добавляется еще одна переменная дисперсия  $D$  и получается четырехмерный вектор, который невозможно отобразить графически. Но здесь в этом нет необходимости. Для получения искомой картины обращенных во времени мод в представлении  $A$  нужно стробировать сигналы мод по времени, что делается весьма просто. Для разделения сигналов мод стробированием достаточно придать фиксированное значение переменной времени  $t$ , приравняв к  $t_0$  — времени прихода обращенного сигнала без дисперсии. Так мы получаем возможность определения значения величины модуля и дисперсии для каждого сигнала, входящего в сумму, что приводит к представлению  $A$  для сигналов мод.

### 1.3. Область применимости метода

В работе [13] определена область применимости метода селекции мод, основанного на использовании монохроматических сигналов с разницей частот. Действуя тем же путем [13], найдем область применимости метода селекции мод, использованного в [1] и в настоящей работе.

Метод основан на стробировании сигналов мод после их обращения. Условием эффективного стробирования моды, делающего метод применимым, является достаточная величина сдвига во времени сигнала соседней моды по сравнению с выделяемой. Сдвиг определяется ЧХМ (1.2). Согласно (1.2) этот сдвиг можно записать как

$$\tau(\omega, m) = \left(\frac{2\pi}{\omega}\right)^2 \left(\frac{m}{2H}\right)^2 \left(R\frac{c}{2}\right). \quad (1.20)$$

Как видно из (1.20), сдвиг сигнала моды во времени является функцией частоты. В [13] на основе той же формулы определена область применимости метода селекции мод при раздельном излучении монохроматических сигналов. Используем для той же цели широкополосные сигналы, компенсируя задержку (1.20) и связанную с этим дисперсию с помощью фильтра с частотной характеристикой, комплексно сопряженной с (1.5). Этот фильтр компенсирует задержку полностью и на всех частотах сигнала только для сигнала одной моды, а действует он при этом на сигналы всех мод, входящих в общую сумму. Задержка сигнала моды с номером  $m + \Delta m$  будет скомпенсирована не полностью, и при  $\Delta m \ll m$  она будет

$$\Delta\tau(\omega, m) = \left(\frac{2\pi}{\omega}\right)^2 \frac{\Delta m m}{H^2} R\frac{c}{2}. \quad (1.21)$$

Для возможности стробирования этого сигнала, а следовательно и для применимости метода, оставшийся сдвиг во времени должен превышать длительность сжатого во времени импульса, равного  $1/\Delta f$ , где  $\Delta f$  — ширина спектра принятого сигнала. При этом получаем условие применимости рассматриваемого метода селекции сигналов мод волновода:

$$\frac{R\lambda}{H^2} > \frac{2f}{\Delta f} \frac{1}{\Delta m m}, \quad (1.22)$$

где  $f$  — частота в диапазоне принятого сигнала. Левая часть условия (1.22) совпадает с известным параметром, входящим в условие применимости понятия «мелкое море», определяемого как [13]

$$\frac{R\lambda}{H^2} \gg 1. \quad (1.23)$$

Таким образом, условие применимости рассматриваемого метода имеет тот же самый вид, что и условие применимости метода селекции мод с раздельным излучением разнесенных по частоте монохроматических сигналов, но отличается правой частью. Нам удалось выполнить этот опыт благодаря большому значению относительной ширины полосы используемого нами широкополосного сигнала. Действительно, в нашем случае  $\Delta f/f$  порядка единицы,  $\Delta m$  — расстояние между модами (точнее, максимальными значениями спектра мод) тоже порядка единицы. Подставляя эти значения в (1.22), получим условие применимости в виде

$$\frac{R\lambda}{H^2} > \frac{2}{m}. \quad (1.24)$$

Условие (1.24) для 2-й моды и выше совпадает с общим условием (1.23) применимости к данному волноводу понятия мелкое море, при котором целесообразно сигналы, распространяющиеся в волноводе,

описывать в виде мод волновода. Таким образом, получается, что при широкополосном сигнале (иначе метод не работает) метод применим ко всем условиям мелкого моря.

#### 1.4. Что в итоге

Результатом выполненного исследования является то, что использованное представление сигналов мод реального природного волновода в виде ряда по номерам мод идеального волновода успешно выдержало все предложенные тесты, включающие как математические модели, так и природный волновод на дистанциях 7—17 км. Установлено, что моды идеального волновода при исследовании сложного волнового поля природного волновода способны играть ту же роль, что и идеальные гармонические функции в спектральном представлении при исследовании сложных процессов, протекающих во времени. Для успешного решения задачи о выделении сигналов мод реального волновода, высокая сложность которой обусловлена неопределенностью параметров волновода и присутствием многочисленных разнообразных помех, пришлось использовать возможности антенны отделять сигналы, идущие снизу и сверху, и представлять результаты таким образом, чтобы сигналы мод благодаря их зависимостям от параметров преобразования отделялись от помех.

В качестве практических результатов решения этой задачи стоит отметить следующее. В натурном опыте в Баренцевом море показана возможность выделения модовых сигналов с использованием широкополосного излучателя с существенно неравномерной частотной характеристикой (обладающего довольно узким резонансом). Исследования показали, что использование широкополосного сигнала позволяет селективировать сигналы мод по дисперсии только с помощью вертикальной антенны, обеспечивающей необходимую помехоустойчивость опыта. Найдены и успешно применены новые представления картины мод, эффективные для реального природного волновода. Примененный метод исследования мод волновода позволяет исследовать волновод на отдельных модах, что недоступно для исследования иными методами.

#### Список литературы к главе 1

1. Зверев В.А., Коротин П.И., Матвеев А.Л., Стромков А.А. Дисперсионный и угловой анализ акустических мод в мелком море // Акуст. журн. 2011. Т. 57, №1. С. 75—84.
2. Зверев В.А., Коротин П.И., Стромков А.А. Численное временное обращение волн // Акуст. журн. 2008. Т. 54, №1. С. 69—76.
3. Зверев В.А., Коротин П.И., Стромков А.А. Модовое обращение волн для мелкого моря // Акуст. журн. 2009. Т. 55, №1. С. 62—73.
4. Fink M., Cassereau D., Derode A., Prada C., Roux P., Tanter M., Thomas J.-L., Francois Wu. Time-reversed acoustics // Rep. Prog. Phys. 2000. V. 63. P. 1933—1995.

5. *Зверев В.А.* Принцип акустического обращения волн и голография // Акуст. журн. Т. 50, №6. 2004. С. 685—693.

6. *Hodgkiss W.S., Song H.C., Kuperman W.A., Akal T., Ferla C., and Jackson D.R.*, A long range and variable focus phase conjugation experiment in shallow water // J. Acoust. Soc. Am. 1999. 105. 1597—1604.

7. *Kim S., Kuperman W.A., Hodgkiss W.S., Song H.C., Edelmann G., and Akal T.*, Echo-to-Reverberation enhancement using a time reversal mirror // J. Acoust. Soc. Am. 2004. 115. 1525—1531.

8. *Song H.C., Kim S., Hodgkiss W.S., and Kuperman W.A.* Environmentally adaptive reverberation nulling using a time reversal mirror // J. Acoust. Soc. Am. 2004. 116. 762—768.

9. *Song H.C., Hodgkiss W.S., Kuperman W.A., Roux P., Akal T., and Stevenson M.* Experimental demonstration of adaptive reverberation nulling using time reversal // J. Acoust. Soc. Am. 2005. 118. 1381—1387.

10. *Prada C., Julien de Rosny, Clorennec D., Minonzio J.-G., Aubry A., Fink M., Berniere L., Billand P., Hibrat S., Folegot T.* Experimental detection and focusing in shallow water by decomposition of the time reversal operator // J. Acoust. Soc. Am. 2007. 122 (2). 761—768.

11. *Sabra K.G., Roux P., Song H.-C., Hodgkiss W.S., Kuperman W.A., Akal T., and Stevenson J.M.* Experimental demonstration of iterative time-reversed reverberation focusing in a rough waveguide application to target detection // J. Acoust. Soc. Am. 2006. 120. 1305—1314.

12. *Зверев В.А., Коротин П.И., Стромков А.А.* Выделение мод в мелком море путем их обращения // Акуст. журн. 2009. Т. 55, №6. С. 754—761.

13. *Кацнельсон Б.Г., Петников В.Г.* Акустика мелкого моря. М. : Наука, 1997. 191 с.

14. *Зверев В.А., Стромков А.А., Хилько А.И.* Выделение мод мелкого моря с помощью вертикальной антенной решетки // Акуст. журн. 2006. Т. 52, №6. С. 676—682.

15. *Зверев В.А., Коротин П.И., Матвеев А.Л., Стромков А.А.* Измерение параметров моды реального волновода // Акуст. журн. 2010. Т. 56, №2. С. 230—244.

16. *Зверев В.А., Салин Б.М., Стромков А.А.* О возможности определения модового состава волн в мелком море при точечном излучении и приеме // Акуст. журн. 2005. Т. 51, №2. С. 221—227.

17. *Зверев В.А., Стромков А.А.* Определение вертикальной направленности излучения короткого импульса на отдельных модах в мелком море // Акуст. журн. 2006. Т. 52, №2. С. 220—226.

18. *Зверев В.А., Коротин П.И., Стромков А.А.* Пространственная протяженность области акустического обращения волн // Акуст. журн. 2008. Т. 54, №5. С. 823—830.

19. *Зверев В.А.* Радиооптика : преобразования сигналов в радио и оптике. М. : Сов. радио, 1975. 304 с.

20. *Porter M.B.* The KRAKEN Normal Model Program. SACLANT Undersea Research Center, 1991.

21. *Зверев В.А., Коротин П.И., Матвеев А.Л., Стромков А.А.* Выделение сигналов мод по углу прихода и дисперсии // Акуст. журн. 2012. Т. 58, №6. С. 733—746.

## Глава 2.

### ГИДРОЛОКАЦИЯ НА ПРОСВЕТ

Выяснены необходимые и достаточные условия для успешной работы локации на просвет. Показано, что при соблюдении этих условий можно определять наличие и время прохода рассеивателя через акустический луч без ложных тревог и без пропуска сигнала прохода. Выяснены и опробованы методы локации при отсутствии подходящих лучей в акватории.

#### 2.1. Как появилась гидролокация на просвет

История, кратко описанная ниже, относится к 1980-м годам. В главном штабе Военно-Морского Флота СССР проходило одно совещание, на котором центральное место заняла наука. Не наука побеждать, а наука, с помощью которой можно обнаруживать объект, движущийся под водой. Обнаруживать лучше и надежнее, чем это делали имеющиеся у ВМФ гидроакустические системы. Так как вопросы обсуждались научные, то на это совещание пригласили представителя Академии наук СССР в моем лице. Сидя на совещании, я придумал хороший, на мой взгляд, способ решения обсуждавшейся проблемы. Способ подкупал тем, что для его реализации не надо было ничего нового создавать, а вполне достаточно, казалось, использовать уже имеющиеся средства обнаружения, сделав их еще более эффективными. Идея пришла мне в голову прямо на совещании, но предлагать ее сразу я не решился. Довольно часто бывает, что только что пришедшая в голову идея или при попытке ее реализации, или при ее дальнейшем обдумывании оказывается несостоятельной. У меня уже был к этому времени накоплен опыт таких несостоявшихся идей, и я старался быть осторожным.

Идея чрезвычайно простая и к тому же вполне очевидная, до которой не только легко догадаться, а даже трудно не догадаться. Но раз ее еще никто не использовал, то на том совещании она никак не обсуждалась, и потому я решил ее для начала потихоньку, не афишируя прежде времени, проверить. Идея была новой только в том отношении, что она предлагала использовать для обнаружения удаленного объекта его излучение вперед, а не назад, что позволяло значительно уменьшить мощность источника подсветки, сделав его менее заметным. Действительно, в стандартной активной локации (в так называемой моностатической локации, когда источник и приемная антенна расположены близко друг к другу), источник должен быть очень мощным, чтобы получить от подсвечиваемой цели сигнал обратного рассеяния, достаточного для регистрации его уровня, поскольку объект практически всю энергию подсветки рассеивает в ту же сторону, в которую эта подсветка направлена — по направлению вперед. Иными словами, моя идея заключалась в том, чтобы подсвечивать объект в то время, когда он находится между источником и приемником, и регистрировать сигнал рассеяния вперед.

Но я все же не удержался, чтобы не рассказать ее одному хорошо знакомому мне адмиралу, встретившись с ним по окончании того совещания. Адмирал быстро понял меня и заинтересовался настолько, что уже на следующий день в моем присутствии была подготовлена специальная директива, предписывающая флоту и нашему институту заняться экспериментальной проверкой этой идеи. Когда директива пришла в институт, меня тут же пригласили в дирекцию, отругав за то, что я званил на институт ни с кем не согласованную колоссальную работу, да при этом никак не обеспеченную финансированием. Дело принимало не совсем приятный оборот.

Однако я нашел путь выполнения институтом той неожиданной адмиральской директивы. Мне удалось уговорить одного из сотрудников отдела, Дмитрия Андреевича Селивановского, отправиться в Севастополь и выполнить эту работу — принять участие в пробном эксперименте. Однако он, прибыв на место работ, уведомил меня, что и Черноморский флот, получив директиву адмирала, не намерен ее выполнять, так как командование этого флота не было в прямом подчинении этому адмиралу и потому не считало себя обязанным гонять туда-сюда военные корабли по его директиве. Но Д.А. был не такой человек, который способен отступить от понравившейся идеи. Ему удалось уговорить командование флотом найти возможность ее проверить. Флот взялся за эту задачу путем совмещения требуемых для этого маневров кораблей с выполнением другой, плановой работы, требующей почти тех же самых маневров. Подходящего выхода в море Д.А. пришлось ждать два месяца, в течение которых он все время напоминал флотскому начальству о достигнутой договоренности и о самой идее, нашедшей интерес с его стороны. Наконец, опыт был произведен. В море вышли два корабля, с одного из которых осуществлялось излучение сигнала подсветки, а другой корабль обеспечивал прием. Но неожиданно оказалось, что штатная корабельная гидроакустическая система, сложная и очень чувствительная, не приняла мощный сигнал подсветки от излучателя, расположенного за 40 км от места приема. Фактически, она «не услышала» его! Сигнала от объекта также не оказалось, т. е. эксперимент грозил закончиться полным провалом.

Но Д.А. и в этом случае не растерялся. Он опустил на простой веревке с борта корабля, который обеспечивал прием, свой, привезенный им из Горького приемный гидрофон, возможности которого не шли ни в какое сравнение с возможностями штатной системы ни по чувствительности, ни, тем более, по направленности. Но последняя представлялась крайне важной для успешного опыта, поскольку необходимо было отделить по углу прихода мощный сигнал подсветки лоцируемого объекта от рассеянного сигнала. Оказалось, однако, что гидрофон Д.А. уверенно принял сигнал излучателя подсветки с очень большим отношением при-

нятого сигнала к шуму. Этот сигнал Д.А. записывал на привезенный им же простой самописец, рисовавший временные реализации сигнала чернилами на бумажной ленте. И этот самописец четко отобразил не только прямой сигнал излучателя подсветки, но и проход объекта локации, т. е. в самом наглядном виде показал положительный результат того пробного опыта. Форма полученной при проходе записи повторяла классическую картину дифракции монохроматической волны на непрозрачном экране, которая приводится во всех учебниках по оптике. Таким образом, опыт Д. А. Селивановского дал блестящий положительный результат в тех условиях его применения, в которых этот успех поначалу никак не просматривался. Идея оказалась не просто работающей, но сразу же оправдала самые смелые ожидания.

Конечно, после этого быстро появились и желание, и возможности повторить этот опыт. Но сколько раз мы его ни повторяли, у нас ничего не получалось. Мы приблизились только самую чуточку, чрезвычайно сильно усложнив процедуру выделения сигнала с помощью мощного компьютера, но повторить тот простой и такой наглядный результат Д.А. нам не удавалось. Излучатель, подсвечивающий объект локации, мы отлично видели во всех опытах, но прохода самого объекта при этом не видели, хотя на самом деле мы точно знали, что проход был.

Объяснение того первоначального успеха, включая объяснение, почему штатная акустическая система корабля не приняла сигнал подсветки, а также все неудачи последующих опытов, пришло намного позднее, уже в XXI веке. Окончательно это произошло только в 2018 году, когда были завершены исследования физической природы помех в методе локации на просвет и анализ акустических условий серии полунатурных озерных экспериментов, выполненных в 1998 году специально для исследования возможностей метода. Все это подробно описано в данной главе. Но очевидно, что история метода могла бы завершиться, так и не начавшись, если бы не было той первоначальной удачи, возникшей вследствие большой настойчивости и изобретательности Д. А. Селивановского. Во всяком случае, эта история могла бы быть гораздо менее «событийной».

## **2.2. Общие замечания и структура главы**

Ниже изложены физические основы гидролокации на просвет в том виде, в котором они представляются автору этой книги. Среди сотрудников института, участвующих в выполнении исследований по локации на просвет, есть иные мнения (во многом противоположные) на этот счет, но они, обремененные текущей исследовательской работой, не принимали участия в исследованиях автора [1, 2] и не формулировали своих

окончательных выводов по этой части, так что альтернативная точка зрения не нашла места в этой книге. Но глубокий след она оставила в том, что вынуждает автора уделять, возможно, излишнее внимание доказательству своего понимания физических основ локации на просвет [1, 2].

Для выяснения возможностей локации на просвет в 1997—1999 гг. была проделана большая (можно сказать, огромная) научно-исследовательская работа по заказу английской фирмы Маркони. Она включала большую серию (более 100) натурных опытов, поставленных на озере Санхар Владимирской области. В этой книге физические основы локации на просвет изложены на основе тщательного анализа результатов всего двух ключевых опытов, выполненных в рамках этой серии в 1998 г. и имевших продолжительность не более нескольких минут каждый. Один опыт описан и проанализирован в [1, 2], а второй — в [14]. То, что было сделано по локации на просвет до этого, описано в [3—12]. Здесь результаты прежних масштабных опытов изложены в объеме, который необходим для анализа результатов двух ключевых опытов [1, 2, 14].

Эта работа велась на всем протяжении с практическим уклоном; была всего одна задача, подлежащая решению: обнаружить проход объекта локации средствами локации на просвет. Сейчас выяснилось, что эта задача теснейшим образом сопряжена с решением научных задач, связанных с получением правильных представлений об акустических условиях опытов по локации на просвет и с точным измерением ряда акустических параметров, которым ранее акустики не уделяли серьезного внимания. К таким параметрам относится измерение вертикального угла  $\beta$  прихода акустического луча в точку его приема, а также измерение на опыте скорости движения объекта локации вдоль трассы его перемещения с точностью до 1 мм/с по данным опыта. Профессиональные акустики объективно и доказательно выясняют акустические условия опыта, уделяя внимание методам и результатам определения ряда акустических параметров, т. е. физической основе локации на просвет. И только после этого идут замечания и рекомендации по практическому использованию локации на просвет, но ни в коем случае не начинать с этого! Этот принцип положен в основу дальнейшего изложения физических основ локации на просвет на основе ключевых опытов [1, 2, 14].

### **2.3. Акустические условия опытов на озере Санхар**

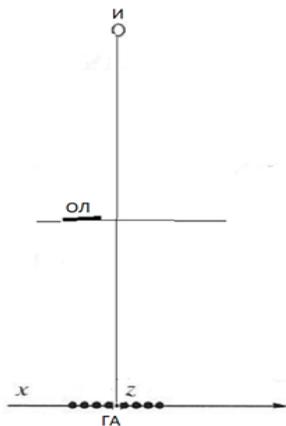
Схема опыта на озере Санхар показана на рис. 2.1. На дне озера был установлен излучатель монохроматического сигнала. Ниже обсуждаются результаты двух опытов, которые выделены среди сотен опытов в качестве ключевых, тщательный анализ результатов которых вполне достаточен для выяснения физических основ локации на просвет. В этих опытах излучатель подавал в непрерывном режиме высокостабильный моно-

хроматический сигнал с частотой по дифракции 2499 Гц, а в опыте по подсветке цели 1900 Гц. Расстояние между излучателем и антенной в опыте по дифракции было 300 м. Горизонтальная антенна была растянута на глубине 6 м, и на той же глубине перемещался объект локации в виде металлического цилиндра с конусными полуметровыми насадками длиной порядка 6 м и диаметром порядка полуметра. В опыте по подсветке горизонтальная антенна была приближена к излучателю примерно на 50 м, в результате чего она попала в зону тени для водных лучей (см. далее рис. 2.2).

В озере во время опытов существовал градиент температуры по глубине, приводящий к градиенту скорости звука (величина его показана в [10]), но для опыта важен не градиент скорости звука, а ход лучей, формируемых этим градиентом. Ни во время самого опыта, ни позже при подготовке к опубликованию его результатов, лучевые картины не строились, так как предполагалось, что лучи здесь ничего не показывают и не доказывают; постулировалось, что распространение волн в этом опыте описывается не лучами, а модами придонного волновода. В этом волноводе с учетом глубины водоема 15 м и длины волны  $\lambda = 0,6$  м возможно распространение около 40 мод, из которых активно распространяющимися считались всего 10—20 [10].

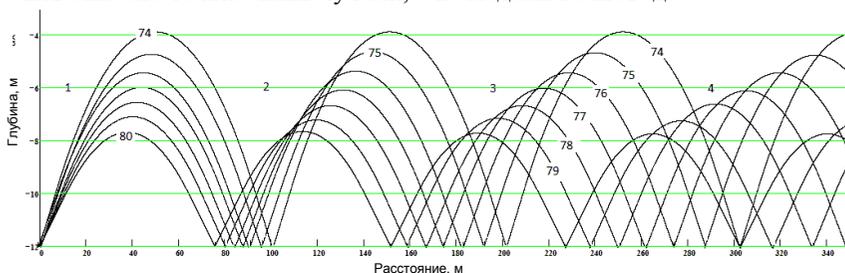
### 2.3.1. Лучевая картина звукового поля

Лучевая картина для этого опыта, построенная на основе гидрологии, близкой к приведенной в работе [10], показана на рис. 2.2 при одной глубине и ровном дне. На самом деле дно неровное в двух направлениях (см. рисунок), неровности дна значительны (достигают 5 м), и мы не можем представить точную лучевую картину опыта. Показанная на рис. 2.3 картина позволяет выявить особенности распространения волн в этом опыте с учетом значительных неровностей дна в двух направлениях. Для нас существенное значение имеет та глубина, до которой может подняться водный луч, выпущенный со дна водоема. Оценки глубины на основе рис. 2.3 должны примерно соответствовать имеющимся в опыте. Из приведенной карты озера с изобарами глубин и схемы опыта следует очень важный для нас вывод: в этом озере нет и не может быть волноводного распространения акустического сигнала, наличие которого в

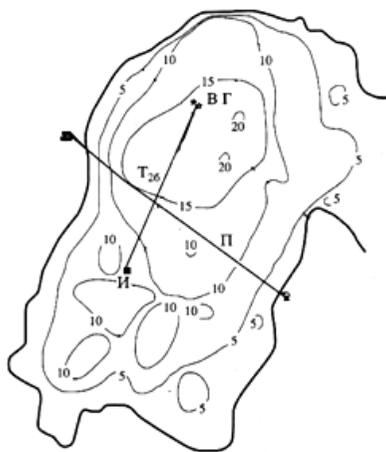


**Рис. 2.1.** Схема опыта на озере Санхар. И — излучатель, ОЛ — объект локации, ГА — горизонтальная антенна

виде 10—20 распространяющихся мод постулируется в работах [10—12]. Моды могут образоваться только тогда, когда мнимые источники волн, сформированные последовательными отражениями сигналов от дна и поверхности озера, лежат в одной плоскости и образуют периодическую последовательность, а ни того, ни другого нет при таком дне озера, показанного на рис. 2.2. То есть распространение волн в этом опыте может быть описано только лишь лучами, а не модами волновода.



**Рис. 2.2.** Ход лучей в озере в условиях типичного летнего термоклина. Показаны водные лучи (не касающиеся поверхности), достигающие глубины, близкой к глубине приема луча (6 м). Углы выхода лучей из источника относительно вертикали (углы падения) показаны цифрами. Цифрами показаны зоны тени, образованные водными лучами на глубине приема и рассеяния (тоже 6 м)



**Рис. 2.3.** Карта озера, на котором выполнен опыт, с изолиниями глубин 5, 10, 15 и 20 м. На схеме: И — излучатель, Г — горизонтальная антенна, В — вертикальная антенна, П — трасса перемещения объекта локации, Т<sub>26</sub> — акустический луч

Из приведенной лучевой картины следуют два важных вывода. Первый: никакой луч не может достичь точки приема волн, отстоящей от излучателя на 300 м, не отразившись несколько раз от неровного дна. Второй вывод неожиданный, вызывает наиболее субъективное неприятие, но очень существенный и несомненный: все возможные водные лучи этого опыта, достигающие глубины 6 м, на которой помещена горизонтальная антенна, могут образоваться в очень узком секторе углов

выхода лучей из источника. Этот сектор на рис. 2.2 занимает по углу, отсчитанному от горизонтали (углу скольжения), только  $24 \pm 1^\circ$ . Лучи, вышедшие под большими или меньшими углами скольжения, на этот горизонт не попадают, не могут участвовать в опыте и формировать что-то, доступное наблюдению и измерению.

Лучи, угол выхода которых превышает  $26^\circ$ , достигают изотермического слоя, расположенного на глубине меньше 4 м, после чего эти лучи, уже не преломляясь в сторону дна, достигают поверхности водоема и отражаются в сторону дна. Назовем эти лучи поверхностными. Распространение поверхностных лучей незначительно возмущено наличием градиента скорости звука, и они спокойно могут распространяться вдоль озера, отражаясь от его дна и поверхности. Однако уровень сигнала, отраженного от дна, уменьшается с увеличением угла скольжения, вследствие чего уровень амплитуды этих лучей постепенно убывает с ростом угла скольжения и увеличения числа необходимых отражений от дна.

Поверхностных лучей много, и они составляют солидную, а возможно и определяющую долю в сигнале, принимаемом антенной от излучателя. Таким образом, получается, что сигнал, принимаемый антенной, многолучевой. Из-за неровностей дна лучи расходятся не только по вертикальному углу  $\beta$ , но даже немного и по углу  $\alpha$ , что усложняет принимаемый в этом опыте многолучевой сигнал по сравнению со стандартным представлением многолучевости. Это особенно заметно по положению нулей интерференции многих лучей в сравнении с положениями нулей диаграммы направленности антенны при приеме однолучевого сигнала, что показано на рис. 2.4. Белая полоса максимального сигнала, как в условиях чистого однолучевого сигнала (рис. 2.4, *a*), не отличается от такой же белой линии, показанной на рис. 2.4, *б* по данным опыта [1, 2], а нули принятого сигнала распределены совсем иначе, что возможно только в результате интерференции многих лучей.

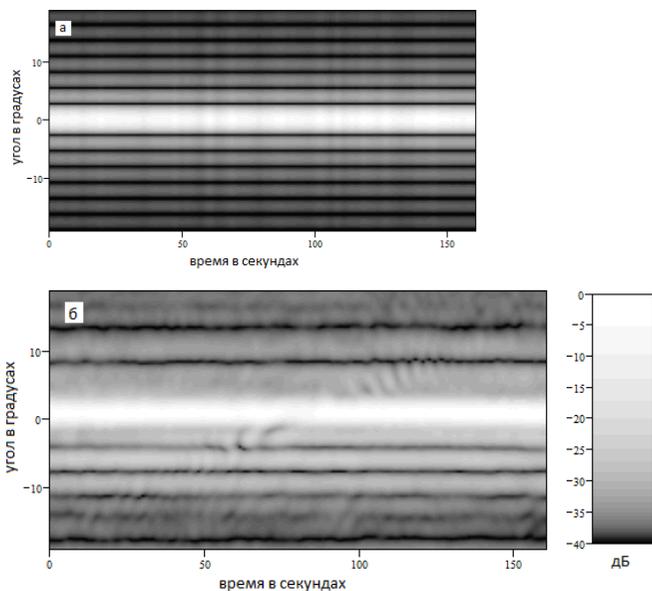
Кроме того, на рис. 2.4 содержится важная информация, что флуктуации среды распространения фактически полностью отсутствуют. Об этом свидетельствует то, что глубокие нули в течение всего времени опыта остаются в точности на своих местах и не смещаются под действием флуктуаций. Известно, что луч нельзя физически трактовать в виде бесконечно тонкой линии. Ширину луча предпочтительно трактовать с учетом дифракции как размер такой площадки экрана, которая, будучи установлена поперек луча, может существенно перекрыть собой прием сигнала по этому лучу. Размер такой площадки согласно волновой теории определяется первой зоной Френеля с центром на траектории луча,

поперечный размер которой  $D$  определяется из условия  $r = \frac{D^2}{\lambda}$ , где  $r$  — половина длины луча от точки его излучения до точки его приема.

Отсюда найдем угловую ширину луча  $\Delta\theta$  в виде

$$\Delta\theta = \frac{D}{r} = \frac{\sqrt{r\lambda}}{r} = \sqrt{\frac{\lambda}{r}}.$$

Угловая ширина луча определяется расстоянием до половины его длины и не зависит от текущей дистанции, благодаря чему она является более универсальной характеристикой луча, чем его поперечник. В нашем опыте ширина луча порядка  $4^\circ$ , т. е. существует всего один прямой водный луч, в то время как поверхностных лучей может быть много.



**Рис. 2.4.** Отклик горизонтальной антенны на сигнал излучателя:

*a* — математическая модель однолучевого сигнала, *b* — результат опыта

Сделаем важное для дальнейшего анализа уточнение. При решении задачи выделения сигнала, рассеянного движущимся объектом, можно, опираясь на дифракцию, выделить сигнал, обладающий формой искомого сигнала. Для этого с высокой точностью должны быть определены некоторые параметры опыта. В их число входит  $\cos \beta$ , где  $\beta$  — вертикальный угол, отсчитанный от горизонтали, под которым лучи приходят к горизонтальной антенне. В работах [10—12] угол  $\beta$  не определялся, а полагался равным нулю, что не оказывало влияния на качество выделения сигнала, так как форма сигнала дифракции определялась на небольшом протяжении. В работах [1, 2] форма сигнала была важна на протяжении всей трассы, что требовало высокой точности определения угла  $\beta$ , под которым луч приходил к антенне. Как видно из рис. 2.4, если угол  $\beta$

действительно близок к нулю, то это означает, что антенной принимается единственный водный луч, так как все поверхностные лучи на горизонте антенны должны обладать углами  $\beta$  больше  $25^\circ$ . В работе [1] угол  $\beta$  определялся с высокой точностью, его значение действительно оказалось весьма близким к нулевому и составило около  $\pm 10^\circ$ , что соответствовало приему водного луча, распространяющегося от рассеивателя к антенне. Поэтому можно полагать, что луч, испытавший рассеяние, попадает на приемную антенну единственным образом — как водный луч.

Кроме сигнала этого луча, принимались сигналы излучателя, отраженные поверхностью водоема. Поверхность была взволнована ветром, поэтому сигналы, отраженные ею, обладали случайной зависимостью от времени, имеющей сплошной спектр, занимающий всю доступную область наблюдения. Эти сигналы создавали помехи через посредство, как бы выразить это точнее, подставных более мощных сигналов. В результате этих помех в чисто водном луче, распространяющемся без касания поверхности в стабильной среде и без флуктуаций, появились флуктуации амплитуды и фазы, обладающие сплошным спектром. Эти флуктуации возникли не из-за нестабильности основной среды распространения сигналов, а из-за того что излучаемый мощный сигнал интерферировал с сигналом, отраженным от взволнованной поверхности озера и приходящим после отражений снова к излучателю. В среду излучался не высокостабильный сигнал излучателя, а результат этой интерференции, в котором были флуктуации как амплитуды, так и фазы, что эквивалентно собственным флуктуациям излучаемого сигнала. Стабильная часть прямого сигнала излучателя вырезалась узким фильтром и не оказывала влияния на прием дифрагированного сигнала, а его флуктуирующая часть не отсеивалась фильтром, а создавала помеху.

Установление этого механизма образования помехи сыграло большую роль в понимании того, что же происходило в ключевом опыте. Это существенный вывод, что помеха исходит из одной точки, а именно из точки расположения излучателя. Поэтому ослабление приема сигнала из точки расположения излучателя приводит к ослаблению помехи, чем удалось практически воспользоваться в работе [2].

В условиях ключевого опыта, произведенного в озере, могут быть и аддитивные помехи. Их могут формировать сейсмические сигналы или шумы подводных источников, которыми питается и за счет которых существует это озеро. Интенсивность этих сигналов не зависит от мощности излучателя, и в данном случае, как показал опыт [1], сигналы или, точнее, шумы и помехи со стороны этих источников были пренебрежимо малы по сравнению с сигналами помех, приходящими от излучателя.

Прием сигнала от объекта локации, дифрагированного на нем, возможен лишь тогда, когда объект локации при своем движении пересекает луч, соединяющий излучатель и приемник. Сигнал прохода объекта

локации удастся выделить на фоне шумов и помех наилучшим образом только в том случае, если объект пересекает единственный луч, соединяющий излучатель и приемник. Если же ни один такой луч не пересекается объектом локации при своем движении, то дифрагированного сигнала нет в сигнале приемника и его нельзя оттуда выделить.

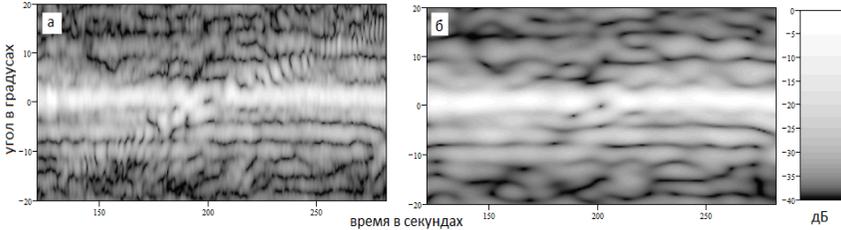
### 2.3.2. Повторная реализация самого первого опыта

То, что показано на рис. 2.4, является точным повторением схемы опыта, успешно проделанного Д. А. Селивановским на Черном море, хотя на этом рисунке показан отклик не гидрофона, а большой антенны. Антенна в этом опыте сканирует по горизонтальному углу  $\alpha$  и нацелена на излучатель своей белой линией. Вдоль нее расположен излучатель, и при идеально ровном дне, точно параллельном горизонтальной поверхности озера, все другие лучи, отраженные дном и поверхностью, тоже должны быть расположены вдоль той же белой линии.

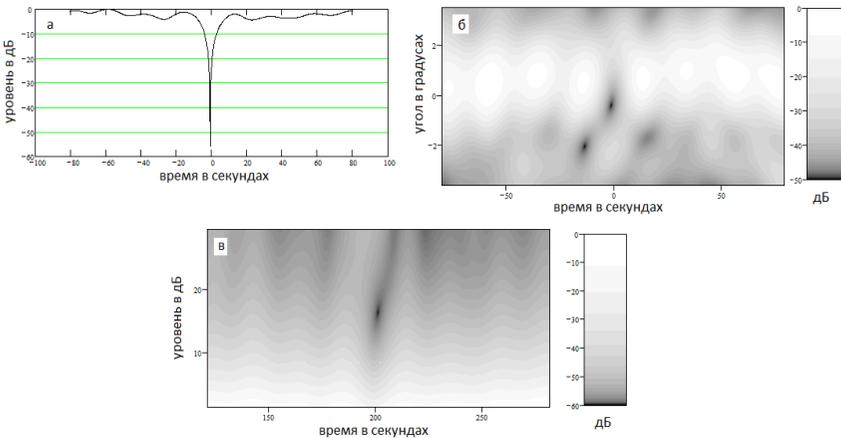
В работе [2] показано, что неровности дна приводят к смещению положений цели не более чем на 5 м, но у нас всего одно положение, и это смещение, возможно, еще меньше, но и при максимально возможном смещении положения отклика на 5 м угол на источник изменяется всего на один градус, а ширина белой линии на рис. 2.4 составляет три градуса. Поэтому все отраженные сигналы представлены вдоль белой линии на рис. 2.4, что эквивалентно сигналу, который принимается ненаправленным точечным гидрофоном. Поэтому вдоль белой линии должен появиться отклик на проход объекта локации точно такой, как и в опыте Д. А. Селивановского. Однако вдоль белой линии на рис. 2.4 прохода объекта локации не видно. А проход есть, и он даже виден на рис. 2.4, но только не вдоль белой линии, что соответствует ненаправленному приему сигнала, а сбоку от белой линии не на главном максимуме сигнала антенны, а на ее боковых лепестках в виде темных полосок, формирующих в своей совокупности всю трассу прохода объекта локации. Это объясняется тем, что проход объекта локации виден только в единственном водном луче: его боковое поле антенны убывает с той же скоростью, что и боковое поле этой антенны. А боковое поле поверхностных лучей убывает местами значительно быстрее, так как поверхностных лучей много и у них совпадают только их главные поля, лежащие вдоль белой линии. Боковые поля разных лучей не совпадают, образуя знакопеременные ряды, в которых уровень бокового поля этих лучей много меньше ординара. Вот при этих углах в боковом поле антенны мы видим проход в боковом поле водного луча при ослаблении бокового поля поверхностных лучей.

Обратимся к рис. 2.5, на котором воспроизведен тот же опыт. Рисунок *a* сделан в широкой полосе доплеровских частот, видна интерферен-

ция вдоль всей трассы перемещения объекта локации. Форма центрального дифракционного пятна заметно искажена при широкой полосе частот Доплера, чего нет при узкой полосе доплеровских частот на рисунке б. Это объясняется тем, что помеха изменяет фазу основного отклика, изменяя тем самым положение минимума результата интерференции основного отклика и прямого сигнала. Широкополосная помеха успевает за короткое время глубокой интерференции не один раз изменить положение минимума, а при узкой полосе этого за столь короткое время уже не происходит и точка глубокого минимума не расплывается.



**Рис. 2.5.** Результат интерференции прямого и дифрагированного сигналов при ослабленном на 15,5 дБ прямом сигнале в полосе частот Доплера:  $\pm 0,6$  Гц (а) и  $\pm 0,1$  Гц (б)



**Рис. 2.6.** Тот же результат интерференции, что и на рис. 2.5: а — разрез вдоль максимума б; б — результат интерференции в другом масштабе по азимуту; в — разрез б через максимум по времени в зависимости от уровня добавленного прямого сигнала

На рис. 2.6 показано, как произвести поиск дифрагированного сигнала в случае сильных и кратковременных флуктуаций уровня прямого сигнала. Замирания уровня сигнала могут играть роль ложных тревог.

Чтобы это исключить, можно сделать проверку сигнала путем изменения уровня добавленного прямого сигнала. В этом случае только результат интерференции прямого сигнала с дифрагированным на объекте локации даст отклик вида, показанного на рис. 2.6, в.

### 2.3.3. О неудачных опытах

Интересно, что мы вполне можем объяснить успех опыта Д. А. Селивановского и неудачи наших последующих попыток это повторить. Начнем с первого, удачного, опыта. Почему он получился? Потому что гидрофон Д. А. принимал всего один луч, выпущенный излучателем, и именно этот луч пересек объект локации при своем движении. Излучатель возбуждал много лучей. Расстояние было достаточно большое — порядка 40 км, а Черное море очень глубокое. Лучи в этих условиях расходятся на значительные расстояния один от другого. Прием осуществлялся на береговом склоне на небольшой глубине, позволяющей приемному кораблю прочно стоять на якорях. Лучи, вышедшие из излучателя под разными углами, подходят на разное расстояние к береговому склону. Ближе к берегу подходит мало лучей, и один из этих лучей, возможно, что вообще единственный луч, попал на гидрофон Д. А., а другие лучи на эту глубину не попали, отразившись ранее. На штатную систему шумопеленгования корабля, находящуюся на малой глубине, не попал ни один из лучей, и поэтому эта система не сработала, хотя она и была, вероятно, на боевом корабле, находящемся в строю, вполне исправна. Поэтому локация на просвет по подсветке не прошла, но зато блестяще прошла локация по дифракции.

Получилось так, что именно этот луч, который принимал гидрофон, пересек объект локации. Последний был настолько протяженным, что почти полностью перекрыл первую зону Френеля, что привело к значительному перекрытию луча и сделало проход объекта локации хорошо заметным. В этом наблюдении не было значительных помех, так как излучатель был достаточно мощным, а никакие другие лучи на гидрофон не попали. Судя по результатам опыта, это было именно так, но детали неясны, так как ни гидрология, ни профиль дна не измерялись и лучевые картины не строились.

В последующих опытах в качестве приемного элемента использовался точечный приемник, не обладающий направленностью. Он мог обнаружить проход объекта локации только при условии, что объект пересекает единственный луч, соединяющий излучатель и приемник. Были другие лучи или нет, неизвестно — ни в одном из этих опытов тоже не измерялись ни градиент скорости звука, ни профиль дна. На приеме неизменно был мощный сигнал излучателя, а прохода объекта локации не было. Это вполне реальная ситуация, которая была и в опытах, по-

ставленных на озере в 1998 г. [14]. Как хорошо известно, в глубоком море при излучении и приеме сигналов вне оси образующего волновода образуются зоны тени, через которые не проходит ни один луч. Локация на просвет при проходе объекта через зону тени невозможна по дифракции, а для локации по подсветке должны быть более мягкие условия.

## 2.4. Получение изображения объекта локации

Сигнал прохода объекта локации через луч математически описывается как дифракция монохроматической волны на непрозрачном экране прямоугольной формы. В работах [10—12] это обстоятельство использовано для выделения сигнала объекта локации (СОЛ) из сигнала, принятого приемником антенны путем так называемой согласованной фильтрации. Фильтрация называется согласованной, когда фильтром служит выделяемый сигнал. При локации на просвет СОЛ выделяется как максимум функции времени  $t$  модуля свертки  $P_n(t)$  — комплексной амплитуды сигнала, принятого приемником антенны номером  $n$ , и формы сигнала дифракции, описываемой его математической моделью  $S(t)$  [10—12]:

$$W_n(t) = |P_n(t) \otimes S(t)|. \quad (2.1)$$

Математическая модель сигнала дифракции, формируемая по схеме, показанной на рис. 2.2, представляет собой зависимость от времени сигнала приемника антенны, принимающего сигнал, рассеянный движущимся вдоль трассы рассеивателем, без учета помех и в свободном пространстве [10]. Сигнал, рассеянный движущимся объектом локации, возникает и распространяется в одном луче, что эквивалентно свободному пространству. Луч, приходящий от рассеивателя, целиком водный, не содержащий флуктуаций. Помехи добавляются при приеме антенной поверхностных лучей. Среди этих аддитивных помех (мультипликативные помехи, упоминаемые в [10], отсутствуют) нужно выделить сигнал, обязанный своим происхождением проходу рассеивателя. Исходя из этих соображений, может быть сформирована математическая модель локации на просвет. Модель представляет собой теоретически вычисленную зависимость сигнала в одном приемнике антенны от времени, которая получается в результате приема этим приемником сигнала, рассеянного протяженным объектом локации прямоугольной формы:

$$S(t) = F \left( \frac{t - t_0}{T} \right) \exp \left( i \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{R_1^2 + v^2 (t - t_0)^2} + \sqrt{R_2^2 + v^2 (t - t_0)^2} \right) \right). \quad (2.2)$$

Здесь  $v$  — скорость перемещения объекта локации;  $t_0$  — время пересечения объектом локации вертикальной плоскости, проходящей через излучатель и приемник антенны;  $R_1$  — расстояние между центром антенны и

объектом локации в момент пересечения последним прямой, соединяющей излучатель и центр антенны;  $R_2$  — расстояние между излучателем и объектом локации в момент пересечения последним прямой, соединяющей излучатель и приемник антенны;  $T$  — параметр, определяемый из опыта, пропорциональный  $1/L$ , где  $L$  — размер объекта локации;  $F(x)$  — диаграмма рассеяния объекта локации, представляющая собой фурье-образ объекта локации, которая для объекта локации прямоугольной формы имеет вид [10]

$$F(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}. \quad (2.3)$$

В работе [1] показано, что той же самой математикой описывается радиоголография. Под радиоголографией здесь понимается известный метод синтеза апертуры в радиолокации бокового обзора [18—20]. Этот эффективный метод получения изображений применим к акустической локации на просвет, что дает возможность использовать для ее анализа формализм, приведенный, например, в [20]. При акустической локации на просвет аналогом приемной антенны, установленной на движущемся носителе (самолете), является движущийся протяженный объект локации. Последний облучается сигналом источника и переизлучает (рассеивает) этот сигнал в направлении приемников горизонтальной антенны. Изображение источника волн при этом может быть сформировано по сигналу, принятому приемником антенны. Объект локации благодаря своим размерам тоже обладает направленностью излучения, описываемой математически теми же соотношениями, которые описывают направленность локатора бокового обзора, установленного на самолете. Математическое описание процесса формирования акустического изображения, приведенное выше [10], не отличается от аналогичного процесса, применяемого в радиоголографии, рассмотренного в [20].

При использовании математической модели (2.2) получается не изображение объекта локации, а изображение точечного излучателя [1]. Так сделано в [10—12], чтобы получить сжатое точечное изображение, а не изображение протяженного рассеивателя. В радиоголографии используется другая модель следующего вида:

$$SB(t) = \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{R_1^2 + v^2 (t-t_0)^2} + \sqrt{R_2^2 + v^2 (t-t_0)^2} \right)\right). \quad (2.4)$$

Модель (2.4), которую следуя [1], назовем моделью Б, позволяет получать изображение объекта локации [1]. Эта модель замечательна тем, что ее модуль равен единице и не убывает вдоль траектории перемещения объекта локации, а модель (2.2), в точности повторяя форму сигнала, принимаемого приемником антенны, значительно убывает по модулю вдоль траектории движения объекта локации. В силу этого изображение источника волн, формируемого (2.1) с помощью модели (2.2), обладает

значительно менее эффективной апертурой, несколько меньше первого основного лепестка диаграммы направленности (2.3) объекта локации. При использовании модели Б (2.4) апертура несколько возрастает.

#### 2.4.1. Увеличение действующей апертуры

Заметим, что действующую апертуру можно было бы просто увеличить путем так называемого «отбеливания» принимаемого сигнала. Отбеливанием называется процедура, выравнивающая спектр сигнала, т. е. апертура получения изображений как объекта локации, так и излучателя получалась бы с наибольшим возможным разрешением, с апертурой, равной размеру трассы движения объекта локации. Однако при этом мы не зря употребили «было бы просто», так как на деле это не так просто ввиду того, что отбеливаемый спектр во многих точках обращается точно в нуль, и его отбелить в этих точках невозможно, или обладает таким малым уровнем в окрестности этих нулей, что его отбеливание возможно только в отсутствие помех, которые при отбеливании возрастают. Поэтому в работах [1—12] отбеливание не применялось, а поскольку были довольно сильные помехи, существенно искажавшие форму сигнала, подлежащего операции отбеливания, то были бесполезны и хитрые приемы отбеливания сигнала в моменты его значительного уровня.

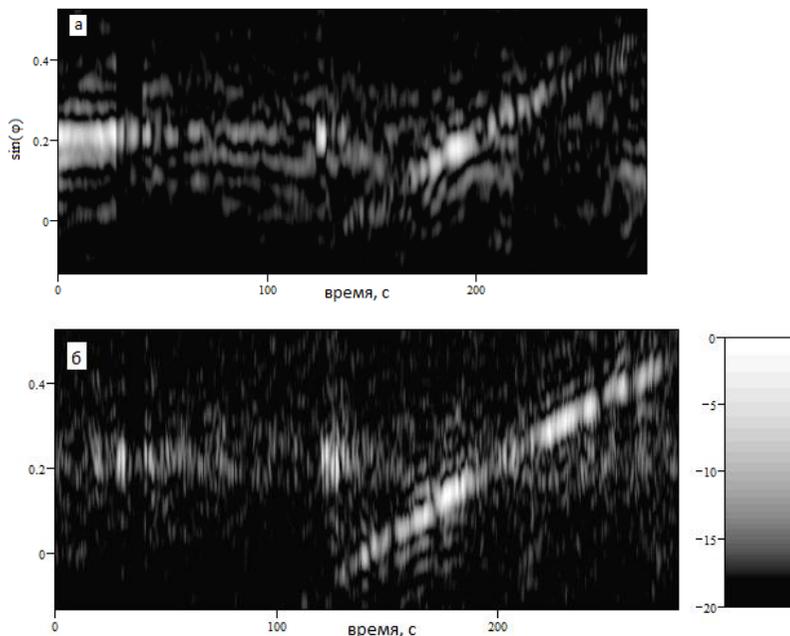
Но неожиданно оказалось, что существует чрезвычайно эффективный и применимый в условиях этого опыта прием значительного увеличения величины действующей апертуры [17]. Этот прием основан на том, что помеха, препятствующая отбеливанию, имеет иную структуру фурье-спектра, чем сигнал в той же полосе частот. Помеха обладает сплошным равномерным спектром, а сигнал в той же полосе частот — узким спектром, максимум которого перемещается во времени в соответствии с положением объекта локации на трассе его перемещения. Поэтому существует такой прием эффективного отбеливания, как коррекция формы спектра одновременно как помехи, так и сигнала. Любая коррекция спектра помехи не приводит к появлению зависимости уровня помехи от времени, а только изменяет уровень помехи и вид ее зависимости от времени, отнюдь не увеличивая и не уменьшая эту зависимость.

Для сигнала это не так. С помощью общей частотной коррекции можно регулировать зависимость уровня сигнала от времени, так как в каждый момент времени в зависимости от положения на трассе спектр сигнала имеет определенное значение и регулярно изменяется со временем. Коррекция представляет собой процедуру выделения движения (ПВД), которая со значительной эффективностью используется в радиолокации. Математически эта процедура описывается следующей формулой [17]:

$$K(t) = W(t - \tau) - W(t + \tau), \quad (2.5)$$

где  $\tau$  представляет собой постоянный промежуток времени, подбираемый для получения наилучшего результата применения ПВД.

Применение формулы (2.5) к функции времени приводит к коррекции фурье-спектра, пропорционального частоте. Такая коррекция на части спектра, примыкающей к нулю, уменьшает сигнал по сравнению с шумом, но зато на относительно высоких частотах она повышает отношение сигнала к шуму и производит в то же время отбеливание спектра сигнала.



**Рис. 2.7.** Отклик горизонтальной антенны на проход объекта локации без ПВД (а) и с двойным ПВД (б)

На рис. 2.7 показан отклик горизонтальной антенны на проход объекта локации, на котором заметны относительные изменения уровней сигнала и шума, получающиеся с применением двойного ПВД, т. е. показан угловой спектр горизонтальной антенны в зависимости от времени. Горизонтальная антенна при получении углового спектра сканирует по фазе между приемниками антенны, что приводит к сканированию по углу  $\varphi$  — приходу луча к антенне. Это сканирование приводит к получению углового фурье-спектра сигналов  $P_k(t)$ , имеющего вид

$$W(t, \varphi) = \sum_k P_k(t) \exp(i\Delta\Phi), \quad (2.6)$$

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi d}{\lambda} k \sin \varphi, \quad (2.7)$$

$$\sin \varphi = \cos \beta \sin \alpha, \quad (2.8)$$

где  $\lambda$  — длина волны;  $d$  — расстояние между приемниками антенны;  $\Delta\Phi$  — фаза между соседними приемниками антенны, по которой ведется сканирование;  $\varphi$  — угол, под которым луч приходит к антенне, измеренный в плоскости пришедшего луча;  $\alpha$  — проекция  $\varphi$  на горизонтальную плоскость;  $\beta$  — проекция  $\varphi$  на вертикальную плоскость. Угол  $\alpha$  отсчитывается от нормали к антенне, а  $\beta$  от горизонтали.

Угол  $\beta$  является постоянным во время опыта, так как весь опыт протекает в одном луче, а угол  $\alpha$  изменяется при движении рассеивателя.

Как видно из рис. 2.7, наибольший сигнал, имеющий нулевую частоту Доплера, ПВД исключает, но зато подчеркивает вторую высокочастотную половину спектра частот Доплера, выделяя спектр этих сигналов на фоне помехи. Это в целом приводит к увеличению действующей апертуры получения изображений как излучателя, так и объекта локации.

#### 2.4.2. Определение параметров опыта

Для получения изображений излучателя и объекта локации необходимо определить ряд параметров опыта, входящих в формулы математических моделей сигнала. Для модели Б требуется определить 4 параметра:  $t_0$ ,  $v$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ . Для модели (2.2), кроме перечисленных, надо еще определить параметр  $T$ , зависящий от размера объекта локации. Метод и приемы определения этих параметров подробно изложены в [16]. Этим методом определяются все 4 или 5 параметров путем перебора всех возможных значений, число которых равно произведению числа параметров, подлежащих определению, на число возможных значений каждого параметра. Если последнее принять, к примеру, равным 10, то для модели Б  $10^4$ , а в случае (2.2)  $10^5$  значений надо будет перебрать, чтобы иметь один глобальный максимум полученного изображения, соответствующий наиболее вероятной оценке всех задействованных параметров. Число возможных значений параметров на самом деле много более 10, перебор которых требует какого-то времени вычисления. В результате этого перебор может слишком затянуться.

Для сокращения времени перебора параметров, на наш взгляд, лучшим способом является сокращение их числа посредством независимых точных измерений. Примером этого может быть параметр  $t_0$ . Для его точного определения понадобится большой перебор его возможных значений. Но существует простой способ точного независимого измерения этого параметра, который как раз был реализован в опыте Д. А. Селивановского, изложенном выше. Как видно по рис. 2.6,  $a$ , точность

определения параметра  $t_0$  получается очень высокой, для этого не надо определять значения других параметров.

Это время можно снизить и путем независимых измерений с помощью антенны, результат которых показан на рис. 2.7, б. Для этого никаких параметров определять не надо: этот рисунок уже включает необходимый перебор значений фазы  $\Delta\Phi$  между приемниками антенны. Чтобы показать, какие возможности независимого определения параметров открываются благодаря этому перебору, запишем  $\sin \alpha$ , входящий в (2.8) через значения искомых параметров в виде

$$\sin \alpha = \frac{v(t-t_a)}{\sqrt{R_1^2 + v^2(t-t_a)^2}}. \quad (2.9)$$

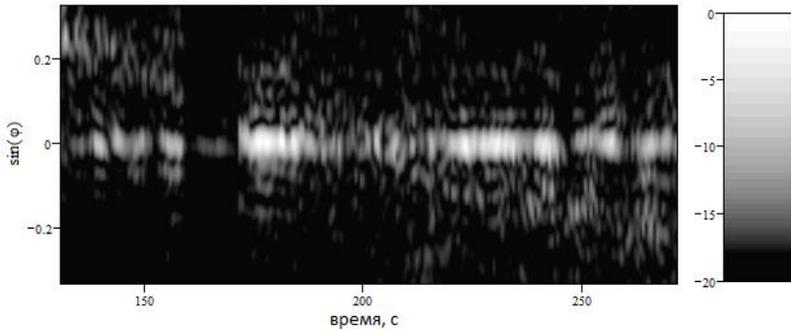
С учетом (2.9)  $\Delta\Phi$  можно записать через значения искомых параметров:

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi d}{\lambda} k \cos \beta \frac{\frac{v}{R_1}(t-t_0)}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{R_1}(t-t_0)\right)^2}}. \quad (2.10)$$

Если теперь (2.6) записать в виде

$$W(t, \varphi) = \sum_k P_k(t) \exp(i\Delta\Phi) \exp(i\Delta\Phi_0), \quad (2.11)$$

где  $\Delta\Phi_0$  определяется формулой (2.10), то при точно подобранных значениях в (2.10) двух параметров  $v/R_1$  и  $\cos \beta$  сканирование по  $\Delta\Phi$  приводит к получению картины прохода объекта локации, показанной на рис. 2.8.



**Рис. 2.8.** Проход объекта локации с компенсацией фазы между приемниками антенны (10) с параметрами опыта

На рис. 2.8 показан проход объекта локации, полученный при сканировании по  $\Delta\Phi$  (2.11) с правильно подобранными параметрами в (2.10), которые обеспечивают полную компенсацию разности фаз между приемниками антенны при фазах, соответствующих максимальным откли-

кам антенны на сигнал от объекта локации. Операция, показанная на рис. 2.8, не только облегчает поиск параметров опыта, необходимых для получения изображений объекта локации и излучателя, но позволяет получить оценку очень важного параметра — угла  $\beta$  прихода луча на горизонтальную антенну. Определение этого угла дает возможность выбора из общей лучевой картины того луча, по которому приходит сигнал от объекта локации. Получается, что это водный луч. В случае, рассмотренном в работе [14], луч был поверхностный.

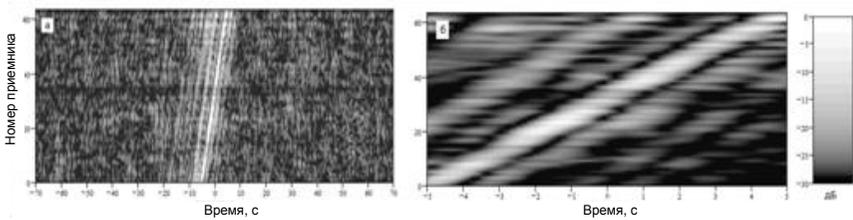
Вышеописанная процедура дает возможность получить два параметра опыта, из которых один очень важен, но ни один не входит непосредственно в математические модели, необходимые для формирования изображений. Есть еще одно независимое измерение, которое позволяет сделать оценку скорости  $v$  перемещения объекта локации вдоль трассы. Такую возможность дает результат получения изображения излучателя каждым приемником горизонтальной антенны. Если это удастся сделать, то получается цепочка изображений излучателя, отстоящих друг от друга во времени. Эта дистанция во времени между изображениями излучателя, сформированными разными приемниками антенны, пропорциональна скорости перемещения объекта локации [10] и дает возможность уточнить оценку величины этого параметра. Тем самым получается экономия за счет увеличения интервала оценок параметра  $v$  по [16].

Есть отличная возможность независимого определения скорости движения объекта локации по трассе. Чтобы ею воспользоваться, необходимо знать значения всех параметров, входящих в модель (2.4), среди них и скорость  $v$ , причем для получения хорошего результата, приведенного на рис. 2.9, необходимо с высокой точностью знать все параметры.

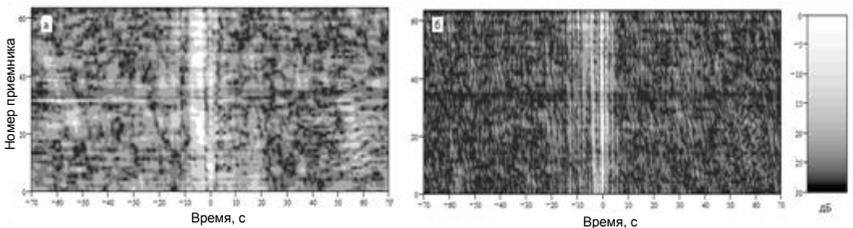
На рис. 2.9 показан результат выделения СОЛ на каждом отдельном приемнике горизонтальной антенны, которое выполнено по модели Б с применением ПВД, благодаря чему действующая апертура согласованной фильтрации (2.1) значительно возросла. Сигнал прохода свернулся в 140 раз до времени порядка секунды при длительности прохода 140 с. Отчетливо видно запаздывание отклика приемника антенны на проход объекта локации, вызванное движением объекта локации вдоль трассы. Математически запаздывание сигнала на приемнике номером  $n$  относительно приемника номером 0  $\Delta T_n$  описывается формулой [10]

$$\Delta T_n = (n-1)dv \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cos \psi}, \quad (2.12)$$

где  $\psi$  — угол, под которым трасса движения объекта локации пересекает луч, соединяющий излучатель и приемник. В нашем опыте  $\psi = 90^\circ$  и  $\cos \psi = 1$ . Отношение длины всей трассы к  $R_1$  равно 2,08, а  $v = 0,565$  м/с. Эти значения находятся в полном согласии с рис. 2.9, т. е. с помощью (2.12) удастся компенсировать сдвиг во времени (рис. 2.10).



**Рис. 2.9.** Результат выделения прохода объекта локации на каждом приемнике горизонтальной антенны с использованием модели Б и ПВД. Рисунки *а* и *б* отличаются только масштабом времени



**Рис. 2.10.** Выделение прохода объекта локации на каждом приемнике антенны [10] без ПВД (*а*) и с ПВД [1] (*б*) с компенсацией задержек сигналов по (2.12)

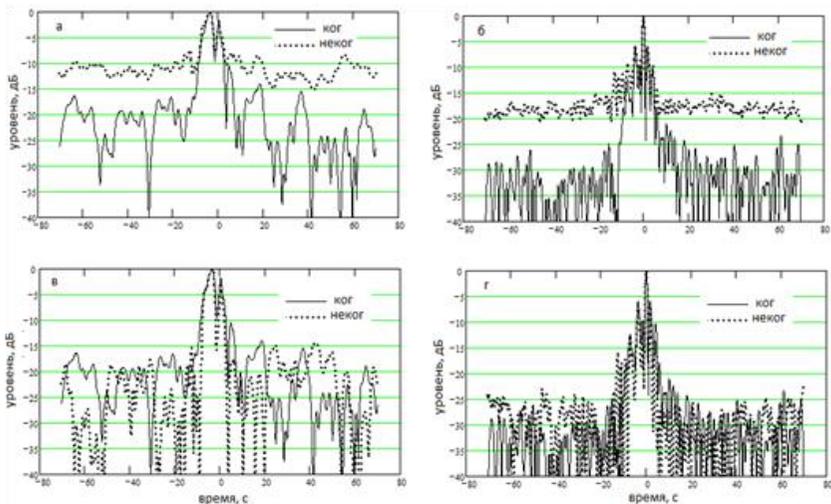
### 2.4.3. Когерентное и некогерентное сложение сигналов

После компенсации задержек можно сложить результаты выделения, включив выигрыш антенны. На рис. 2.11 показан результат сложения сигналов всех приемников антенны. На рисунках *а* и *б* результаты когерентного и некогерентного сложения отличаются, но эти отличия почти полностью нивелируются рисунками *в* и *г*, так как на этих рисунках из сигналов, показанных на *а* и *б*, удалена постоянная составляющая, равная среднему значению сигнала. Это означает, что сигналы с приемников антенны в данном опыте можно суммировать некогерентно, что значительно проще и надежнее, без потери помехоустойчивости.

Таковы в этом опыте сигналы и помехи.

И еще одно замечание по тому же поводу.

Можно вообще не компенсировать задержки и не суммировать сигналы с приемников антенны, ограничиваясь представлением сигналов антенны, показанных на рис. 2.9 и 2.10, где шумы видны только при динамическом диапазоне рисунков в 30 дБ, как это получается и при сложении сигналов на рис. 2.11. Линия, вдоль которой выстраиваются максимальные значения сигналов отдельных приемников, хорошо видна, а это визуальное сложение эквивалентно некогерентному сложению сигналов, но без получения постоянной составляющей.



**Рис. 2.11.** Когерентное и некогерентное сложение результатов выделения СОЛ отдельными приемниками антенны

Как видно из рис. 2.11, такое сложение практически эквивалентно когерентному сложению с учетом фаз суммируемых сигналов.

#### 2.4.4. Автоматическая компенсация задержек

Остановимся на ином способе использования горизонтальной антенны, примененном в [1, 2], при котором получается автоматическая компенсация задержек сигналов в приемниках антенны, вызванная перемещением объекта локации вдоль трассы его движения. В работах [10—11] горизонтальная антенна используется только для получения выигрыша в отношении сигнала к аддитивному гауссову шуму. Искомый сигнал сначала выделяется каждым приемником антенны, а затем с подходящими задержками, обеспечивающими когерентность выделенных сигналов, производится сложение сигналов всех приемников антенны. При этом нужно еще правильно сфазировать антенну на излучатель.

В работах [1, 2] использован иной прием, значительно более сложный, но приводящий к тому же самому результату по помехоустойчивости процедуры выделения СОЛ антенной. Здесь антенна фазирована не на стоящий неподвижно излучатель, а на движущийся объект локации, что значительно сложнее. Для реализации этой процедуры необходимо в (2.6) ввести зависимость  $\Delta\Phi$  от времени вида (2.10) с подобранными для этого параметрами. В результате антенна во все время движения объекта локации по трассе направлена максимумом своей направленности на объект локации, в какой бы точке трассы этот объект ни находился. Вы-

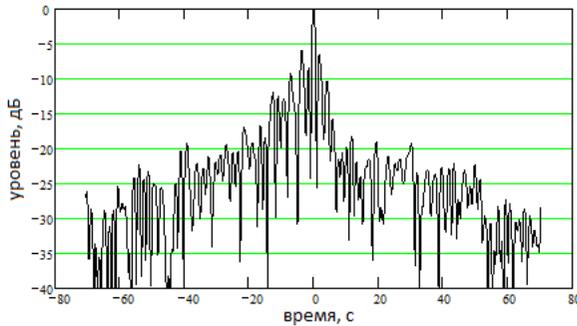
ход антенны с учетом, что все постоянные параметры заданы, является только функцией времени. Теперь, зная, какова должна быть эта зависимость от времени, можно отклик всей антенны свернуть с этим сигналом, обеспечив тем самым высокую помехоустойчивость.

Зависимость от времени выхода антенны, нацеленной на объект локации, определяется суммой сигналов каждого приемника антенны, суммируемых когерентно с уже скомпенсированными разностями фаз между приемниками антенны с задержками  $\Delta T_n$ , определяемыми (2.12), в виде

$$WE(t) = \sum_n P_n(t - \Delta T_n). \quad (2.13)$$

В результате суммирования (2.13) по номерам приемников  $n$  получаем сигнал, имеющий вид сигнала одного приемника, линейно модулированный по фазе, так как приращение времени на постоянную величину приводит к постоянному во времени приращению фазы сигнала.

Если теперь выполнить свертку сигнала всей антенны (2.13) с моделями (2.2) или (2.4), не компенсируя при этом задержки сигналов  $\Delta T_n$ , то мы получим результат свертки с компенсацией задержек, но смещенный на некоторое время  $\Delta t$  от результата свертки без компенсации задержек. Время  $\Delta t$  равно общему времени задержек сигналов. Это время согласно (2.12) имеет максимальное значение порядка 10 с, что неважно для нашего исследования. Поэтому при описанном выше способе выделения сигнала со всей антенны можно не заботиться о компенсации задержек сигналов, считая, что такая компенсация при этом способе получается автоматически за счет небольшого сдвига свернутого отклика антенны с моделью выделяемого сигнала. На рис. 2.12 показан результат выделения прохода объекта локации вышеописанным методом.



**Рис. 2.12.** Проход объекта локации, выделенный по (2.6), с автоматической компенсацией задержек и с апертурой, увеличенной ПВД

Покажем, что такой сдвиг во времени действительно существует и он соответствует опыту. Истинное значение времени прохода объекта локации получается в опыте, показанном на рис. 2.6, а с точностью до 0,1 с.

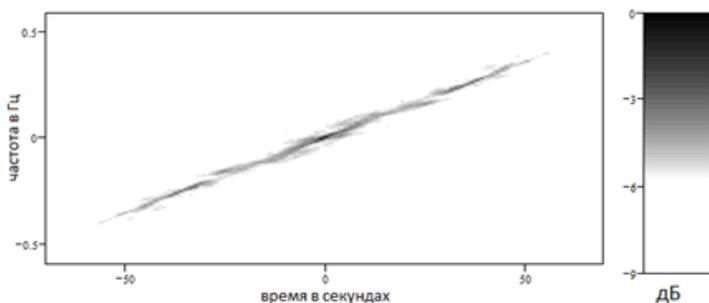
Результат опыта, в котором сигнал прохода объекта локации выделяется на выходе антенны, сфазированной на объект локации, показан на рис. 2.12. Разница во времени появления этих откликов составляет 6,134 с. Так что разница есть. Теперь посмотрим, насколько это соответствует тому, что должно быть. Разница во времени должна соответствовать тому, что получается расчетом по (2.12): расчет для задержки на половине длины антенны получается 6,763 с. Результаты очень близки, и их можно считать равными, учитывая, что время прохода в присутствии помех определяется с ошибкой и является не точным временем прохода, а его оценкой. К тому же разрешение метода во времени порядка 1 с. Поэтому можно считать, что приведенное нами объяснение хорошо соответствует опыту. Задержка бралась на половине длины антенны, так как результат опыта получен не одиночным приемником, а с антенной, и он относится не к краю антенны, а к ее середине. Поэтому задержка в этом опыте составляет всего половину длины антенны.

#### 2.4.5. Подавление помех горизонтальной антенной

Для получения изображения трассы прохода объекта локации с учетом отражений от неровного дна надо было использовать рассмотренный выше метод выделения сигнала прохода объекта локации с автоматическим учетом задержек сигналов в приемниках горизонтальной антенны. В основе развиваемого подхода лежит известный факт наличия в рассеянном сигнале частоты Доплера, как это показано на рис. 2.5.

На рис. 2.13 показан спектр доплеровских частот, полученный с предельно высоким разрешением по частоте, равным 0,007 Гц с сохранением текущей локализации сигнала во времени методом Вигнера — Вилля [6]. Для нас важно, что этот спектр получен с сохранением как информации о времени нахождения объекта локации в точке трассы, так и с предельным разрешением по частотам Доплера, определяемым всем временем прохода объекта локации по трассе. По спектру можно точно сказать, где находится рассеиватель в данный момент времени, рассеивая при этом сигнал, смещенный по частоте на конкретную частоту Доплера. А можно по наблюдаемой частоте Доплера локализовать положение рассеивателя в данный момент времени.

Развиваемый нами подход к локации на просвет использует эту возможность локализовать рассеиватель по его доплеровскому спектру. Эта возможность была хорошо известна авторам опыта во время его выполнения и публикации результатов. Но использовать эту возможность мешала помеха. Вот как это описано в [10]: «Прямая проверка, т. е. наблюдение в эксперименте, например, временной зависимости  $P_d(t)$  и ее сравнение с (2.2), была невозможной из-за малости дифрагированной компоненты по сравнению с остаточными флуктуациями прямого сигнала».



**Рис. 2.13.** Спектр частот Доплера в сигнале прохода объекта локации, полученный методом Вигнера — Вилля [6]

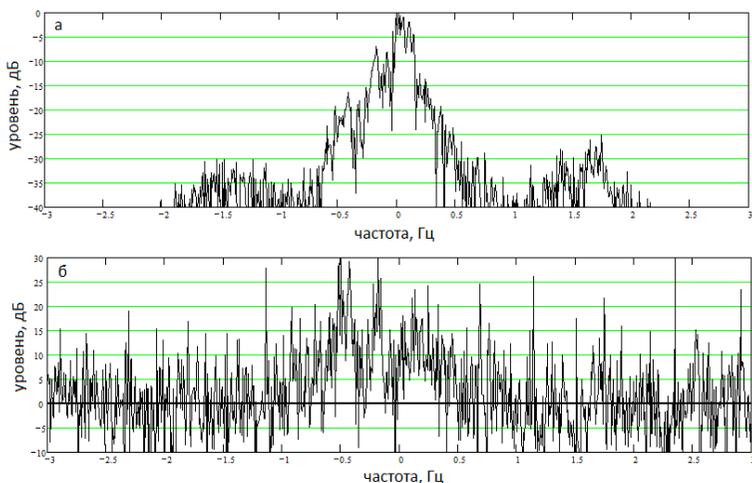
Последующие исследования [1] показали, что какие-либо флуктуации прямого сигнала отсутствуют, а их роль восполняют сигналы многих лучей, отраженных от взволнованной поверхности. Эта разница в происхождении помех не изменяет факта, что флуктуации прямого сигнала, вызванные влиянием сигналов, рассеянных поверхностью, приходят с одного горизонтального направления, а именно — от излучателя, и высказанные в [10] опасения полностью справедливы для тех методов и приемов выделения сигнала объекта локации, которые были известны и использовались в то время.

Тогда в работах [10, 11] тоже использовалась горизонтальная антенна, и столь же эффективно, как и в работе [1], но только иначе. В [10, 11] сигнал объекта локации на просвет сначала полностью выделялся каждым отдельным приемником антенны. Эти приемники не направлены и каждый из них принимает как сигнал от объекта локации, так и сигнал, исходящий от направления на излучатель, в котором содержится помеха. При перемещении объекта локации его сигнал ослабевает в силу направленности его излучения, а сигнал помехи, исходящей все время со стороны излучателя, не убывает с перемещением рассеивателя. А если помеха не убывает, то она подавит в каждом отдельном приемнике сигнал рассеивателя, как только последний станет много меньше своего максимального значения. Но это подавление существует только до тех пор, пока в дело не вступила вся антенна. Она вступает в дело путем когерентного сложения сигналов приемников, в каждом из которых уже выделен сигнал объекта локации, подавленный помехой. При когерентном накоплении сигналов вдоль всей антенны помеха в каждом выделенном сигнале подавляется и сигнал накапливается вдоль всей трассы его перемещения уже с ослабленной помехой. Но при этом антенна участвует только при накоплении сигнала вдоль всей трассы, что не дает возможности выделить сигнал в отдельных точках трассы и сформировать изображение трассы прохода объекта локации.

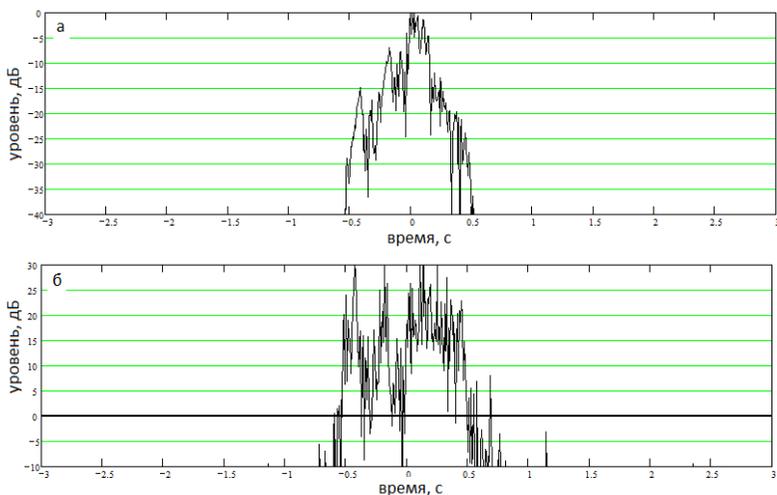
В [1] был предложен и применен принципиально иной способ использования горизонтальной антенны, описанный в разд. 2.4.4, отличающийся тем, что операция выделения сигнала посредством его свертки с сигналом математической модели совершалась после того, как сигнал был уже выделен всей антенной. С этой целью антенна на всем протяжении пути рассеивателя фазировалась в соответствии с положением рассеивателя в данный момент времени так, чтобы максимум диаграммы ее направленности был все время нацелен на движущийся объект локации по (2.10). Это привело к тому, что помеха, которая идет с направления на излучатель, в каждый момент времени попадает на антенну только через боковое поле антенны, т. е. в ослабленном виде. Это кардинально изменило ситуацию с выделением сигнала вдоль траектории его движения. При таком способе выделения сигнала объекта локации он защищен от помех с помощью антенны на всем протяжении трассы перемещения.

В результате получается, что уровень сигнала убывает вдоль трассы движения рассеивателя благодаря убыванию бокового поля диаграммы направленности рассеивателя. Уровень помех при выделении сигнала антенной по [1] тоже убывает благодаря убыванию бокового поля направленности антенны. Поэтому вдоль трассы идет соревнование двух боковых полей: бокового поля антенны и бокового поля рассеивателя. Эти поля убывают примерно одинаково, если учесть, что источником сигнала является сферическая волна, а рассеиватель находится от источника этой волны на вдвое меньшем расстоянии, чем антенна, а апертуры у них тоже различаются примерно вдвое.

На рис. 2.14 показан уровень спектра сигнала на выходе антенны во время прохода рассеивателя, а также и в отсутствие этого прохода. Чтобы легче было сравнивать эти уровни, на рис. 2.14, б показан не уровень спектра сигнала при отсутствии прохода рассеивателя, а результат вычитания этого уровня из уровня того же сигнала, но во время прохода рассеивателя. Спектр сигнала прохода рассеивателя лежит в полосе частот  $\pm 0,5$  Гц. Вне этой полосы частот сигнала рассеивателя нет, а внутри этой полосы наблюдается превышение уровня спектра при проходе рассеивателя на 5 или даже 10 дБ на протяжении всей полосы частот доплеровского спектра сигнала рассеивателя. Это означает, что, несмотря на значительное падение уровня сигнала рассеивателя при его удалении от центра трассы, его сигнал превышает уровень сигнала помехи, что позволяет корректировать уменьшение сигнала рассеивателя с эффектом сохранения информации, получаемой от рассеивателя вдоль всей траектории его движения. Изображение получается в результате свертки, что означает формирование этого изображения произведением спектра сигнала рассеивателя, показанного на рис. 2.14, и спектра сигнала математической модели (2.4). Этот спектр показан на рис. 2.15 в том же формате, в котором показан спектр сигнала рассеивателя на рис. 2.14.



**Рис. 2.14.** Модуль спектра сигнала на выходе антенны во время прохода объекта локации (*а*) и результат вычитания из него спектра сигнала на выходе антенны в то время, когда еще не было прохода объекта локации, а была только помеха (*б*)



**Рис. 2.15.** Спектр сигналов, формирующих изображение рассеивателя по (2.6): *а* — при проходе рассеивателя; *б* — разность уровней спектров при проходе рассеивателя и в его отсутствие

Как видно из рис. 2.15, на формирование изображения рассеивателя оказывает влияние только та часть спектра помехи, которая лежит в той области спектра, в которой сигнал рассеивателя имеет уровень, превышающий уровень помех. Это, судя по величине превышения уровня

сигнала над помехой вдоль всего спектра, обеспечивает получение изображения рассеивателя того же качества, которое получено в [10, 11], не только при положении максимального рассеивания, но и при всех иных положениях рассеивателя на трассе. Все эти изображения получены по спектру за все время прохода, и все эти изображения приведены к одному моменту времени посредством формулы (2.6).

#### 2.4.6. Изображение трассы прохода рассеивателя

На рис. 2.15 показан модуль спектра (2.6), который формируется произведением спектров как  $S(t)$ , так и  $W(t)$ . А так как спектр  $S(t)$  равномерный, то неоднородности всего спектра (2.6) относятся только к спектру  $W(t)$ . Из рис. 2.15 видно, что главная часть спектра  $W(t)$  примыкает к нулевым частотам, а это значит, что изображение, формируемое (2.6), показывает объект в том положении, в котором спектр Доплера близок к нулевым частотам, а именно в положении, примыкающем к линии, соединяющей излучатель и антенну (ее центр).

Если мы хотим увидеть рассеиватель, находящийся в другом положении на трассе, то надо в спектре (2.6) выделить некоторую полосу частот, в которой частоты Доплера соответствуют тому положению рассеивателя, в котором мы хотим видеть его изображение на трассе движения. Надо совершить обратное преобразование Фурье от выделенной частоты спектра, чтобы получить изображение рассеивателя в том его положении на трассе, которое нас интересует. А если мы хотим восстановить вид рассеивателя вдоль всей трассы, то мы должны проделать эту операцию вдоль всей трассы движения рассеивателя с некоторым шагом, длина которого меньше выделенной полосы частот.

Аналогичная математическая операция производится с речевым сигналом и называется «видимая речь». Только там выбирается интервал времени, а не полоса частот, и вычисляется спектр, а не функция времени. Но преобразование Фурье является симметричным по отношению к частотам и времени и поэтому практически в видимой речи используется тот же самый математический прием, который использован нами при восстановлении изображения рассеивателя вдоль всей траектории его движения. Математически эту операцию можно записать так:

$$g(f) = \Phi[W(t)]; \quad (2.14)$$

$$H(f, j) = 1, \text{ если } j < f < j + \Delta f; \quad (2.15)$$

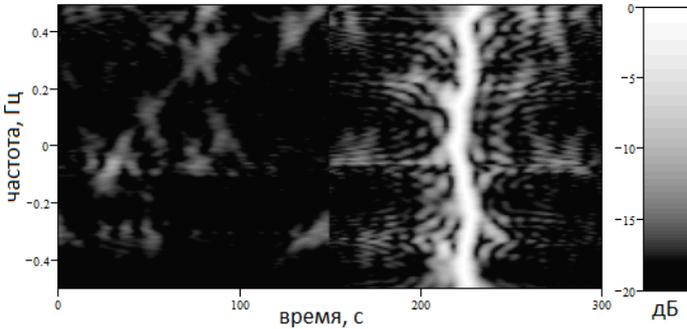
$$H(f, j) = 0, \text{ если } f < j \text{ или } f > j + \Delta f; \quad (2.16)$$

$$G(t, j) = \Phi^{-1}[g(f)H(f, j)], \quad (2.17)$$

где  $\Phi$  — функционал, обозначающий прямое, а  $\Phi^{-1}$  — обратное преобразование Фурье от функции, стоящей в квадратных скобках;  $j$  — частота Доплера в той точке трассы, в которой мы хотим восстановить изобра-

жение рассеивателя;  $\Delta f$  — ширина полосы доплеровских частот, в области которых восстанавливается изображение рассеивателя.

Действуя вышеописанным путем, получаем возможность сформировать изображение рассеивателя вдоль всей его траектории движения на основе изображения (2.6) и операций с (2.14) по (2.17). При этом появляется возможность уравнивать все полученные изображения по их максимумам, пронормировав их на уровень максимального сигнала (2.17) в каждой полосе частот  $j$ .



**Рис. 2.16.** Изображение трассы прохода рассеивателя, полученное по (2.17) в процессе его перемещения вдоль трассы. Сигнал нормирован на значение его максимума в каждой отдельной строке рисунка (на каждой частоте Доплера в сигнале объекта локации)

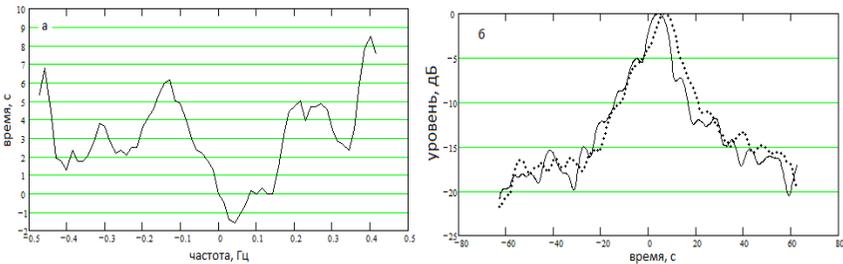
На рис. 2.16 приведено изображение рассеивателя, полученное в интервале частот Доплера шириной 0,143 Гц, что занимает 20 с времени движения рассеивателя. Изображения получены с шагом в 0,007 Гц, или примерно 1/140 от полного времени перемещения рассеивателя. По рис. 2.16 можно восстановить влияние неровностей дна. Эти неровности изменяют ход луча в том месте, в каком этот луч пересекает движущийся равномерно по трассе рассеиватель. Вследствие этого наблюдаются отклонения положения изображения рассеивателя от того единого времени, к которому отнесены все изображения рассеивателя. Это изображение окружают сигналы, обладающие доплеровской частотой.

Рассмотрим, что это за сигналы. Это могут быть только сигналы, рассеянные взволнованной поверхностью водоема, так как никаких иных сигналов в этом опыте нет. Сигналы, рассеянные взволнованной поверхностью водоема, достигают антенны, отразившись от поверхности водоема и от его дна, причем многократно. Сигналы исходят по горизонтальному направлению от излучателя, который в этом опыте не абсолютно точечный, так как сигналы от него, отражаясь от неровностей дна, тоже отклоняются по азимуту. Правда, эти отклонения не постоянны, так как сигнал многолучевой, разные лучи имеют свои неоднородности по ази-

муту и, интерферируя между собой, создают сложную временную картину изображения источника, размытого отражениями от неровного дна по-разному в разное время в зависимости от результатов интерференции. Доплеровские частоты этих сигналов случайно распределены и могут возникать в разное время. Поэтому эти сигналы окружают сигнал рассеивателя в виде фона, распределенного хаотичным образом во времени.

Есть одна существенная черта этих сигналов, состоящая в том, что они примыкают к сигналу рассеивателя. Почему так получается, что эти сигналы имеют вид облака, окружающего изображение рассеивателя, а вне рассеивателя эти сигналы значительно слабее? Это происходит потому, что этот шум принимается от излучателя боковым полем антенны, максимум которой направлен в этот момент на излучатель. Вблизи изображения рассеивателя имеется сумма двух сигналов, а если рассеивателя нет, то всего один сигнал, рассеянный взволнованной поверхностью. Поэтому при отсутствии рассеивателя шум, вызванной рассеянием, становится меньше, а при наличии рассеивателя этот шум возрастает. Это важно, так как появляется возможность определять наличие прохода рассеивателя даже не по самому сигналу, а по увеличению шума. Возможно, это в каком-то случае и может понадобиться.

На рис. 2.17 показаны отклонения луча, которые получились в опыте вследствие неровного дна. Эти отклонения лежат в пределах порядка 10 с и практически не оказывают влияния на результат некогерентного накопления изображений, полученных с малым разрешением в одной точке трассы.



**Рис. 2.17.** Величина смещения во времени изображения трассы рассеивателя (а) и результат некогерентного накопления сигналов по доплеровским частотам с компенсацией смещений (сплошная линия) и без компенсации (пунктир) (б)

Обратим внимание на то, что изображение трассы прохода рассеивателя, показанное на рис. 2.16, служит отличным средством обнаружения самого факта прохода рассеивателя. Заметим, что такой способ обнаружения необычен тем, что он совсем не имеет никаких ложных тревог. Шум и помехи формируют импульсные сигналы, которые, если и имеют какую-то протяженность, то нерегулярную и не столь продолжительную.

Любое, сколь угодно эффективное обнаружение прохода рассеивателя в виде короткого импульса не является столь надежным, потому что помехи при локации на просвет тоже импульсные, но они в отличие от аддитивных тепловых шумов не обладают знаменитым ограничением по уровню в  $3\sigma$ , а практически ограничены только мощностью излучателя, вследствие чего критерии обнаружения, установленные для обычного гауссова шума, при локации на просвет не действуют. Поэтому выделение сигнала при локации на просвет в виде коротких импульсов, подобных тем, которые приведены в [10—12], не всегда надежно. Надежными сигналами при обнаружении факта прохода являются сигналы, форма которых значительно отличается от формы сигналов, формируемых помехами.

#### 2.4.7. Влияние помех на когерентное накопление сигнала

Теперь выясним влияние неровностей дна на формирование изображения объекта локации. Этот вопрос нельзя рассмотреть, используя только сигналы опыта, так как последние искажены добавлением сигналов, рассеянных взволнованной поверхностью водоема. Поэтому для рассмотрения эффектов, связанных с неровным дном, следует использовать наряду с сигналами опыта также и математическое моделирование, чтобы увидеть эффект, который способны создавать неровности дна без влияния на него сигнала, рассеянного поверхностью.

Для математического моделирования воспользуемся моделью Б, представленной (2.4). Влияние дна в чистом виде без добавочных сигналов можно описать формулой (2.4), добавив  $\Delta t(t)$  — задержку сигнала от времени, полученную в опыте и показанную на рис. 2.17, *a*.

Итак, мы имеем чистый сигнал, на который не влияют никакие помехи, имеющий вид (2.4), и сигнал, на который влияет только неровное дно и влияет так же, как в опыте, изменяя время приема сигнала антенной от движущегося рассеивателя. Влияние неровностей дна описывается формулой

$$D(t) = SB(t + \Delta(t)), \quad (2.18)$$

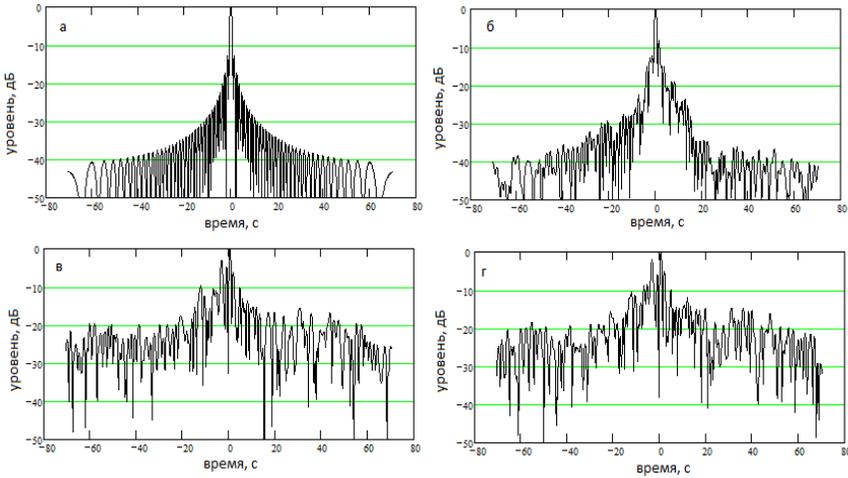
где  $\Delta(t)$  — смещение луча во времени, полученное в опыте и показанное на рис. 2.17.

Влияние дна определим по изменению результата (2.1) при замене в (2.1) сигнала  $W(t)$  на  $D(t)$  по (2.18):

$$Fd(\tau) = \sum_t D(t) SB(t - \tau). \quad (2.19)$$

На рис. 2.18 показано, как реально может повлиять неровное дно, имеющееся в опыте, на выделение сигнала рассеивателя вдоль всей тра-

ектории его движения. Полученный результат (рис. 2.18, б) показывает, что это влияние незначительное, которым можно пренебречь, так как оно только делает сигнал на выходе случайным, не изменяя фактически ни степени сжатия сигнала, ни уровня бокового сигнала, он остался на том же уровне около  $-40$  дБ от максимума, который получается и при абсолютно чистом сигнале без всяких помех. В опыте сигнал сжат почти так же сильно, но его уровень по сравнению с уровнем бокового сигнала упал на 20 дБ. Это показывает, что другая помеха, которая есть в опыте, значительно сильнее влияет на результат накопления сигнала вдоль всей его траектории движения, чем неровное дно, которое есть в этом опыте.



**Рис. 2.18.** Вид сигнала прохода рассеивателя, выделенного (2.6) идеально без помех (а); с учетом помех только от неровного дна по (2.11) (б); в опыте (в); в опыте с компенсацией помех от неровного дна (г)

Отсюда можно сделать важный вывод, что неровное дно при многократных отражениях от него не вносит существенных корректив в обнаружение сигнала. Основной помехой оказываются не неровности дна, как считалось до этого на основании умозрительных заключений, а совсем иное — рассеяние на поверхностном волнении.

## 2.5. Локация с подсветкой

Выше описана локация на просвет, основанная на явлении дифракции. Для того чтобы эта локация была возможна и могла быть математически описана так, как это сделано выше, необходимо и достаточно, чтобы объект локации при своем движении пересекал один водный луч [1].

Но такие условия далеко не всегда могут быть выполнены, а кроме того, объект локации может проходить вне имеющихся водных лучей, даже если они есть, как это показано в работе [14]. Ниже на основе [14] рассматривается такой случай.

Подобная подсветка осуществлялась в таких условиях, когда приемная антенна была перемещена в зону тени для водных лучей. В этих условиях обнаружение прохода объекта локации оказалось возможным благодаря подсветке и горизонтальной антенне [14]. Сигнал движущегося рассеивателя благодаря подсветке сигналом, рассеянным взволнованной поверхностью озера, обладал широким спектром доплеровских частот. Рассеиваемый сигнал при такой подсветке эквивалентен собственному некогерентному излучению подсвечиваемого источника. В результате в этом опыте мы имели сигнал движущегося источника, излучающего некогерентный сигнал в широком спектре частот, то есть опыт, поставленный для активной локации на просвет, эквивалентен пассивной локации.

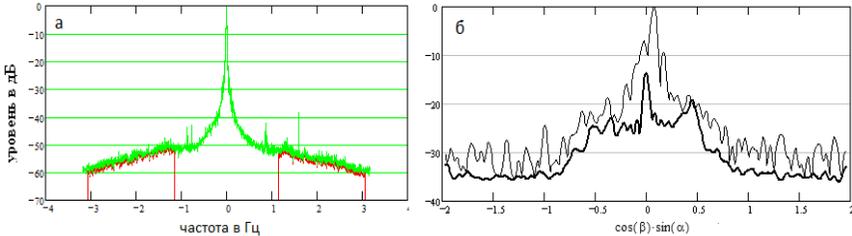
Полученные результаты позволили установить, что существует такое взаимное расположение источника подсветки, рассеивателя и приемной системы, в отличие от опытов, описанных в работах [10—12], что антенна находится в одной из зон акустической тени водных лучей, показанных на рис. 2.2.

### **2.5.1. Описание опыта**

Опыт выполнен на том же озере Санхар Владимирской области. Озеро имеет размеры глубоководной части около 800 м в длину и 500 м в ширину. Глубина озера в районе проведения опытов 10—20 м (см. рис. 2.3). Излучатель, непрерывно излучавший монохроматический сигнал высокой стабильности на частоте 1900 Гц, был установлен на дне озера. Рассеиватель (один из описанных в работе [10]) протягивался в опыте поперек трассы распространения звука на глубине антенны на расстоянии примерно 150 м от излучателя. Приемная горизонтальная антенна установлена на расстоянии примерно 200 м от излучателя на глубине около 6 м поперек трассы распространения звука. Опыт выполнялся летом в дневное время, когда в озере существовал типичный для морских условий термоклин, отклонявший лучи в сторону дна [10].

Сигнал, принятый каждым приемником антенны, после фильтрации в полосе частот  $\pm 3$  Гц от несущей частоты 1900 Гц оцифровывался с частотой квантования порядка 6 Гц. После этого сигнал каждого приемника антенны преобразовывался в квадратуры путем переноса на нулевую частоту [10]. Сигналы комплексных амплитуд с каждого приемника антенны, полученные в опыте, записывались в файл, который обрабатывался далее.

В качестве начальной обработки сигналов производилось вычисление двумерного (временного и углового — по номеру приемника) комплексного спектра сигналов в каждом приемнике антенны с помощью комплексного быстрого преобразования Фурье. Результат этих преобразований после некогерентного усреднения по номерам приемников (временной спектр) и после некогерентного усреднения по времени (угловой спектр) показан на рис. 2.19.

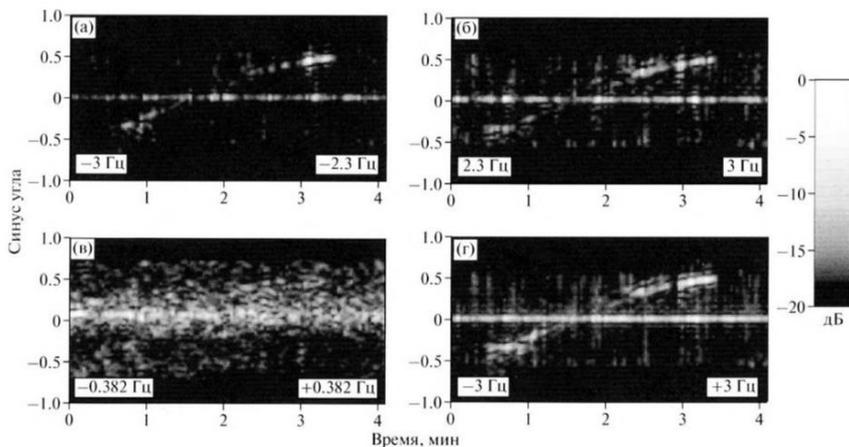


**Рис. 2.19.** Спектры сигналов в опыте: временной (а) и угловой (б) до и после фильтрации

Особенности геометрии (расстояния между источником подсветки, рассеивателем и приемной антенной) привели к тому, что сигнал рассеивателя в этом опыте по своей физической природе не соответствовал обычной дифракционной модели сигнала, на основе которой выделялся сигнал в [10]. Максимум усредненного временного спектра располагается на нулевой доплеровской частоте, которой соответствует несущая частота 1900 Гц. Ширина спектра этого сигнала по уровню  $-20$  дБ от максимума около 10 мГц, что на порядок больше ширины спектра сигналов, приведенных в [10]. Это связано с тем, что в этом опыте сигнал излучателя попадал на антенну после многократных отражений от взволнованной поверхности водоема, что приводило к расширению его спектра. Несмотря на уширение спектра прямого сигнала, он остался достаточно узким для возможности полного разделения спектров прямого и рассеянного сигналов, так как спектр рассеянного сигнала в этом опыте лежит в широкой полосе, значительно удаленной по частоте от спектра прямого сигнала.

Выделение сигнала объекта локации, показанное на рис. 2.20, произведено точно так, как это принято делать в пассивной локации с помощью горизонтальной антенны. Для этого формировался угловой спектр сигналов, принятых приемниками антенны. Эта операция включала вычисление фурье-спектра комплексных амплитуд сигналов приемников антенны  $P_k(t)$  по номерам приемников  $k$ , как это делалось в (2.6). Выполнялась не только фильтрация по угловым частотам, но и по временным частотам с удалением частот в диапазоне до  $\pm 1$  Гц и последующим некогерентным накоплением по 16 реализациям. В результате такой фильтра-

ции полностью исключался прямой сигнал излучателя. В диапазоне частот до  $\pm 0,3$  Гц отметка рассеивателя при его проходе не выделяется. Проход эффективно выделился в диапазоне частот свыше  $\pm 1$  Гц, где сигнал рассеивателя мог быть сформирован путем его подсветки излучением, рассеянным взволнованной поверхностью озера.



**Рис. 2.20.** Проходы рассеивателя в опыте, построенные по сигналам в различных диапазонах частот. Цифры в нижних углах рисунков — границы диапазонов

В результате применения фильтрации сигнал выделяется на текущем угловом спектре антенны в зависимости от времени. Проходы после фильтрации в разных полосах частот показаны на рис. 2.20. Для регистрации факта прохода никакой модели просветного сигнала не требуется. Сигнал обнаруживается антенной, как это принято в пассивной локации. На рисунках видно, как направление на рассеиватель, определяемое по угловому положению максимума отклика антенны, смещается во времени, формируя трассу его прохода.

Картины прохода в разных диапазонах временных частот, показанные на рис. 2.20, свидетельствуют о том, что рассеянный сигнал обладает сплошным спектром, простирающимся до самой верхней граничной частоты  $\pm 3$  Гц. Такой широкий спектр может иметь только сигнал, рассеянный взволнованной поверхностью, так как сигнал виден в диапазоне частот, которые не могут образоваться в результате доплеровского смещения частоты излучателя, как это наблюдалось во всех опытах, описанных в работах [10—12]. Нельзя объяснить доплеровским смещением частоты источника и тот факт, что проход виден на всех углах в отдельно взятых частотах с положительным (рис. 20, б) и отрицательным смещением (рис. 2.20, а) относительно несущей. На рис. 2.20, в проход не просматривается.

Обращает на себя внимание тот факт, что четкая картина прохода видна под большими углами к оси антенны, что нехарактерно для просветной локации. Четкая картина, определяемая только разрешением антенны (порядка 3,5 градуса), получается, если в любой фиксированный момент времени разность фаз между приемниками антенны постоянна. Для этого необходимо, чтобы вертикальный угол  $\beta$  в каждый момент времени имел одно-единственное значение.

Обратим особое внимание на показанный на рис. 2.19 усредненный по времени угловой спектр сигнала, принятый антенной на частотах выше  $\pm 1$  Гц. В этом спектре есть острый пик на нулевой пространственной частоте. Положение этого пика на оси частот и его форма показывают, что сигнал пришел на антенну сверху под углом  $\beta = 90^\circ$  к горизонтали. Он мог еще прийти и под углом  $\alpha = 0$ , но в данном случае это исключено, так как рассеянный поверхностью сигнал никаким образом не может целиком сосредоточиться под углом  $\alpha = 0$ . А под углом  $\beta = 90^\circ$  (прийти сверху) может. Это существенно, так как такой сигнал, рассеянный поверхностью и идущий сверху, непременно должен быть не только напротив точки расположения антенны, но, безусловно, будет наблюдаться и в любой другой точке акватории. Это означает, что сигнал, рассеянный взволнованной поверхностью на частотах выше  $\pm 1$  Гц, представим в виде плоской волны, идущей сверху вниз.

Рассеянию волн взволнованной поверхностью посвящено большое число работ [6, 7]. Однако в них не рассматривается направленность рассеянного излучения вблизи поверхности. Последнее может формироваться неоднородными волнами [8], которые образуются при рассеянии акустических волн на поверхностном волнении при длинах поверхностных волн равных или короче длины акустических волн. Неоднородные рассеянные волны существуют вблизи поверхности и распространяются строго вниз [8]. Судя по спектру, показанному на рис. 19, такие волны наблюдаются в данном случае. Подсветка движущегося рассеивателя, находящегося в области тени для прямых волн, осуществляется рассеянным излучением в виде волн, идущих сверху. Рассеиватель находился на одной глубине с приемной антенной, и на него приходит такая же волна, для которой спектр показан на рис. 2.19. Поэтому сигнал рассеивателя виден под большими углами относительно направления подсвечивающего его сигнала. В просветной локации рассеянный сигнал максимален при направлении рассеяния «вперед», т. е. вдоль направления подсвечивающего его излучения. В данном случае сигнал подсветки идет сверху от поверхности и его интенсивность определяется иными факторами, чем обычное рассеяние, которое наблюдалось в опытах, описанных в работах [10—12].

Итак, обнаружение прохода объекта локации вроде бы состоялось. Наша задача теперь убрать это «вроде бы», для чего надо доказать, что

то, что мы наблюдаем на рис. 2.20, является действительным проходом объекта локации. Для этого надо сопоставить то, что получилось на рис. 2.20 в опыте с тем, что должно получиться по расчету. Для этого нам нужна математическая модель этого опыта, соответствующая тому, что получено в опыте.

### 2.5.2. Сравнение опыта с теорией

Для построения математической модели и сравнения ее с опытом целесообразно ввести характеристику формы сигнала прохода объекта локации, которую мы назовем голограммой этого сигнала. Такое название соответствует тому, что в оптике называют голограммой, а именно полной записью этого изображения, включающего информацию о фазе. Голограммой мы назовем фазу, которую можно измерить на антенне или вычислить. Конкретно это будет разность фаз между соседними приемниками антенны. Это понятие уже вводилось в связи с синтезом апертуры антенны. Математически голограмму введем посредством (2.6), которое перепишем в виде

$$W(t, \varphi) = \sum_k P_k(t) \exp\left(ik \frac{2\pi}{\lambda} \sin \varphi\right), \quad (2.20)$$

$$\sin \varphi = \cos \beta \sin \alpha, \quad (2.21)$$

где, как это уже было сказано выше, угол  $\beta$  — это угол прихода луча в проекции на вертикальную плоскость, отсчитанный от горизонтали;  $\alpha$  — угол прихода луча в проекции на горизонтальную плоскость, отсчитанный от нормали к линии расположения приемников антенны.

Четкое определение голограммы можно дать только для математической модели этого опыта. В математической модели сигнал, излучаемый или рассеянный объектом локации, обладает одной частотой (одной  $\lambda$ ) и является единственным сигналом, который принимается или в свободном пространстве или по одному лучу, соединяющему объект локации и центр антенны. В этом случае голограммой является функция

$$\Delta \varphi_j(t) = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\alpha_j(t)) \cos \beta, \quad (2.22)$$

где  $\lambda$  — длина волны;  $d$  — расстояние между соседними приемниками антенной решетки;  $\alpha$  — угол между нормалью к оси антенны и проекцией волнового вектора на горизонтальную плоскость;  $\beta$  — угол между осью  $z$ , направленной вниз из центра антенны, и проекцией направления луча на вертикальную плоскость или вертикальный угол прихода луча к антенне.

Индекс  $j$  в (2.22) у  $\alpha(t)$  означает, что это такое значение  $\alpha_j(t)$ , которое обращает модуль  $|W(t, \varphi)|$  в максимум по переменной  $\alpha$  при постоянном

значении  $t$ . Это определение сохраняется и для сигнала опыта, но в опыте может быть шум, он не входит в голограмму, которая должна быть определена так, чтобы в любой момент времени ее можно было измерить. Найти максимум модуля отклика антенны можно всегда, но то, что мы при этом из-за неизбежно присутствующих помех получим, может очень сильно отличаться от того, чтобы нам хотелось получить на опыте — соответствие между математической моделью и опытом.

Для дальнейшего необходимо считать, что движущийся источник сигнала (или приемная антенна) перемещается прямолинейно и равномерно. Для прямолинейного и равномерного движения справедливо, что тангенс угла  $\alpha$  зависит от времени линейно, что можно записать как

$$\tan(\alpha(t)) = \frac{v}{R}(t - t_0), \quad (2.23)$$

где  $R$  — расстояние от излучателя до трассы прохода объекта локации вдоль нормали к трассе, проходящей через излучатель;  $v/R$  — скорость изменения  $\tan(\alpha(t))$ . Чтобы воспользоваться этой информацией, перепишем (2.22) в виде

$$\tan(\alpha_j(t)) = \frac{\Delta\varphi_j(t)\lambda}{2\pi d \cos\beta} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\Delta\varphi_j(t)\lambda}{2\pi d \cos\beta}\right)^2}}. \quad (2.24)$$

Мы получили замечательное соотношение (2.24), которое позволяет, располагая только данными опыта  $\Delta\varphi_j(t)$ , определить все параметры, необходимые для сравнения опыта с математической моделью. Соотношение (2.24) содержит только лишь один неизвестный параметр  $\cos\beta$ , который легко можно подобрать, добываясь, чтобы получившаяся зависимость от времени стала прямой линией. Все это очень хорошо, но, как говорится, теоретически лошадь, а практически не везет. На практике так просто не получается. Почему? Это видно по рис. 2.21, на котором показан проход объекта локации. Этот проход виден не на всем протяжении трассы, на некоторых участках он слабый по сравнению с окружающим шумом. Это не просто плохо, а это настоящая беда метода. Дело в том, что значение  $\Delta\varphi_j(t)$  мы добываем из опыта сложным путем, определяя положение максимума на картине прохода (см. рис. 2.21). Этот максимум должен лежать на трассе прохода, а он отходит от нее далеко в сторону, когда сигнал вдоль трассы становится меньше шума. Как поступать в этом случае? В [14] такое решение предложено и успешно осуществлено. Предлагается совершить предварительную обработку сигнала, показанного на рис. 2.21, которая основана на том, что голограмма должна быть плавной функцией и не может иметь больших неожиданных отклонений от ее плавного хода. Оказалось, что этот простой и очевидный принцип

удается облечь в математическую форму, и им можно фактически воспользоваться. Не останавливаясь на том, как и почему это получилось, приведем сразу формулу, по которой осуществляется предварительная обработка сигнала, используя этот простой и очевидный принцип.

Предварительная обработка осуществляется по следующей формуле:

$$Nev(t, \beta, vo) = \sum_t |\Delta\varphi_j(t) - \Delta\Theta(t, t_0, \beta, vo)|^2, \quad (2.25)$$

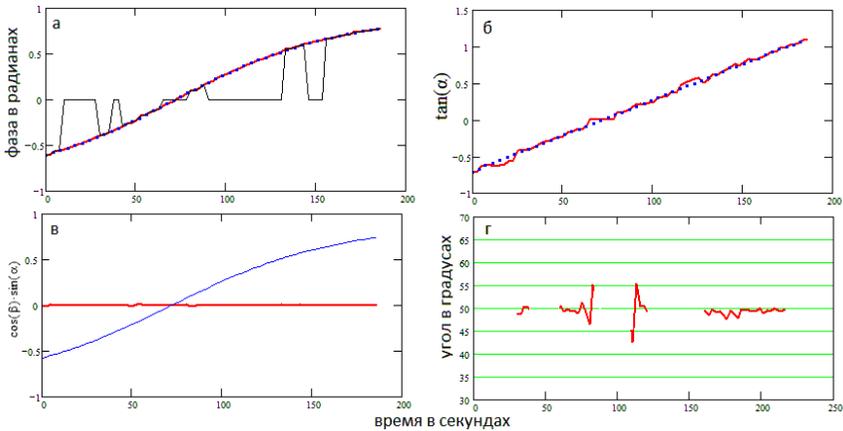
$$\Delta\Theta(t, \beta, t_0, vo) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d \cos \beta \frac{vo(t-t_0)}{\sqrt{1+(vo(t-t_0))^2}}, \quad (2.26)$$

$$vo = \frac{v}{R}. \quad (2.27)$$

Заметим, что формула (2.26) является эффективной только при достаточно большой апертуре прохода объекта локации по углу  $\alpha$ . Например, она не эффективна и практически не работает в условиях опыта по дифракции, изложенного выше, потому что там изменения угла  $\alpha$  недостаточно велики. Поэтому сам угол  $\alpha$  оказывается равным как своему синусу, так и тангенсу. Это можно оценить сразу глазом по рис. 2.7, на котором проход объекта локации виден в виде прямой линии в отличие от рис. 2.20, полученного в гораздо большем диапазоне углов  $\alpha$ .

Соотношение (2.25) определяет так называемую невязку, представляющую собой количественное выражение отличия результата опыта от возможного правильного значения, получающегося по (2.26) при правильном значении трех параметров. В (2.25) искомые параметры следует варьировать, уменьшая тем самым невязку. Уровень получившегося минимума невязки определяет оценку правильной формы голограммы опыта, определяемой посредством (2.26). Казалось бы, и дело в шляпе. Минимум невязки мы получили при подстановке в (2.26) полученных нами оценок всех трех параметров, и получившаяся голограмма является голограммой опыта. Все это так, но значения  $\Delta\varphi_j(t)$ , которые получены в те моменты, когда значение максимума определяет шум, а не сигнал от объекта локации, сильно портят результат, полученный по минимуму невязки этим путем. В работе [14] предложен вариант, позволяющий значительно уточнить полученную оценку. Этот вариант основан на том, что с помощью уже полученной оценки голограммы можно просто и однозначно определить те моменты времени, когда  $\Delta\varphi_j(t)$  определяется по шуму, а когда по сигналу. Это абсолютно точно сделать нельзя, но приблизиться к этому можно, положив моменты, в которые полученные в опыте значения  $\Delta\varphi_j(t)$  намного отличаются от плавной функции (2.26), моментами, в которые действует только шум, и либо исключить эти моменты из невязки (2.25), либо в эти моменты, заменив полученные в опыте  $\Delta\varphi_j(t)$  на значения, определяемые (2.26), исключить их из невязки.

Эти операции успешно выполнены в работе [14], а их результат показан на рис. 2.21.



**Рис. 2.21.** Голограмма опыта (жирная линия) (а), выпрямленная голограмма (б). Пунктиром показана голограмма по (2.26) с параметрами минимума невязки. Тонкой линией на а показан множитель, выделяющий часть голограммы, используемой при вычислении невязки по (2.25). На рисунке в —  $\sin(\alpha(t))$  (тонкая линия); разность между голограммой и  $\sin(\alpha(t))\cos(50^\circ)$  (жирная линия). На рисунке г показана зависимость угла  $\beta$  вдоль трассы

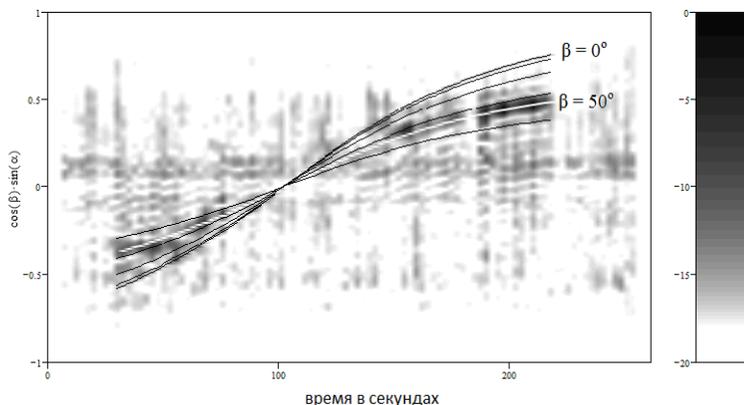
Голограмма опыта и голограмма (2.26) с параметрами, определенными в результате предварительной обработки, приведена на рис. 2.21, а, где показано применение критерия, по которому исключаются из обработки некоторые участки уже полученной голограммы, и показан результат исправления. Участки голограммы, содержащие явную помеху, заменены на голограмму (2.26) для параметров этой модели, используемых в (2.25) при вычислении невязки при значении искоемых параметров, соответствующих минимуму невязки.

На рис. 2.21, б показана исправленная голограмма, описываемая (2.24), для чего использовано значение  $\cos \beta$ , полученное в результате предварительной обработки, а также полная голограмма сигнала опыта без исключений и замен. По этой картине определяются участки голограммы, содержащие заметные ошибки в виде резких изгибов, которые следует заменять голограммой модели или нулями.

По параметру  $\alpha$ , найденному в результате обработки, определяется изменение  $\tan \alpha$ , по которому находится и  $\sin \alpha$  вдоль всей трассы. На рис. 2.21, в показано изменение  $\sin \alpha$  вдоль всей траектории движения, а на рис. 2.21, г показана зависимость угла  $\beta$  вдоль всей трассы, полученная с помощью действующей антенны, без использования факта ее движения. При этом значение угла  $\beta$  определяется в каждый момент времени

без усреднения. Значение  $\beta$  этим способом удастся определить только в те моменты времени, в которых максимальный сигнал от объекта локации превышает случайный максимум помехи. В иные моменты значение  $\beta$  не определяется. В результате получается картина, содержащая разрывы, но по ней вполне можно судить о зависимости угла  $\beta$  от времени. Как видно по рисунку, значение угла  $\beta$  в центре трассы при малых значениях  $\sin \alpha$  определяется с большим разбросом, так как способность горизонтальной антенны воспринимать угол  $\beta$  в качестве поправки к углу  $\alpha$  катастрофически уменьшается с уменьшением угла  $\alpha$ .

Итак, мы знаем, что тангенс угла  $\alpha$  зависит линейно от времени, и эта зависимость определена в опыте, когда значение косинуса  $\beta$  соответствует истинному. Таким образом, мы можем сравнить голограмму, вычисленную теоретически, с голограммой опыта. Результат такого сравнения показан на рис. 2.22.



**Рис. 2.22.** Сравнение теории и опыта по [14]

Известно изменение угла  $\alpha$  вдоль трассы, поэтому можно на полученной картине прохода провести линии, вдоль которых значение  $\cos \beta$  постоянно и равно заданному углу  $\beta$ , под которым сигнал подходит к антенне. Такое моделирование для нескольких значений угла  $\beta$  и приведено на рис. 2.22, на котором убран сигнал, рассеянный взволнованной поверхностью точно вниз. Этот сигнал имеет вид светлой полосы на рис. 2.22. Он убран методом [25, 26], успешное применение которого служит доказательством того, что этот сигнал действительно пришел к антенне под углом  $\alpha = 0$ , так как этот метод полностью устраняет лишь дискретные по частоте сигналы [26]. Для полного устранения дискретного сигнала этим методом необходимо и достаточно знать только частоту сигнала [26].

## 2.6. Выводы

Эта глава написана в виде обзора результатов, содержащихся в пяти основных работах [1, 2, 10, 11, 14]. В каждой из них есть какие-то выводы, но совместное рассмотрение всех этих работ приводит к другим выводам. Сформулируем эти новые выводы. Наша задача облегчается тем, что достаточно сформулировать результат, опуская доказательства, так как они содержатся в тексте этой главы.

Прежде всего заметим, что фактически есть два (и только два) метода локации на просвет, а не четыре, как это считалось в работе [11]: это лучевой метод и антенный метод.

Лучевой метод значительно лучше проработан как теоретически, так и на опыте, чем антенный. Как это описано в разд. 2.4, лучевой метод позволяет получить изображение всей трассы прохода объекта локации через один из лучей, соединяющих излучатель и приемник (см. рис. 2.16 в разд. 2.4.6). Полученное изображение трассы прохода через луч, соединяющий излучатель и приемник, замечательно тем, что оно не содержит двух классических ошибок в виде ложной тревоги и пропуска сигнала [2] и означает, что объект локации в самом деле прошел через луч, соединяющий излучатель и приемник. Процедура получения всей трассы прохода объекта локации через луч мало чем отличается от уже отработанной процедуры выделения сигнала прохода через луч, описанной в [10, 11].

Напрашивается вывод, что лучевой метод отличный и хорошо проработан. Это правильный вывод, но метод работает только при проходе объекта локации через луч, соединяющий излучатель и приемник. Если взглянуть на лучевую картину опыта, показанную на рис. 2.2, то увидим, что далеко не всегда есть луч, соединяющий излучатель и приемник, и есть множество возможных трасс прохода объекта локации мимо той замечательной точки, проход через которую возможно представить в виде рис. 2.16. Это создает значительные трудности при использовании лучевого метода на практике.

Антенный метод намного проще. Он описан в разд. 2.5 «Локация с подсветкой». Метод локации с подсветкой подробно исследован в [14]. Результаты этого исследования были настолько неожиданными, что их удалось понять далеко не сразу (была обширная переписка между соавторами). Главный и самый неожиданный результат состоит в том, что от взволнованной поверхности водоема вниз в глубину распространяется достаточно интенсивная плоская волна, настолько интенсивная, что способна подсветить объект локации, где бы он ни находился и при любом градиенте скорости звука. Это чрезвычайно важный результат, подтвержденный опытом [14]. Подсвеченный объект локации на всем протяжении его прохода выделяется в угловом спектре протяженной горизонтальной антенны.

В опыте вопреки работам [10, 11] практически нет аддитивного гауссова шума, так как это активный метод, и всегда можно увеличить зондирующий сигнал излучателя до такого уровня, при котором аддитивным шумом можно пренебречь, что и было сделано в опыте. Ни одна существующая помеха не образует ложных тревог, так как при антенном методе видна трасса прохода, как это показано на рис. 2.20, *з*.

Единственной помехой опыту является сигнал, рассеянный взволнованной поверхностью водоема, обладающий сплошным спектром в виде функции времени и дискретным и сплошным угловым спектром. Сплошная часть углового спектра образована лучами, идущими от поверхности к антенне. Эта помеха распределена в широком угле и хорошо ослабляется антенной. Дискретный угловой спектр образован плоской волной, идущей вниз, — эта помеха идет точно сверху горизонтальной антенны. Она видна на рис. 2.20 в виде тонкой линии под нулевым углом, так как угол  $\beta$  в этом случае равен  $90^\circ$  и  $\cos \beta = 0$ . Поэтому антенна не селектирует этот сигнал по углу  $\alpha$ , он виден только под нулевым углом  $\alpha$ . Эта помеха не мешает обнаружению прохода объекта локации. Замечательно то, что нет ложных тревог, так как нет в этом опыте такой помехи, которая могла бы принять вид прохода объекта локации. Для обнаружения факта прохода объекта локации достаточно получить фрагмент трассы его прохода, как это показано в [14].

Таким образом, антенный метод позволяет успешно решить основную задачу, стоящую перед методом локации на просвет, т. е. подсветить движущийся объект локации для его последующего обнаружения средствами пассивной локации. Это активный метод, поэтому подсветка объекта локации может быть достаточно интенсивной для обнаружения прохода объекта локации (достаточно получить фрагмент трассы прохода). Обнаружение подсвеченного объекта локации производится горизонтальной антенной, действующей в обычном режиме пассивной локации шумящего объекта, значительно усиленного процедурой выделения движения [17]. Горизонтальная антенна в этом опыте может быть заменена штатной системой акустической локации, работающей в режиме пассивной локации. Для обнаружения прохода объекта локации антенным методом никаких численных параметров прохода определять не надо.

Таков итог исследования методов и возможностей гидролокации на просвет, результаты которого приведены в данной главе.

## Список литературы к главе 2

1. Зверев В.А. Два феномена в опытах по локации на просвет // Акуст. журн. 2018. Т. 64, №4. С. 454—467.
2. Зверев В.А. Способ локации на просвет без ложных тревог и пропуска сигнала объекта локации // Акуст. журн. 2018. Т. 64, №6. С. 682—691.

3. Горская Н.В., Горский С.М., Зверев В.А., Николаев Г.Н., Курин В.В., Хилько А.И. Коротковолновая дифракция в многомодовом слое волновода // Акуст. журн. 1988. Т. 34, №1. С. 55—59.

4. Горский С.М., Зверев В.А., Матвеев А.Л., Митюгов В.В. Некогерентное накопление сигналов акустической дифракции // Акуст. журн. 1995. Т. 41, №2. С. 223—231.

5. Gorskii S.M., Zverev V.A., Khilko A.I. Sound scattering by spatiallocalised inhomogenities in oceanic waveguides: calculation and measurement methods // Formation of Acoustic Fields in Oceanic Waveguides / Ed. By Talanov V.I. and Zverev V.A. (Nizhny Novgorod : IAP RAS, 1995. P. 63 — 80.

6. Зверев В.А., Матвеев А.Л., Митюгов В.В. Согласованная фильтрация откликов акустической дифракции при некогерентном накоплении на вертикальной антенне // Акуст. журн. 1995. Т. 41, №4. С. 591—595.

7. Турчин В.И. Исследование пространственно-временного обнаружителя слабых рассеянных сигналов. Препринт ИПФ РАН №416. Нижний Новгород, 1996. 24 с.

8. Матвеев А.Л., Митюгов В.В. Комплексная согласованная фильтрация акустических дифракционных сигналов, принятых вертикальной антенной // Акуст. журн. 2000. Т. 46, №1. С. 94—101.

9. Матвеев А.Л., Митюгов В.В. Определение параметров движения подводной неоднородности // Акуст. журн. 2002. Т. 48, №5. С. 653—660.

10. Зверев В.А., Коротин П.И., Матвеев А.Л., Митюгов В.В., Орлов Д.А., Салин Б.М., Турчин В.И. Экспериментальные исследования дифракции звука на движущихся неоднородностях в мелководных условиях // Акуст. журн. 2001. Т. 47, №2. С. 227—237.

11. Матвеев А.Л., Орлов Д.А., Родионов А.А., Салин Б.М., Турчин В.И. Сравнительный анализ томографических методов наблюдения неоднородностей в условиях мелкого моря // Акуст. журн. 2005. Т. 51, №2. С. 268—279.

12. Matveev A.L., Spindel R.C., and Rouseff D. Forward scattering observation with partially coherent spatial processing of vertical array signals in shallow water // IEEE Journal of Oceanic Engineering. 2007. Vol. 32, No.3.

13. Коротин П.И., Матвеев А.Л., Салин Б.М., Турчин В.И., Балалаев А.Я., Потапов А.И., Циберев А.В., Чащин А.С. Экспериментальное исследование рассеяния вперед в условиях мелкого моря // Сборник трудов XIX сессии Российского акустического общества. Т. 2. — М. : ГЕОС, 2007. С. 366—370.

14. Зверев В.А., Коротин П.И. Метод определения вертикального угла прихода сигнала на буксируемую антенну // Акуст. журн. 2015. Т. 61, №6. С. 764—772.

15. Зверев В.А., Коротин П.И., Матвеев А.Л., Салин Б.М., Турчин В.И. Обращенный апертурный синтез в акустическом темном поле // Акуст. журн. 2000. Т. 46, №5. С. 650—657.

16. Турчин В.И. Введение в современную теорию оценки параметров сигналов. Нижний Новгород : ИПФ РАН, 2005. 116 с.

17. Gershman A.B., Turchin V.I. and Zverev V.A. Experimental Results of Localization of Moving Underwater Signal by Adaptive Beamforming // IEEE Trans. on Signal Processing. October 1995. Vol. 43, №10. P. 2249—2257.

18. Leith E.N. Quasi-holographic techniques in the microwave region // Proc. IEEE. 1971. V. 59, №9. P. 1305—1318.

19. *Зверев В.А.* Радиооптика : преобразования сигналов в радио и оптике. М. : Сов. радио, 1975. 304 с.
20. *Зверев В.А.* Физические основы формирования изображений волновыми полями. Нижний Новгород : ИПФ РАН, 1998. 252 с.
21. *Кацнельсон Б.Г., Петников В.Г.* Акустика мелкого моря. М. : Наука, 1997. 191 с.
22. *Басс Ф.Г., Фукс И.М.* Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. М. : Наука, 1972. 428 с.
23. *Андреева И.Б.* Рассеяние звука поверхностью и приповерхностным слоем океана //Акустика океана. Современное состояние / под ред. Л.М. Бреховских, И.Б. Андреевой. М. : Наука, 1982. С. 118—132.
24. <http://www.paintpit.ru/obshchaya-akustika-str47.html>.
25. *Зверев В.А.* Антенна темного поля // Акуст. журн. 1994. Т. 40, №3. С. 401—404.
26. *Зверев В.А., Стромков А.А.* Выделение сигналов из помех численными методами. Нижний Новгород : ИПФ РАН, 2001. 188 с.

## Глава 3.

### СИНТЕЗ АПЕРТУРЫ В СЛУЧАЙНОМ ПОЛЕ

Предложен оригинальный метод синтеза апертуры по некогерентному источнику излучения, основанный на одновременном наблюдении сигналов лоцируемого источника в двух точках апертуры. Метод отличается тем, что эти точки одновременного наблюдения могут находиться на фиксированном расстоянии одна от другой, а апертура синтезируется путем синхронного перемещения этих точек в разные места синтезируемой апертуры. Метод допускает предварительное некогерентное накопление сигналов от лоцируемого объекта, что обеспечивает ему помехоустойчивость. У метода есть возможность разрешать близко расположенные некогерентные между собой объекты локации.

В этой главе обсуждаются физические основы путей формирования изображений источников случайными волновыми полями. Такие случайные поля, называемые некогерентными, создаются не только природой (шум ветра, шум прибоя, сеймика и т. п.), но и искусственно и не всегда с целью шуметь, а в качестве побочного и весьма лишнего результата человеческой активности. Например, корабли с собственными двигателями, а не движимые ветром, являются такими источниками волн. Поля, создаваемые некогерентными источниками, как правило, не являются монохроматическими полями. Но с помощью преобразования Фурье допустимо рассмотрение для каждой из излучаемых частот. На этом основании мы будем рассматривать поля одной фиксированной частоты или длины волн  $\lambda$ . Это позволяет в необходимых случаях решить задачу для широкополосного излучения путем некогерентного сложения решений, полученных во всем диапазоне частот широкополосного излучения.

#### 3.1. Изображения в случайных полях

Будем считать, что поле является не регулярным, а случайным. Это характерно для самосветящихся, а в акустике для звучащих объектов, или освещаемых посторонним самоизлучающим источником.

Понятие изображения, которое вводится в регулярном поле источника когерентного излучения, а именно, распределение комплексной амплитуды, в случайном поле ввести нельзя, так как теперь эта функция не только не наблюдаема, но она и не сохраняет своего значения, непрерывно изменяясь как в пространстве, так и во времени. Однако и в случайном поле понятие комплексной амплитуды и ее связь с изображением будут полезны. Это понятие имеет смысл вводить на такой короткий промежуток времени, за который поле не успеет измениться. Наблюдая за изменениями этого изображения во времени, можно найти средний квадрат модуля комплексной амплитуды, который имеет непосредственную связь с изображением в случайном поле.

### 3.1.1. Функция когерентности и изображения

Как известно [1, 2], формирование изображения выполняется с помощью линейных операций, эквивалентных пространственной фильтрации. Из принципов суперпозиции и транспозиции, справедливых для любых линейных систем, следует, что вход и выход линейной системы связаны следующими интегральными соотношениями:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} c_x(\omega) \chi(i\omega) \exp(i\omega t) d\omega,$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau.$$

Здесь выход линейной системы выражен через спектр входного воздействия  $c(\omega)$  и характеристику самой линейной системы, которая однозначно определяет все ее свойства.

Эти соотношения справедливы и для любого момента времени в случайном поле. Простейшим способом показать особенности формирования изображения в случайном поле можно на примере аналогичной задачи для линейного фильтра. Для этого выпишем выражение для интенсивности выхода линейного фильтра:

$$\langle y(t) \overline{y(t)} \rangle = \iint_{-\infty}^{+\infty} \langle x(\vartheta) \overline{x(\xi)} \rangle h(t - \vartheta) \overline{h(t - \xi)} d\vartheta d\xi. \quad (3.1)$$

Мы получили интересное и важное для нас соотношение, являющееся основой теории формирования изображений в случайных полях. Важнейшей особенностью (3.1) является то, что средняя по времени интенсивность сигнала на выходе фильтра определяется корреляционной функцией, а не интенсивностью входного сигнала. Это важно потому, что определение корреляционной функции входного сигнала требует дополнительных статистических гипотез, в зависимости от которых кардинальным образом может измениться форма наблюдаемого изображения случайного поля, определяемого средней интенсивностью выхода пространственного фильтра. Отсюда видно, что статистические задачи могут быть сложнее, чем задачи в регулярных полях, так как помимо закономерностей, относящихся к распространению волн в таких задачах (параметрах пространственного фильтра), надо еще учитывать и статистические закономерности, которые могут существенно влиять на создаваемые волновыми полями изображения. Это видно уже из простого взгляда на соотношение (3.1).

Корреляционная функция комплексных амплитуд, которая входит в это соотношение, может при том же распределении интенсивностей (входном изображении) быть такой, что интеграл (3.1) будет принимать разные формы, т. е. при том же входном изображении вид изображения

случайного поля будет иной. В дальнейшем мы увидим конкретные примеры этого и сможем убедиться, что влияние статистики весьма существенно.

Для функции корреляции комплексных амплитуд, которая иногда называется функцией когерентности (будем в дальнейшем именно так ее называть), приняты три статистические модели [2]:

$$\langle x(\vartheta)x(\xi) \rangle = W(\vartheta - \xi), \quad (3.2)$$

$$\langle x(\vartheta)x(\xi) \rangle = W(\vartheta)\delta(\vartheta - \xi), \quad (3.3)$$

$$\langle x(\vartheta)x(\xi) \rangle = W(\vartheta, \xi). \quad (3.4)$$

Статистическая модель (3.4) предполагает регулярное поле. При регулярном поле статистическое усреднение оставляет функцию неизменной. Модель (3.2) называется моделью однородного поля, в этом случае корреляционная функция является функцией только разности координат. Этой модели соответствует модель стационарных случайных процессов для функций времени [1], в которой нельзя задать изображение в виде зависимости интенсивности от координат, так как входная интенсивность такого процесса всегда постоянна. Однако в этой модели получается модель (3.3) для спектров, появляется возможность задавать изображения в области пространственных спектров. Поэтому эта модель применяется при анализе пространственных спектров, и в ней можно задать любое распределение интенсивности, а статистика такова, что соседние точки, как бы близко друг к другу ни были расположены, излучают волны независимо, каждая отдельная точка посылает волну со своей амплитудой и фазой, не считаясь с тем, что происходит в этот момент в соседних точках излучателя. Это модель самосветящихся или самозвучащих источников. Пространственный спектр в этой модели равномерен.

Обе модели являются простым досужим домыслом, в действительности ни та, ни другая из этих двух моделей природой не используются и практически нигде не встречаются. Истина лежит где-то посередине между моделями (3.2) и (3.3), так как в действительности всегда имеются некоторая направленность излучения (неравномерность пространственного спектра, которая связана и с угловым спектром) и неравномерность интенсивности. Однако в большинстве случаев оказывается гораздо важнее что-нибудь одно: либо неравномерность углового спектра (модель (3.2)), либо неравномерность интенсивности (модель (3.3)). Поэтому наиболее употребительны модели (3.2) и (3.3). Рассмотрим пока только изображения, и поэтому, пренебрегая возможной направленностью излучения, будем пользоваться моделью (3.3). В этой модели функция  $W(\vartheta)$  представляет собой изображение на входе антенны. Подставляя (3.3) в (3.1), получим для выхода фильтра следующее выражение:

$$\langle y(t)\overline{y(t)} \rangle = \iint_{\infty} W(\vartheta)h(t-\vartheta)\overline{h(t-\vartheta)}d\vartheta. \quad (3.5)$$

Это выражение существенно отличается от того, которое получается для регулярного поля с угловым сканированием. Выход антенны с угловым сканированием в условиях, когда в плоскости  $z = 0$  помещена некоторая неоднородность, заданная пространственным спектром дифрагирующего на ней поля (при условии малоуглового приближения) в полностью когерентном монохроматическом поле, определяется следующей формулой [2]:

$$p(\alpha, \beta) = \frac{\exp(ikz)}{i\lambda z} \iint_{\infty} \rho(x', y') \Gamma\left(k\alpha - \frac{kx'}{z}, k\beta - \frac{ky'}{z}\right) dx', dy', \quad (3.6)$$

где  $\rho(x, y)$  — комплексная амплитуда поля в плоскости  $z = 0$  (входной сигнал),  $\Gamma(k\alpha, k\beta)$  — диаграмма направленности антенны (аналог импульсной характеристики фильтра),  $z$  — расстояние до антенны,  $\lambda$  — длина волны.

В (3.5) входит только модуль отклика фильтра, являющийся аналогом диаграммы направленности антенны. По этой причине для антенн, работающих по случайным источникам, описываемым моделью (3.3), определяется только модуль диаграммы направленности.

### 3.1.2. Функция когерентности в свободном пространстве

Изображение в случайном поле, формируемое антенной, определяется видом функции когерентности случайного поля источника, которая при выходе из источника не остается постоянной, ее вид изменяется по мере распространения случайного поля в пространстве. Эти изменения для нас будут существенны, и в этом разделе рассмотрим, как изменяется функция когерентности в свободном пространстве. Комплексная амплитуда, согласно введенному нами определению, зависит от всех трех координат, но, учитывая, что рассматриваемые нами волны разных направлений обладают точно одинаковым значением модуля волнового вектора, равного  $2\pi/\lambda$ , где  $\lambda$  — длина волны звука в однородной среде, которая одинакова для всех волн одной частоты  $\omega$ , в этом случае две проекции  $u_1$ ,  $u_2$  определяют собой и третью проекцию, в силу чего комплексная амплитуда может рассматриваться нами как функция только лишь двух проекций волнового вектора  $u_1$ ,  $u_2$ . Тогда комплексная амплитуда монохроматического волнового поля запишется в виде

$$p(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} A(u_1, u_2) \exp\left(\pm iz\sqrt{k^2 - u_1^2 - u_2^2}\right) \exp(iu_1x + iu_2y) du_1 du_2. \quad (3.7)$$

Здесь написано выражение для суммы плоских волн с произвольными амплитудами, фазами и направлениями распространения.

Примем, что в течение очень короткого времени поле можно считать регулярным, описываемым (3.7) для одномерного случая. Одномерный случай используется нами не только для упрощения написания формул, но еще и потому, что в акустике, в основном, задачи получения изображений являются одномерными, в которые не входит глубина:

$$p(x, z) = \frac{1}{\sqrt{i\lambda}} \int_{-\infty}^{\infty} p(\xi, 0) \exp\left(ikz + i\frac{k}{2z}(x - \xi)^2\right) d\xi. \quad (3.8)$$

Формула (3.8) получена в малоугловом приближении.

Будем искать так называемую поперечную корреляционную функцию, получающуюся при одинаковом  $z$  у каждого сомножителя:

$$U(x, \xi, z) = \left\langle p(x, z) \overline{p(x - \xi, z)} \right\rangle. \quad (3.9)$$

Подставив (3.8) в (3.9), получим искомое соотношение:

$$U(x, \eta, z) = \frac{1}{\lambda} \iint_{-\infty}^{\infty} U(\xi, \xi, 0) \exp\left(i\frac{k}{2z}\left((x - \xi)^2 - (x - \xi - \eta)^2\right)\right) d\xi d\xi'. \quad (3.10)$$

В случае (3.3)

$$U(\xi, \xi, 0) = W^2(\xi) \delta(\xi). \quad (3.11)$$

Подставив (3.11) в (3.10) и проинтегрировав, получим

$$U\left(x, \frac{zu}{k}, z\right) = \frac{1}{\lambda} \exp\left(iux - \frac{izu}{2k}\right) \int_{-\infty}^{\infty} W^2(\zeta) \exp(iu\zeta) d\zeta. \quad (3.12)$$

Заметим, что  $\zeta$  есть разность координат точек и отношение  $(zu)/k$ , являющееся новой переменной, тоже представляет собой разность координат точек, в которых определяется функция когерентности. А теперь проделаем следующий математический трюк. Перепишем (3.10) в виде

$$U\left(x, \frac{zu}{k}, z\right) \exp\left(iux - \frac{izu}{2k}\right) = \frac{1}{\lambda} \int_{-\infty}^{\infty} W^2(\zeta) \exp(iu\zeta) d\zeta. \quad (3.13)$$

Заметим, что правая часть (3.13) не зависит ни от  $x$ , ни от  $z$ . Это означает, что и левая часть от этих же переменных не зависит, и (3.13) смело можно записать в виде

$$U\left(\frac{zu}{k}\right) = \frac{1}{\lambda} \int_{-\infty}^{\infty} W^2(\zeta) \exp(iu\zeta) d\zeta. \quad (3.14)$$

Или

$$U\left(\frac{zu}{k}\right) = G(u), \quad (3.15)$$

где  $G(u)$  — пространственный спектр изображения, определяемый (3.14).

### 3.2. Апертурный синтез в случайном поле

Выражение (3.14) можно использовать для решения обратных задач, т. е. для нахождения изображений по значениям функции когерентности измеряемых в точке приема случайных полей.

Если бы была возможность измерять функции когерентности для всех значений разностей координат, то решение обратных задач свелось бы просто к обращению интеграла Фурье (3.12). Однако на практике никогда нельзя измерить функцию когерентности для всех значений разности координат. Все измерения можно провести только на ограниченном участке, линейные размеры которого называются апертурой. Такой синтез впервые был выполнен Райлом [8] для гигантского (с нескольких метров до мили) увеличения апертуры радиотелескопа.

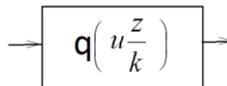
Эту апертуру можно расширять, добавляя измерения, но никогда нельзя сделать ее бесконечной, как того требует интеграл Фурье.

Посмотрим, каковы возможности решения обратных задач при ограниченной апертуре. Конечность апертуры учтем введением специального множителя  $q(x)$ . Введем этот множитель в уравнение (3.12). Для того чтобы оно оставалось точным при введении множителя в правую часть, надо изменить и левую часть уравнения. В нее мы подставим вместо истинного изображения  $W$  его образ  $WU$ , который соответствует конечной апертуре, форма которой целиком определяется функцией  $q(x)$ :

$$WU^2(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U\left(\frac{zu}{k}\right) q\left(\frac{zu}{k}\right) \exp(-iux) du. \quad (3.16)$$

Теперь мы имеем полный алгоритм, по которому можно получить образ входного изображения, располагая значениями функции когерентности на конечной апертуре. Такая процедура получения образа изображения получила название апертурный синтез. Эта процедура не требует применения антенн. Для ее осуществления достаточно измерения функции когерентности в двух точках поля для двух значений разности координат. Чтобы иметь возможность производить такие измерения, достаточно располагать всего двумя точками приема излучения и перемещать эти точки приема в разные места, синтезируя тем самым апертуру. Такой способ синтеза апертуры по случайным источникам возник раньше, чем синтез апертуры в регулярных полях, где используется перемещение всего одного приемника поля.

Отличие образа изображения  $WU$  от самого изображения можно представить функциональной схемой:



Функция  $q(x)$  теперь играет роль частотной характеристики фильтра в выражении (3.16). Образ изображения отличается от самого изображения тем, что прошел через фильтр с частотной характеристикой, определяемой функцией  $q(x)$ . Как мы видели выше, эта связь изображения и его образа, получаемого в результате решения обратной задачи, такая же, как и в регулярных полях, и совсем не такая, как в антеннах, работающих в случайном поле. Поэтому апертурный синтез имеет еще одно название, очень для него подходящее. Он называется *некогерентной голографией*. Математические соотношения, связывающие голограмму и изображение, которое можно с нее получить, очень похожи на соотношения, которые связывают функцию когерентности и получаемые с нее изображения.

### **3.3. Когерентный синтез апертуры по некогерентному источнику**

В этом разделе рассмотрен синтез апертуры, который можно назвать когерентным синтезом, так как в нем используется математический аппарат когерентного синтеза апертуры, но этот когерентный синтез работает не по когерентному сигналу, а по любому некогерентному сигналу, но с целым рядом ограничений. Самым замечательным и наиболее привлекательным в этом синтезе является возможность синтеза по некогерентному источнику излучения, если перемещать всего одну антенну как единое целое. Классический когерентный синтез апертуры работает только по когерентному источнику, а по источнику, обладающему малым временем когерентности, он не работает. Апертурный синтез в случайном поле по функции когерентности требует двух приемных точек, расстояние между которыми изменяется. В том виде синтеза, который мы называем когерентным синтезом по некогерентному источнику излучения, объединяются свойства двух несовместимых методов синтеза, которые описаны выше. Это метод когерентного синтеза апертуры с возможностью перемещения антенны как целого и синтеза по функции когерентности с использованием возможности синтеза апертуры по широкополосному источнику излучения. Преимущества такого синтеза апертуры вполне очевидны. Он позволяет увеличить действующую апертуру антенны за счет ее движения в пространстве.

Увеличение действующей апертуры антенны за счет ее движения весьма актуально для акустики. Антенны устанавливаются на движущихся носителях и даже буксируются. В связи с этим появились методы обработки сигналов антенн, позволяющие увеличивать апертуру антенны за счет ее движения [3—11]. Известен способ ЕТАМ (Extended Tower Array Measurements) [4—11] увеличения действующей апертуры антенны при приеме в пассивном режиме сигнала квазимонохроматического ис-

точника, не обладающего когерентностью. Некогерентность источника приводит к случайным изменениям фазы сигнала за время апертурного синтеза, что не позволяет когерентно суммировать сигналы, принимаемые антенной при ее движении. Изменение фазы колебания источника в методе ЕТАМ компенсируется путем применения специальной процедуры, включающей измерение разностей фаз сигналов приемников антенны, занимающих при перемещениях антенны одно и то же положение в пространстве. При приеме сигнала одного некогерентного источника эта процедура позволяет сделать фазы сигналов всех приемников антенны, а не только тех, положения которых совпадают, соответствующими приему когерентного сигнала. В результате достигается возможность когерентного сложения сигналов приемников антенны как находившихся на прежних местах, так и перемещенных. При этом получается увеличение апертуры антенны на ее часть, вышедшую при совпадении за пределы апертуры. Это увеличение много меньше длины апертуры антенны, так как число приемников антенны, положения которых совпадают, должно быть достаточно большим. Иначе эти участки антенны не будут в состоянии принять сигнал источника с нужным угловым разрешением и достаточным отношением уровня сигнала к уровню шума для измерения разности фаз. Однако полученное крохотное увеличение апертуры ведет к гигантскому успеху, так как это увеличение можно много раз повторить, добиваясь при этом синтеза апертуры колоссальных размеров.

Итак, существует метод ЕТАМ, который достаточно просто усовершенствовать подобно тому, как это сделано, например, в [11]. Однако этот метод обладает рядом существенных ограничений, которые не позволяют широко использовать его в акустике. ЕТАМ можно использовать только для антенны, которая движется сама, а для сигнала движущегося источника при неподвижной антенне этот метод неприменим. Метод предъявляет высокие требования к качеству протяжки антенны, стабильности частоты сигнала. Метод не допускает усреднения вводимой фазовой коррекции, что исключает возможность устранения помех, вызванных сигналами других некогерентных источников и реверберации. Кроме того, ЕТАМ не позволяет получить большого увеличения действующей апертуры, так как это требует многочисленных мелких шагов, что усугубляет требования к точности измерения фазы при каждом отдельном шаге.

В работе [12] описан и применен способ когерентного синтеза апертуры по некогерентному сигналу (КСАН), основанный на ином принципе, чем ЕТАМ. Если ЕТАМ направлен на то, чтобы сделать когерентным сигнал источника, изменяя фазы сигналов, принимаемых антенной, то КСАН для синтеза апертуры использует сигналы перемещающейся антенны, которые остаются достаточно когерентными при приеме сигнала некогерентного источника вдоль всей трассы движения антенны и не

требуют никакой корректировки. В качестве такого сигнала КСАН использует разности фаз сигналов приемников антенны, одновременно принимающих сигналы некогерентного источника. Это позволяет получить производную фазы вдоль трассы движения антенны. Последующее интегрирование позволяет восстановить фазу уже без тех ее изменений, которые измеряет и устраняет технология ЕТАМ. Таким образом, в принципе КСАН по эффективности эквивалентен ЕТАМ, но намного проще его, так как не требует неперменного совпадения перемещаемых приемников антенны с теми, которые ранее находились на тех же местах.

КСАН позволяет усреднять измеренные разности фаз, что дает возможность, как показано в [12], работать в условиях сильных реверберационных помех, когда сигнал реверберации намного превосходит прямой сигнал источника. ЕТАМ в этих условиях неприменим, так как фазы приемников, совмещаемых по своему положению в разные моменты времени, уже не совпадают. Преимуществами КСАН являются также возможность синтезировать антенну при перемещении источника и отсутствие ограничений на величину синтезируемой апертуры. Синтез апертуры можно делать большими шагами, равными и даже больше, чем действующая апертура антенны.

Однако и КСАНу присущи крупные недостатки. Во-первых, это низкая помехоустойчивость метода, способного работать только при достаточно большом отношении сигнала к шуму, в то время как акустику интересуют и слабые сигналы, которые уверенно принимаются с использованием процедуры некогерентного накопления. Синтез апертуры по некогерентному источнику не дает выигрыша в отношении предельно слабого сигнала к шуму. Это кажется странным на первый взгляд, так как увеличенная во много раз апертура должна приводить к значительному выигрышу. Увеличение отношения сигнала к шуму с ростом апертуры действительно происходит, но для создания большой апертуры путем ее синтеза по некогерентному сигналу необходим начальный большой сигнал, намного превосходящий шум. После создания синтезированной апертуры это начальное соотношение сигнала к шуму соответственно возрастет.

Вторым существенным недостатком метода в том его виде, в каком он описан в [12], является необходимость выделения для синтеза единственного источника сигнала, исключая при этом возможность селективировать источники по углу. Необходимая селекция должна быть выполнена только по спектру сигнала источника, что тоже является сильным ограничением возможностей метода.

Отсюда вытекает задача найти способ синтеза апертуры по некогерентному сигналу, допускающему применение в процессе синтеза некогерентного накопления сигналов с целью увеличения отношения сигнала к шуму и возможность селективировать источники сигналов по углу.

Эта задача решена и ее решение изложено в [13]. Метод, изложенный в [13] отличается тем, что в нем взамен измерения разностей фаз сигналов приемников антенны применено измерение модуля отклика перемещающейся антенны при ее сканировании по углу. Тем самым в методе, изложенном в [13], решены сразу обе поставленные задачи, так как фазы теперь могут измеряться после использования значительного некогерентного накопления, позволяющего повысить помехоустойчивость метода, а кроме того, для выделения сигнала источника появилась возможность использовать селективность перемещаемой антенны по углу. При таком методе измерения определяются точно те же значения фаз, которые измерялись в методе [18], но только с усреднением вдоль перемещаемой антенны. Это усреднение приводит к сужению поля зрения синтезированной антенны, что в некоторых случаях является даже желательным. Измерения фаз, выполняемые вдоль трассы синтеза, позволяют получить не только по сигналу источника, но и по всем другим сигналам, когерентным с сигналом источника — те же самые результаты сканирования по углу и дальности, которые получаются при синтезе апертуры по когерентному источнику. Благодаря высокому пространственному разрешению предлагаемый метод синтеза обладает высокой точностью оценок координат в присутствии отраженных и рассеянных сигналов, а также оставшихся не удаленными некогерентных.

Ниже излагаются физические основы предлагаемого метода синтеза апертуры по некогерентному сигналу, показано, что он позволяет исключить нестабильность фазы сигнала некогерентного источника и в ходе синтеза подавляет помеху, вызванную случайными изменениями частоты излучения источника. Приведены результаты математического моделирования метода, в котором показана возможность применения синтеза [13] для сигнала, много меньшего шума, что для метода КСАН, описанного в [12], невозможно. Приведены также результаты натурального опыта, в котором результаты, полученные путем когерентного синтеза апертуры, удалось сопоставить с результатами, полученными некогерентным апертурным синтезом и антенной с заполненной апертурой.

### 3.3.1. Физика синтеза

Пусть антенна принимает сигнал некогерентного источника в свободном пространстве. Ниже некогерентным источником будем называть локальный источник шумового сигнала, излучающего в некоторой полосе частот. При этом поле источника обладает пространственной когерентностью на апертуре физической антенны. Антенна представляет собой цепочку приемников, расположенных вдоль оси  $X$  прямоугольной системы координат с интервалом между приемниками  $\Delta d$ . Антенна перемещается вдоль оси  $x$ . Точечный источник сигнала (ИС) находится

в точке с координатами  $(x = L, y = R)$ . Фаза сигнала  $\phi_{n,m}$ , принимаемого приемником антенны номером  $m$  в точках трассы перемещения антенны  $n$ , будет

$$\phi_{n,m} = \frac{2\pi}{\lambda_n} \sqrt{R^2 + (L - x_{n,m})^2} + \Phi_n, \quad (3.17)$$

где  $\lambda_n$  — длина волны ИС, которая изменяется при движении антенны по трассе;  $\Phi_n$  — случайная фаза сигнала, которая может изменяться хаотическим образом и в любых пределах;

$$x_{n,m} = n \frac{v}{F} + m\Delta d, \quad (3.18)$$

$v$  — скорость перемещения антенны по трассе;  $F$  — частота квантования сигнала по времени.

Фаза сигнала, записанная в виде (3.17), содержит две случайные функции  $\Phi_n$  и  $\lambda_n$ . Ее разделение на две функции возможно, но оно неоднозначно. Эти функции можно выделить для любого квазимонохроматического сигнала так, что для одного и того же колебания функции  $\Phi_n$  и  $\lambda_n$  получатся разными. Однозначно выделить в (3.17) фазу  $\Phi_n$  и длину волны  $\lambda_n$  можно только для чисто монохроматического сигнала.

Действительно, общая запись сигнала любого квазимонохроматического источника выглядит так:

$$A(t) = \cos(\phi(t)) \quad (3.19)$$

Частота в этом сигнале представляет собою производную общей фазы, взятой в какой-то момент времени. В монохроматическом сигнале значение частоты, определяющей длину волны, от времени не зависит, а в квазимонохроматическом колебании зависит, и это делает запись вида (3.17) неоднозначной, зависящей от расположения тех моментов времени, в которых определялась частота. Выражению (3.17) в том виде, в котором оно записано выше, придает однозначность указание на то, что значения  $\lambda_n$  определяются в заданные моменты отсчетов  $n$ .

Для осуществления синтеза апертуры следует запомнить сигналы с каждого приемника антенны вдоль всей трассы. Эти сигналы в том виде, в каком они представлены в (3.17), не могут быть использованы в качестве фазы антенны с синтезируемой апертурой, так как в это выражение входят две случайные функции  $\Phi_n$  и  $\lambda_n$ . Как бы мы их ни ввели, в какие бы моменты ни определяли значения  $\lambda_n$ , но все равно соотношение (3.17) существенно отличается от распределения фаз, которое получается в антенне с заполненной апертурой и имеет вид

$$\psi_{n,m} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R^2 + (L - x_{n,m})^2} + \text{const.} \quad (3.20)$$

Главное отличие (3.20) от (3.17) состоит в том, что в (3.17) входят случайно изменяющиеся функции  $\Phi_n$  и  $\lambda_n$ . В квазимонохроматическом сигнале, обладающем узким спектром, главное отличие при любом выборе моментов для определения  $\lambda_n$  создает только  $\Phi_n$ . Эта функция изменяется в пределах многих  $\pi$ , что делает фазу (3.17) случайной функцией, в которой регулярное слагаемое вида (3.20) перестает быть определяющим и не играет никакой роли. Что же касается случайных значений  $\lambda_n$ , то диапазон их изменений ограничен шириной спектра сигнала.

Предлагаемый нами метод апертурного синтеза состоит в процедуре, позволяющей восстановить (3.17) по зафиксированным сигналам приемников антенны с помощью операции, исключающей из восстановленного сигнала фазы  $\Phi_n$ . Вторая случайная величина  $\lambda_n$  остается, но как показано ниже, наличие случайной  $\lambda_n$  не препятствует апертурному синтезу.

Итак, у нас есть сигналы приемников антенны, аргументы которых описываются (3.17). Далее с ними выполним следующую операцию:

$$P_n = \phi_{n,m1} - \phi_{n,m2}, \quad (3.21)$$

где  $\phi_{n,m}$  определяется (3.17). Заметим, что при этой операции одна из неизвестных нам функций  $\Phi_n$  исчезает, так как она не зависит от  $m$ , а разность (3.21) пропорциональна производной фазы (3.17) по координате  $x$  (вдоль трассы перемещения антенны). Это будет при  $\Delta d$ , много меньше интервала изменения (3.17) при постоянном  $\Phi_n$ , что всегда имеет место при  $\Delta d < \lambda$ , где  $\lambda < \lambda_n$ . Тогда можно путем интегрирования (3.21) получить фазу сигнала в виде, весьма близком к виду (3.17):

$$\chi_{n,m} = \frac{2\pi}{\lambda_n} \sqrt{R^2 + (L - x_{n,m})^2} + \text{const}. \quad (3.22)$$

Основная помеха апертурному синтезу таким образом устранена. Но при этом полностью когерентного сигнала не получается. Остается еще одна помеха, состоящая в том, что нам неизвестны величины  $\lambda_n$ . Случайные величины  $\lambda_n$  соответствуют моментам квантования принятого сигнала.

Для точного синтеза апертуры, который получается по когерентному сигналу, требуется сигнал, содержащий только постоянную величину  $\lambda$  и имеющий вид (3.22). Посмотрим, какова будет ошибка, если мы для синтеза апертуры используем полученный нами некогерентный сигнал (3.17) вместо когерентного (3.22). Для этого используем такое представление (3.19), которое включает (3.22) и разницу  $\Delta\psi_n$  между (3.21) и (3.19):

$$\chi_n = \psi_n + \Delta\psi_n. \quad (3.23)$$

Теперь по фазе сформируем сигнал, чтобы его обработать так, как обрабатывается сигнал, принятый антенной:

$$S_n = \exp(i\chi_n) = \exp(i\psi_n) \exp(i\Delta\psi_n). \quad (3.24)$$

Итак, мы получили чистый неискаженный сигнал, полностью соответствующий сигналу, который приняла бы антенна по когерентному источнику или антенна с заполненной апертурой, модулированный случайным сигналом, образованным изменениями длины волны вдоль траектории движения антенны. При условии, что

$$\Delta\psi_n \ll \pi, \quad (3.25)$$

эта модуляция не оказывает существенного влияния на диаграмму направленности антенны, работающей по некогерентному сигналу (3.24). При условии (3.25) получим настоящий когерентный синтез апертуры по некогерентному сигналу. Фазовую ошибку  $\Delta\psi_n$ , определяющую модуляцию сигнала антенны, на основании (3.22) и (3.20) можно записать в виде

$$\Delta\psi_n = 2\pi\sqrt{R^2 + (L - x_{n,m})^2} \frac{\Delta\lambda_n}{\lambda^2}, \quad (3.26)$$

где  $\Delta\lambda_n$  — изменение величины длины волны относительно  $\lambda$ . Отношение  $\Delta\lambda_n$  к  $\lambda$  небольшое и имеет порядок относительной ширины спектра сигнала, что составляет процент или даже доли процента, но перед ним находится множитель, который нарастает по мере увеличения размера синтезированной апертуры. Когда этот множитель вырастет на много  $\pi$ , то неравенство (3.25), справедливое для малой апертуры, нарушится и в дело вступят искажения результата синтеза апертуры. Фазовая ошибка  $\Delta\psi_n$  будет максимальной тогда, когда максимальные значения имеют выражение под корнем (максимальное расстояние от источника до гидрофона антенны в ходе синтеза) и отклонение длины волны  $\Delta\lambda_n$ . Максимальное отклонение длины волны  $\Delta\lambda_n$  можно выразить через ширину полосы  $\Delta f$  сигнала источника, в которой производится фазирование приемной антенны, используя соотношение  $\Delta\lambda / \lambda^2 = \Delta f / c$ , где  $c$  — скорость звука. С учетом этого, обозначая максимальное расстояние крайнего гидрофона антенны от траверса (вдоль траектории синтеза) через  $x_{\max}$  и подставляя (3.26) в (3.22) получим условие, ограничивающее ширину полосы  $\Delta f$  для рассматриваемого апертурного синтеза:

$$\Delta f < c / \left( 2\sqrt{R^2 + x_{\max}^2} \right). \quad (3.27)$$

Рассмотренная выше процедура, позволяющая осуществить синтез апертуры по некогерентному сигналу, описана и апробирована как на математической модели, так и в натурном опыте. Выше эта процедура математически обоснована для одного сигнала. На самом деле сигнал может быть не один, а получаемый описанным образом синтез может быть почти эквивалентным (при условии выполнения (3.27)) известной процедуре синтеза по когерентному сигналу. Действительно, пусть мы имеем кроме основного ИС также и сумму сигналов, отраженных или рассеянных ИС. Пусть разности хода этих сигналов будут много меньше

пуга когерентности основного ИС. Тогда фазу сигнала на приемниках перемещаемой антенны можно представить в виде

$$\phi_{n,m} = w_{n,m} + \Phi_n, \quad (3.28)$$

где  $w_{n,m}$  — фаза суммы всех принимаемых антенной отраженных и рассеянных сигналов.

Весьма существенно, что в этом случае функция  $\Phi_n$  входит в (3.28) тоже в виде слагаемого, зависящего только от  $n$  и не зависящего от  $m$ . Это получается, если все отраженные или рассеянные сигналы имеют разности хода много меньше длины пуга когерентности основного ИС. Для этих сигналов наша процедура синтеза апертуры представляет собой последовательное применение к (3.28) операции дифференцирования по переменной  $m$  (номеру приемника антенны) вдоль всей трассы синтеза апертуры с исключением неизвестной функции  $\Phi_n$  с последующим интегрированием полученной производной вдоль той же трассы. Важно, что получаемая производная при неизменном расположении источника и его отражений не зависит ни от  $\Phi_n$ , ни от времени  $n$ . Следовательно, то, что мы получаем в результате интегрирования этой производной, вдоль апертуры совпадает с распределением фазы, определяемой антенной по когерентному сигналу. Для этих сигналов получаем распределение фаз почти такое же, как если бы мы определяли его антенной по когерентному сигналу. Поэтому апертурный синтез в отсутствие сигналов, не когерентных основному ИС, дает возможность получения изображения самого ИС и сформированных его сигналом отраженных и рассеянных сигналов, почти такое, какое дает синтез по когерентному сигналу.

Теперь рассмотрим случай, когда к сигналу одного ИС добавляется второй ИС, не когерентный с ним, но слабый, более низкого уровня:

$$S = S_1 + \gamma S_2, \quad (3.29)$$

где комплексные сигналы  $S_1$  и  $S_2$  одного порядка,  $\gamma \ll 1$ . Фаза (3.29) будет

$$\psi(S) = \psi(S_1) + \psi\left(1 + \gamma \frac{S_2}{S_1}\right). \quad (3.30)$$

Отсюда следует, что в этом случае синтез апертуры по основному сигналу возможен, но с аддитивной помехой в фазе порядка  $\gamma$  радиан. Эта помеха при условии  $\gamma \ll 1$  синтез основного ИС испортит мало, но может сильно исказить боковое поле синтезированной антенны, что может значительно ухудшить качество изображений рассеянных и отраженных сигналов. Поэтому другие некогерентные сигналы необходимо исключать. Их, как показано в [18], исключать можно, так как они могут отличаться от ИС не только фазами, но и частотами. Отраженные и рассеянные сигналы исключить невозможно, но они для синтеза, как показано выше, не являются помехой. Для практического осуществления синтеза

апертуры вышеописанным методом необходимо, чтобы в секторе обзора, включающем все  $360^\circ$ , был один достаточно интенсивный ИС, обладающий к тому же достаточно большим отношением сигнала к шуму, обеспечивающим возможность определения разности фаз сигналов между соседними приемниками антенны. Это очень сильные ограничения, препятствующие применению метода, описанного в [12].

Здесь описывается модификация метода, позволяющего значительно сократить сектор, в котором должен быть только один интенсивный источник, до размеров главного лепестка перемещаемой антенны и одновременно значительно повысить его помехоустойчивость. Остановимся на физических основах предлагаемого усовершенствования.

Оно основано на измерении разностей фаз, определяемых (3.21), измерении модуля отклика антенны, сканируемой по углу при перемещении ее вдоль трассы синтеза. Рассмотрим эту процедуру. Для сканирования антенны по углу в точке  $n$  принятый приемниками антенны сигнал подвергается преобразованию Фурье вида

$$U(\beta_{n,j}) = \sum_m A_{n,m} \exp(i\beta_{n,j} m), \quad (3.31)$$

где  $A_{n,m}$  — комплексная амплитуда принятого антенной сигнала источника в точке трассы  $n$  на приемнике номер  $m$ ;  $\beta_{n,j}$  — разность фаз между сигналами в соседних приемниках антенны, вводимая при обработке сигнала в точке трассы  $n$  для точки  $j$  сканирования антенной по углу  $\alpha$ . Такое сканирование по переменной  $j$  осуществляется во многих точках по углу для каждого положения  $n$  антенны на трассе.

При сканировании (3.31) по переменной  $j$  максимум отклика антенны будет при условии, что разность фаз между принятыми гидрофонами антенны сигналами, образовавшаяся при распространении излученного источником сигнала до гидрофонов, полностью компенсируется разностью фаз, введенной нами в (3.31). При этом для максимума получается

$$\beta_{n,k} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \arg(A_{n,m} A_{n,m+1}^*), \quad (3.32)$$

где  $k$  — значение  $j$ , при котором модуль (3.31) достигает максимального значения. Таким образом, пользуясь лишь модулем отклика антенны как индикатором равенства (3.30), можно избежать процедуры измерения фазы (3.21) непосредственно по сигналам приемников антенны.

Тот факт, что в (3.32) входит усредненное значение фазы вдоль апертуры, влияет на синтез положительно. Наша задача — измерить производную фазы вдоль антенны. Мы получаем усредненное значение искомой производной. Как это повлияет на результат синтеза апертуры? Что мы теряем и приобретаем ли мы что-нибудь в результате усреднения?

Усреднение фазы, как и усреднение любой голограммы, ограничивает сектор обзора антенны с синтезированной апертурой. В рассматри-

ваемом случае это ограничение сектора обзора приемлемо, так как рассеянные сигналы, когерентные с выделенным сигналом, располагаются под небольшими углами относительно выделяемого сигнала, и поэтому ограничение обзора практически ограничивает только некогерентные сигналы, которые являются помехой синтеза. Поэтому получаемое нами усреднение должно только увеличить помехоустойчивость метода, не оказывая существенного влияния на определяемые положения источников.

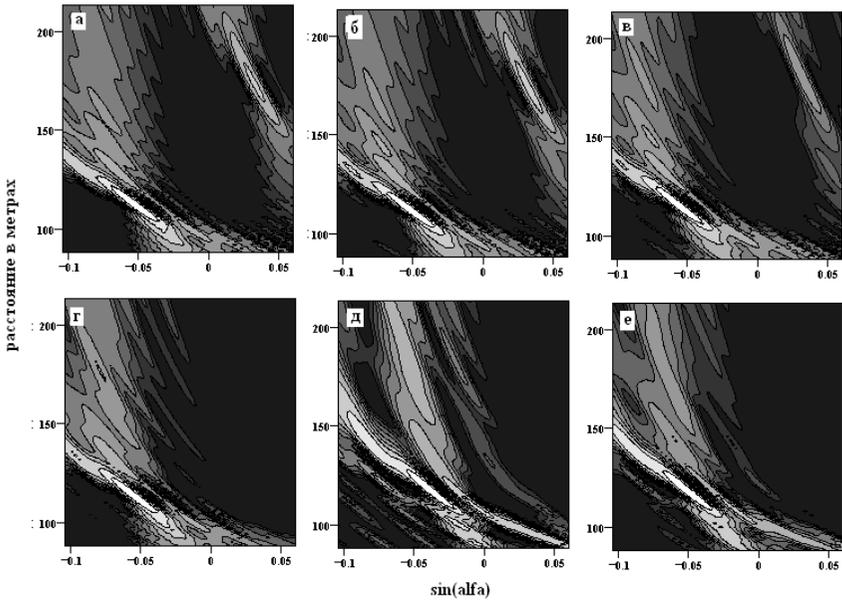
Такая замена измерений разности фаз измерениями уровней отклика антенны обеспечивает нам два крупных преимущества перед методом, описанным и апробированным в [12]. Во-первых, мы можем значительно сузить сектор, в котором должен находиться только один интенсивный ИС, просто сузив сектор обзора антенны. Второе преимущество заключается в помехоустойчивости метода. Для индикации выполнения условия равенства (3.32) достаточно воспользоваться модулем отклика (3.31) перемещаемой сканируемой по углу антенны по накопленным сигналам путем некогерентного накопления за время, достаточное для уверенного обнаружения сигнала. Операция предварительного некогерентного накопления уменьшает влияние многих помех.

На рис. 3.1 показаны результаты обработки сигнала перемещающейся антенны тремя способами, которым дадим короткие названия. Метод, основанный на синтезе когерентного сигнала, назовем МК. Метод, основанный на непосредственном измерении фазы между приемниками антенны [12], назовем МФ, и оставшийся усовершенствованный метод, основанный на измерениях той же фазы, но средней по апертуре перемещаемой антенны с помощью положения максимума модуля отклика сигнала, назовем МУ.

Истинная картина расположения источников и их уровни видны по картине МК, которая представляет собой результат чисто линейной обработки сигналов комплексных амплитуд, зафиксированных вдоль всей трассы. В том случае, когда второй дополнительный ИС когерентен с основным, он виден отдельно и не мешает определению координат основного ИС и его отражений. Однако в том случае, когда этот же ИС становится некогерентным, изображение основного ИС, получаемое синтезом апертуры, искажается. Эти искажения отчетливо видны. При иных способах наблюдения, при которых положение источника тоже искажается наличием дополнительного ИС, например, при некогерентном сложении сигналов перемещающейся антенны, таких явных признаков неблагоприятия нет. Некогерентный источник, как видно на рис. 3.1, вносит в полученную картину незначительные искажения в виде изменения бокового поля антенны.

Замечательно, что при МУ некогерентный ИС вносит гораздо меньше искажений в изображение источника, чем при МФ. Это объясняется тем, что в способе МУ есть усреднение голограммы, чего нет при МФ.

Это подсказывает способ устранения искажений, наблюдаемых при МФ. Для устранения таких искажений следует применять скользящее усреднение голограммы. Это и сделано в [12]. В ЕТАМ, в котором нет места усреднению голограммы, с такими искажениями справиться нельзя.

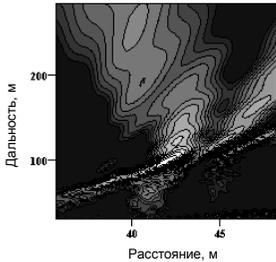


**Рис. 3.1.** Локализация когерентного источника (*а, г*). Локализация некогерентного источника 2 приемниками с измерением фазы [11] (*б, д*) и антенной из 8 приемников с измерением фазы по максимуму модуля отклика перемещаемой антенны (*в, е*). Верхний ряд — второй сигнал когерентен основному, нижний ряд — второй сигнал не когерентен основному

Рисунок 3.1 показывает, что когерентный апертурный синтез благодаря высокому пространственному разрешению позволяет получить информацию об источниках, их расположении в присутствии других когерентных и некогерентных сигналов. Такую информацию иными методами, не прибегая к когерентному синтезу апертуры (некогерентным накоплением сигналов), получить нельзя.

Действительно, при некогерентном накоплении форма отклика перемещаемой антенны остается неизменной. Она не может ни при каком накоплении изогнуться так, чтобы показать наличие двух сигналов, которые все время остаются под одной общей крышей. Наличие двух сигналов только смещает эту крышу в сторону и иногда весьма значительно. Этот нежелательный эффект, свойственный некогерентному накоплению, исключается при когерентном синтезе апертуры.

Этим методом были также обработаны результаты опыта, использованные в [12]. При этом было использовано скользящее усреднение голограмм при определении фаз с помощью определения величины максимума отклика антенны. При обработке сигналов в [12] было необходимо специально применить большое усреднение получаемых голограмм. Для этого даже пришлось использовать первичные данные этого опыта, записанные с частотой квантования 12 кГц, а иначе тем методом ничего не удавалось получить. Предлагаемым методом результаты были получены без специального усреднения голограмм при частоте квантования 25 Гц с отбрасыванием данных, оказавшихся лишними.



**Рис. 3.2.** Картина с когерентными отражениями на Ладоге. Синтезирована апертура 29 м антенной из 25 приемников с начальной апертурой 5 м. Модуляция источника шумом с шириной полосы 10 Гц. Некогерентное накопление перед определением фазы выполнено по 64 реализациям. Изолинии проведены с интервалом в 1 дБ

На рис. 3.2 показан пример такой обработки. При синтезе апертуры в 29 м антенной с апертурой 5 м при длине волны 0,6 м виден сам излучатель и ряд его когерентных с ним либо отражений, либо лучей.

### 3.3.2. Разрешение источников некогерентных сигналов

Разрешение источников некогерентных сигналов [14] является естественным развитием и совершенствованием метода, суть которого изложена выше. Воспользуемся этим обстоятельством, чтобы подробно изложить метод когерентного синтеза апертуры по некогерентному сигналу с приведением подробных графических иллюстраций отдельных принципиальных моментов этого метода, которые позволят глубже вникнуть в суть излагаемого метода. Материал этого раздела изложен весьма подробно, поэтому он разбит на подразделы. Метод обосновывается математически, а затем приводятся результаты математического моделирования, сопровождаемые иллюстрациями каждого произведенного действия.

Сначала несколько общих замечаний. Синтез апертуры по источникам некогерентных сигналов дает возможность увеличить пространственное разрешение антенны за счет ее движения. Ряд методов, изложенных выше, позволяют синтезировать апертуру только для сильных сигналов, намного превышающих уровень шума. В последнее время появились помехоустойчивые методы [13].

Практически синтез апертуры требуется для решения двух задач: для уточнения положения источника излучения и для разделения двух близких источников, неразрешимых перемещаемой (относительно короткой) антенной без использования процедуры синтеза апертуры. Однако все известные методы синтеза апертуры по источникам некогерентного излучения, включая все вышеперечисленные, способны решить только первую часть задачи — уточнение положения одного-единственного источника излучения. Значительное увеличение пространственного разрешения, достигаемое синтезом апертуры, не дает возможности ни одному из известных методов синтеза разрешить два близких по углу взаимно некогерентных источника излучения.

Синтез апертуры способен с высокой точностью оценивать положение всего одного-единственного некогерентного источника в секторе углов, определяемых угловой шириной главного лепестка диаграммы направленности перемещаемой антенны. Невозможность с помощью когерентного синтеза апертуры по некогерентным источникам излучения разрешать близко расположенные источники обусловлена принципиальной невозможностью обеспечить когерентность одновременно двум взаимно некогерентным сигналам. Каждый метод когерентного синтеза придает когерентность, обеспечивающую синтез апертуры и повышение разрешающей способности только одному, наиболее интенсивному сигналу. Присутствие второго, некогерентного с первым и при этом более слабого сигнала приводит к появлению добавочного шума, смещающего оценку положения источника.

Для разрешения двух и более близко расположенных по углу источников некогерентных сигналов с помощью апертурного синтеза существует, вероятно, единственная возможность, состоящая в том, чтобы после выполнения синтеза по наиболее сильному источнику удалить или значительно ослабить его сигнал на антенне, оставив при этом нетронутым сигнал более слабого источника. После удаления или значительного ослабления сигнала первого источника может быть выполнен синтез по второму (относительно слабому) источнику с последующей оценкой его углового положения и, следовательно, реализовано высокое угловое разрешение этих двух источников.

В этом разделе рассмотрена такая возможность. На каждом шаге этой процедуры протяженная апертура синтезируется по одному (наиболее мощному) сигналу, выбираемому автоматически. Таким образом, речь идет о таком развитии метода синтеза апертуры, которое позволяет совместить его с операцией исключения сильного сигнала. Нами исследована и показана возможность такой доработки метода синтеза и его применения на примере помехоустойчивого когерентного синтеза апертуры [13].

Такой метод поочередного оценивания угловых координат источников при удалении, на каждом шаге, наиболее сильного сигнала, имеет смысл не только при апертурном синтезе, но и при локации близко расположенных источников протяженной антенной с заполненной апертурой. Дело в том, что боковое поле мощного сигнала представляет собой препятствие для обнаружения и локации сигнала источника, обладающего слабым излучением и расположенным близко к мощному источнику. Для освобождения от этой помехи специально придуманы и широко используются методы подавления боковых лепестков диаграммы направленности антенны, что делается даже ценой значительного снижения разрешения антенны, обусловленного размером ее апертуры. На эту тему опубликовано множество статей. Применение предлагаемого последовательного определения оценок положения источников снимает проблему подавления бокового поля антенны при обнаружении слабых источников сигналов, близко расположенных к сильным.

Однако за всякое улучшение чего-либо часто приходится чем-то жертвовать. В данном случае «жертвы» заключаются в том, что при определении положения второго (слабого) источника, во-первых, апертура перемещаемой антенны искусственно сокращается на два приемника, во-вторых, возникает дополнительная анизотропия аддитивного шума. В ситуации нескольких источников это приводит постепенно к значительному понижению помехоустойчивости приема и точности оценки их углового положения, что делает предложенную процедуру применимой только для достаточно сильных в сравнении с уровнем шума сигналов.

Исключать сигнал из поля, принимаемого антенной, можно многими методами. Наиболее эффективным является адаптивный метод, основанный на обращении корреляционной матрицы принимаемых сигналов с последующим формированием нулей отклика антенны в соответствующих направлениях. Однако этот метод пока еще не приспособлен для синтеза апертуры. В работе [14] исследованы два метода исключения сигналов, которые могут быть применены к помехоустойчивому методу синтеза апертуры [20]. Поскольку этот синтез осуществляется на каждом шаге по одному, наиболее сильному сигналу, то присутствие более слабых сигналов в пределах области разрешения перемещаемой антенны приводит к смещению оценки его углового положения. Это смещение, зависящее от многих параметров задачи, в ряде случаев оказывается пренебрежимо малым. Предлагаемый способ определения положения других источников некогерентного излучения применим именно в этих случаях, которые можно заранее определить с помощью математического моделирования, как это показано ниже.

Наиболее простым и вместе с тем эффективным способом исключения сигнала в процессе повторного синтеза апертуры является вычитание

сильного сигнала из суммарного сигнала на входе антенны [15]. Эта операция применима к повторной процедуре апертурного синтеза при условии достаточно малой погрешности оценки положения сильного источника в присутствии более слабого. В этом случае амплитудно-фазовое распределение исключаемого сигнала на антенне становится известным в результате первоначального (на предыдущем шаге) синтеза апертуры по методу [13]. Однако в данном случае, когда источники имеют близкие угловые координаты, операция вычитания сигнала известной формы к успеху в синтезе не приводит. Дело не только в том, что амплитуда и фаза сигнала оцениваются с ошибками, но и в том, что пространственный спектр «оставшегося» сигнала деформируется столь сильно, что не дает возможности правильно определить его угловое положение, при этом оценка угла прихода становится практически независимой от его фактического значения. Поэтому такой метод вычитания не применим к решению поставленной задачи.

Остается второй, опробованный нами метод вычитания сигнала, предложенный в [16] и более подробно описанный в [15], который использован нами при проведении численного исследования эффективности предложенного метода высокого углового разрешения источников различной мощности с помощью последовательного синтеза апертуры. Результаты моделирования приведены как для идеализированного случая разрешения источников в отсутствие аддитивных шумов, так и для случая предельно допустимого шума. Рассмотрен случай, когда разделяемые синтезом сигналы являются сигналами одной частоты, которые нельзя разделить с помощью частотной фильтрации.

### 3.3.2.1. Метод исключения сильного сигнала

В этом методе собственно вычитания сигнала нет, а сигнал на антенне, сформированный точечным источником, просто полностью удаляется в пространственном спектре сигналов на перемещаемой антенне. Для устранения сильного сигнала ни фазы, ни амплитуды устраняемого сигнала знать не надо, а необходимо и достаточно знать координаты точки, в которой находится источник этого сигнала. Координаты расположения источника сильного сигнала, подлежащего устранению в процессе синтеза апертуры по более слабому сигналу, определяются с помощью помехоустойчивой операции синтеза [13]. После того как эта точка определена, пространственный спектр антенны для сигналов, излучаемых из этой точки, в каждой точке трассы перемещения антенны может быть преобразован в синус, период которого кратен интервалу спектрального разложения. В результате такого преобразования в спектре, полученном стандартным обратным быстрым преобразованием Фурье (БПФ), отличны от нуля всего две точки, которые к тому же располагаются в извест-

ных местах на апертуре перемещаемой антенны. Расположение этих точек не зависит от параметров устраняемого сигнала и полностью определяется его координатами [15, 16]. Сигнал из этих точек можно устранить, заменив нулями, при этом исключаются две точки из апертуры перемещаемой антенны. После того как сигналы в этих точках заменены нулями, снова производится фурье-преобразование, которое восстанавливает пространственные спектры всех сигналов, принятых антенной за исключением того сигнала, который был в этих двух точках. И что особенно важно, вышеописанная процедура не изменяет форму спектра оставшегося слабого сигнала, позволяя выполнить апертурный синтез по этому сигналу с достаточно малым смещением оценки положения этого источника. Однако вышеописанная процедура придает значительную анизотропию спектру аддитивного шума.

Метод, описанный в [15, 16], оказался весьма подходящим именно для когерентного синтеза апертуры по некогерентным источникам сигналов. После устранения сильного сигнала производится синтез по оставшемуся наиболее сильному сигналу. Уровень этого сигнала значительно уменьшен фильтром, который превратил пространственный спектр устраняемого сигнала в синус, но форма спектра и его положение остались при этом прежними. Поэтому синтез позволяет определить положение этого сигнала без помех со стороны устраненного. Уменьшение уровня второго слабого сигнала, вызванное фильтром, проще всего учесть путем выполнения повторного синтеза по тем же данным, но в этот раз с устранением слабого сигнала, положение которого определено в результате уже выполненной операции синтеза по этому сигналу. При этом получим оценки как положения, так и амплитуды сигнала, устраняемого при синтезе апертуры по слабому сигналу. Если полученная при этом оценка положения этого источника сигнала с приемлемой точностью совпадает с оценкой положения этого же источника, полученной с помощью первоначального синтеза апертуры, то это означает, что использованная процедура действительно применима при данных условиях, и полученные оценки положения двух источников соответствуют истинным с приемлемой точностью. При этом получается, что и отношение уровней сильного сигнала, полученного при устранении слабого, и слабого сигнала при устранении сильного является тем же самым, какое было в исходных сигналах, так как оба сигнала в результате этих процедур прошли через один и тот же фильтр.

Спектр нужного нам сигнала сохраняется полностью и никакой коррекции не требует, а шум при этом искажается. Это искажение имеет известную форму и его можно убрать. Однако это нельзя сделать, существенно не изменив при этом нужный нам второй сигнал. Получившаяся анизотропия шума в состоянии значительно уменьшить помехоустойчивость метода по второму сигналу.

Вышеописанная процедура устранения сильного сигнала в процессе синтеза апертуры описана в [16] и подробнее в [15]. Первое, что необходимо и достаточно для применения этой процедуры, — определить координаты источника, сигнал которого надо убрать из сигнала антенны. Это надо сделать с помощью процедуры синтеза апертуры, как описано в [13], и определить обе координаты сильного сигнала — угол и дальность. Координаты будут использованы для исключения сильного сигнала из сигнала антенны.

Все сильные сигналы после определения оценок положения их источников путем синтеза должны удаляться последовательно один за другим. При этом нельзя убрать такие сигналы, которые отличаются только лишь своей дальностью, а угол у них относительно центра трассы синтеза тот же самый. Для освобождения от таких сигналов есть только один путь — это произвести тот же синтез еще раз в другом месте, смещенном вдоль трассы на значительное расстояние, чтобы сигналы не оказались на одной дальности относительно центра трассы. Можно для этой цели использовать те же сигналы, но произвести синтез с меньшей апертурой при смещении центра трассы.

### 3.3.2.2. Процедура синтеза с удалением сигнала

Процедура синтеза апертуры, приведенная в [13], не согласована с описанным выше методом удаления сигнала, по которому уже выполнен синтез апертуры. Поэтому сначала приведем измененную по сравнению с [13] методику получения помехоустойчивого синтеза апертуры по некогерентному источнику сигналов, согласованную с приведенной выше возможностью удаления сигнала, по которому синтез уже состоялся.

Особенностью метода устранения сигнала является то, что он требует предварительного формального увеличения апертуры перемещаемой антенны. Это связано с тем, что требуется значительно больше точек, в которых спектр вычисляется с помощью БПФ, по сравнению с числом действующих приемников антенны. Для этого апертура перемещаемой антенны дополняется многими приемниками с нулевыми сигналами, что можно сделать для любых антенн, ничуть не повысив разрешение антенны по углу и дальности, оставляя их на прежнем уровне, поэтому обычно не делается. Действующую апертуру антенны это фактически не увеличивает, увеличивается число точек углового спектра антенны, в которых этот спектр вычисляется.

Опишем модернизированный метод синтеза апертуры, добавив к описанию, имеющемуся в [13], формулы, справедливые для любых дистанций, а не только в дальней зоне синтезируемой антенны, как это сделано в [13]. Кроме того, приведем обработку сигналов с учетом дополнения перемещаемой антенны приемниками с нулевыми сигналами.

Комплексную амплитуду сигнала точечного источника на антенне запишем в виде

$$S(n, m, r, \alpha) = \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda} R(n, m, r, \alpha)\right), \quad (3.33)$$

где  $R(n, m, r, \alpha)$  — расстояние от каждого приемника антенны номера  $m$  до точки расположения источника сигналов, находящегося (в полярной системе координат с центром в середине трассы) на расстоянии  $r$  и под углом  $\alpha$  в точке номера  $n$  трассы перемещения антенны;  $\lambda$  — длина волны;

$$R(n, m, r, \alpha) = \sqrt{r^2 \cos^2(\alpha) + (r \sin(\alpha) - (n - 0,5N)\Delta s - m\Delta d)^2}, \quad (3.34)$$

где  $N$  — общее число точек на трассе;  $\Delta s$  — расстояние между точками трассы, номера которых отличаются на единицу;  $\Delta d$  — расстояние между приемниками антенны, номера которых отличаются на единицу.

В формуле (3.33), следуя [15], число приемников антенны увеличено до 512. При этом реальные приемники антенны (8 приемников) помещены в начале, а все последующие с нулевыми сигналами помещены после них с теми же интервалами между приемниками. В работе [15, с. 70] приведена полная программа таких вычислений.

Далее вычисляется угловой спектр сигнала на антенне с помощью стандартного БПФ. Для синтеза требуется вычислить БПФ в точках, число которых должно быть много больше числа реальных приемников в антенне (стандартное БПФ вычисляет спектр в точках, количество которых равно числу приемников антенны). Чтобы вычислить БПФ в большом количестве точек, следует увеличить число приемников антенны, положив сигналы в дополнительных приемниках равными нулю. Итак, у нас антенна обладает  $M$  реальными приемниками, на которых есть сигналы, а точек в спектре вычисляемого БПФ будет  $K \gg M$ .

Возможность устранения сигнала требует, чтобы операция вычисления спектра начиналась бы не с прямого, а с обратного БПФ. Почему это так, будет ясно из дальнейшего. Функцию (3.33) с увеличенной апертурой запишем в виде  $S(n, k, r, \alpha)$ . Операцию, осуществляемую с помощью БПФ, запишем в виде функционала:

$$G(n, k, r, \alpha) = \Phi^{-1} \left[ S(n, k, r, \alpha) \exp(i\pi m) \right], \quad (3.35)$$

где  $k$  — номер точки спектра. Экспоненциальный множитель служит для смещения максимума спектра в центральную область. Без этого множителя непрерывный спектр с помощью БПФ разрывается на две части, одна из которых находится в самом начале спектра, а другая в самом его конце.

Затем выполняется некогерентное усреднение полученного углового спектра сигнала, обеспечивающего помехоустойчивость методу на антенне:

$$U(t, k, r, \alpha) = \sum_j |G(j + Jt, k, r, \alpha)|, \quad (3.36)$$

где  $J$  — число реализаций, по которым производится накопление. При этой операции число точек трассы сокращается в  $J$  раз и вводится новый номер точки на трассе, который обозначен буквой  $t$ .

Для синтеза требуется фаза, которая определяется после операции некогерентного усреднения, как это описано в [15]. Для получения фазы определяется для каждого  $t$  номер  $k = kj$ , в котором спектр достигает максимума. Чтобы точнее определить положение максимума, и понадобилось значительное увеличение точек в спектре функции (3.33). Математически определение номера  $kj$  запишем в виде следующего функционала:

$$kj(t, r, \alpha) = \Psi[U(k, t, r, \alpha)]. \quad (3.37)$$

Этот функционал определяет номер точки углового спектра, в которой наблюдается наибольшая величина модуля спектра, формируемого антенной в каждой точке трассы  $t$  для источника, находящегося на дистанции  $r$  под углом  $\alpha$ . Этот номер точки однозначно связан со средней разностью фаз между приемниками антенны [12]. Искомая разность фаз находится по формуле, связывающей положение максимума углового спектра антенны с разностью фаз между приемниками антенны:

$$\Delta\phi[kj(t, r, \alpha)] = \frac{2}{K} [kj(t, r, \alpha) - 0,5K] 2\pi \frac{\Delta d}{\lambda}, \quad (3.38)$$

где  $\Delta d$  — расстояние между приемниками антенны.

В (3.38) первый сомножитель представляет собой синус угла, под которым приходит сигнал к антенне. Разность фаз, определяемая (3.38), как показано в [19], является пространственной частотой сигнала антенны с синтезированной апертурой. Фаза сигнала антенны с синтезированной апертурой найдется путем интегрирования (3.38) вдоль антенны [19]:

$$SF(t, r, \alpha) = \sum_0^t \Delta\phi[kj(t, r, \alpha)] \frac{\Delta q}{\Delta d}. \quad (3.39)$$

Для оценки положения источника, справедливой для любых дистанций, а не только для достаточно больших расстояний  $r$ , как это сделано в [13], следует определить функцию  $SF(t, R, \Theta)$  с помощью той же вышеописанной процедуры, но не по сигналу, полученному с антенны, а по сигналу источника, располагающегося в произвольной точке области поиска оценки положения источника с координатами  $R$  и  $\Theta$ . Эти координаты включают все точки внутри области поиска.

Процедура, выполняемая для известных точек и без шума, может быть существенно упрощена. Для этого не надо некогерентного накопления, не надо вытаскивать фазу из модуля сигнала антенны, не надо даже задействовать саму антенну, так как разность фаз между ее прием-

никами целиком определяется значением разности хода между ними, которая вычисляется по формуле

$$\Delta\phi(t, R, \Theta) = \frac{2\pi}{\lambda} (R(Jt - 0.5N, 1, R, \Theta) - R(Jt - 0.5N, 0, R, \Theta)), \quad (3.40)$$

где  $N$  — полное число точек на апертуре.

Интегрирование (3.40) по формуле (3.39) приводит к получению функции  $SF(t, R, \Theta)$ . Оценка положения источника внутри области поиска совершается по формуле

$$SJ(R, \Theta) = \left| \sum_t \exp(iSF(t, r, \alpha)) \exp(-iSF(t, R, \Theta)) \right|. \quad (3.41)$$

Таков алгоритм, справедливый для любых дистанций помехоустойчивого синтеза апертуры по некогерентному источнику сигнала [13].

### 3.3.2.3. Процедура устранения сильного сигнала

Эта процедура включает выполнение синтеза апертуры по сильному сигналу так, как это описано выше. При этом определяются оценки положения источника: дальность  $\rho$  и угол  $\theta$ . Эти значения подставляются в формулу (3.40), в которой взамен произведения  $Jt$  должно стоять  $n$  — номер точки на апертуре. Получается фаза  $\Delta\phi(n, \rho, \theta)$  вдоль всей трассы перемещения антенны, подставляется в (3.38), из которой определяется номер точки углового спектра  $kn$  для каждого  $n$ , соответствующего максимуму отклика антенны на чистый первый сигнал, по которому уже выполнен синтез апертуры. Параметр  $kn$  необходим и достаточен для устранения первого сигнала с антенны.

Далее формируется фильтр по формуле

$$FL(n, k) = \exp\left(i2\pi(M-1)\frac{k-kn(n)}{2K}\right) \sin\left(\pi\frac{k-kn(n)}{K}\right). \quad (3.42)$$

Этот фильтр приводит спектр устраняемого сигнала к виду синусоидального сигнала с точно целым числом периодов на интервале всего спектра. Здесь есть одна математическая особенность. Чтобы приведенная процедура правильно работала, надо первое БПФ (3.35) по увеличенному числу приемников антенны выполнять в виде обратного БПФ. Полученный спектр обратного БПФ надо пропустить через фильтр (3.42). В результате этой фильтрации спектр первого сигнала на антенне примет вид синусоиды.

Для дискретных сигналов интеграл Фурье сводится к ряду Фурье. В этом случае синусоида с целым числом периодов математически эквивалентна синусоиде бесконечной длины, так как ряд Фурье представляет сигналы в виде периодически повторяющихся функций. Периодическое повторение синусоиды, полученной в результате фильтрации (3.42) спек-

тра с положением максимума в точке  $kn(n)$ , приводит к синусоиде бесконечной длины. Такой сигнал имеет спектр в виде всего двух точек, положение которых полностью определяется числом приемников антенны  $M$ .

Далее осуществляется прямое БПФ спектра, прошедшего фильтр (3.42). Этот спектр от спектра имеет форму сигнала перемещаемой антенны с добавленными к ней приемниками с нулевыми сигналами. В полученном спектре исключаются две точки, которые находятся в местах, в которых расположены приемники антенны не с нулевыми, а с реальными сигналами. Одна точка  $k = 0,5M$ , а вторая  $k = K - 0,5M$ . Для исключения сигнала, по которому уже выполнен синтез апертуры, следует положить равными нулю сигналы в этих точках. При этом обнуляются сигналы в двух реально существующих приемниках перемещаемой антенны, что приводит к уменьшению реальной апертуры перемещаемой антенны при последующем синтезе апертуры по оставшемуся второму сигналу. Уменьшение апертуры перемещаемой антенны на синтезе не сказывается, оно влияет только на помехоустойчивость процедуры, уменьшая выигрыш антенны по отношению сигнала к шуму. После этого совершается обратное БПФ, восстанавливающее спектр сигнала на антенне, но уже при отсутствии сильного сигнала, синтез по которому уже состоялся. Далее производится синтез по оставшемуся наиболее сильному сигналу, форма спектра которого сохранилась в результате действия фильтра (3.41) и двух взаимно исключаящих БПФ. Амплитуда спектра при этом изменилась, появился множитель, определяемый модулем (3.42) при значении  $k$ , равному номеру точки углового спектра, в которой получился максимум второго сигнала в результате синтеза апертуры. Учет этого множителя позволяет получить оценку разности уровней первого и второго сигналов.

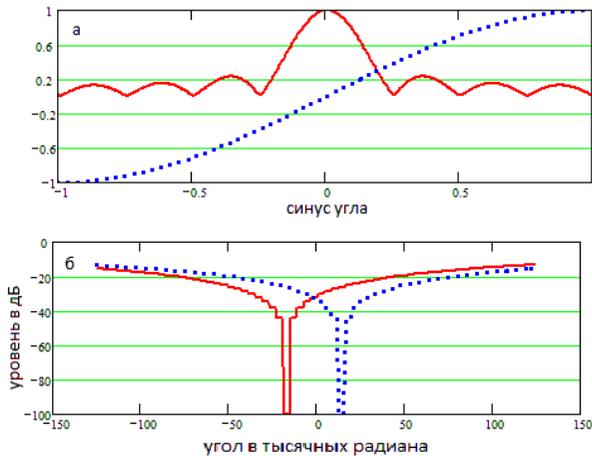
Однако практически получить правильное соотношение уровней первого и второго сигналов можно гораздо проще и точнее без каких-либо расчетов. Для этого достаточно повторить уже сделанный синтез апертуры с исключением не первого, а второго слабого сигнала. Получившийся в результате такого синтеза первый сигнал ослаблен тем же фильтром и на столько же, на сколько был ослаблен второй сигнал в результате синтеза после удаления первого. Это позволяет получить правильное соотношение уровней первого и второго сигналов без расчета величины ослабления.

#### 3.3.2.4. Результат математического моделирования

Для математического моделирования были выбраны следующие условия. Оба источника сигналов на одной дальности 1000 м. Уровень сигнала второго источника, расположенного рядом с первым, меньше уровня сигнала первого источника на 20 дБ. Источники сигналов распо-

ложены по разные стороны от центра трассы на расстояниях  $-15,625$  м и  $+15,625$  м от нормали к центру трассы или под углами  $-15,625 \cdot 10^{-3}$  радиана и  $+15,625 \cdot 10^{-3}$  радиана. Сигналы источников случайно изменялись по фазе и амплитуде в каждой точке трассы. Общее число точек трассы 2048. Трасса разбита на 32 участка, в каждом из которых производится некогерентное накопление по 64 точкам, или по 64 реализациям сигналов. Апертура синтезировалась длиной 50 м при длине волны 0,7 м. Перемещаемая антенна включает 8 приемников, расположенных через интервалы, равные половине длины волны. Число приемников антенны увеличено в 64 раза (до 512) путем добавления приемников с нулевыми сигналами. К сигналам на антенне добавлялся шум, уровень которого на антенне к уровню сигнала на антенне (без шума) был минус 34 дБ.

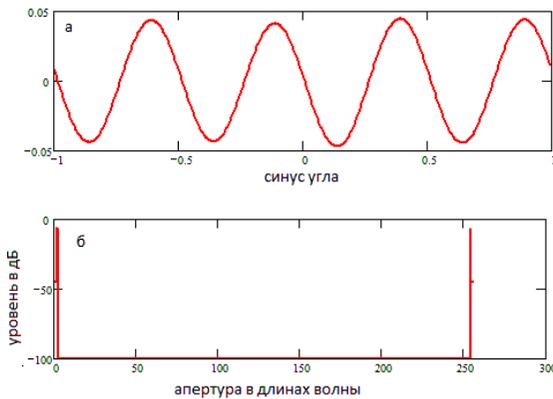
На рис. 3.3 показан модуль пространственного спектра сигнала (3.33) и амплитуда частотной характеристики фильтра (3.42) в начальной точке трассы перемещения антенны, а также вид модуля частотной характеристики фильтра (3.42) для первого и второго сигналов. Уровень каждого модуля в точках минимума другого модуля представляет собой ослабление второго сигнала, которое следует учитывать при оценке разности уровней первого и второго сигналов.



**Рис. 3.3.** Спектр первого сигнала в точке начала движения антенны (сплошная линия) и частотная характеристика фильтра (3.42), (пунктир) (а); частотная характеристика фильтра (3.42) для первого (сплошная линия) и второго (пунктир) сигналов (б)

Этот фильтр превращает комплексный спектр сигнала, максимум спектра которого находится в точке минимума частотной характеристики фильтра, в синусоидальный сигнал, осциллограмма которого показана на

рис. 3.4. Число полупериодов этой синусоиды равно числу действующих приемников антенны, так как форма спектра определяется числом действующих приемников, а добавленные приемники формируют дополнительные точки внутри этого спектра. При разложении этого сигнала в ряд Фурье, что осуществляет примененное нами стандартное БПФ, эта синусоида вся целиком сосредоточивается в двух точках, как показано на рис. 3.4. БПФ от спектра синусоидального сигнала представляет собой сигнал на антенне с добавленными приемниками с нулевыми сигналами. То, что эти сигналы действительно получились нулевыми, есть свойство примененного БПФ. Спектр, вычисленный иначе в других промежуточных точках, приведет к иному результату, но в данном случае это не имеет никакого значения.

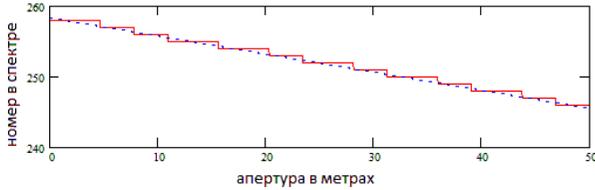


**Рис. 3.4.** Спектр первого сигнала, прошедший фильтр (3.42) (а) и результат преобразования этого спектра БПФ (б) вдоль антенны, апертура которой дополнена нулями

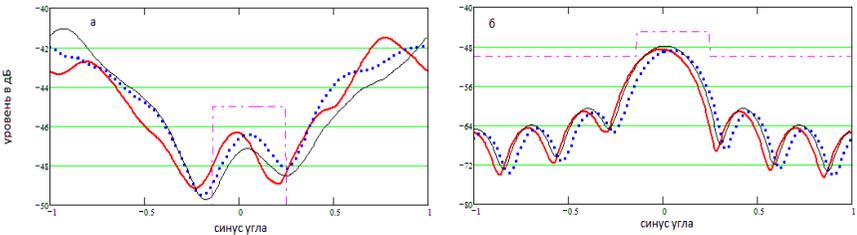
Эти две точки вырезаются, что исключает из дальнейшей обработки, какой бы она ни была, спектр сигнала первого источника. Это должно происходить в каждой отдельной точке трассы. Для этого при наличии шума точнее будет не определять точку максимума спектра сигнала (3.33) опытным путем по самому сигналу, а использовать описанную выше процедуру определения этой точки по результатам синтеза апертуры.

Отличия данных опыта и результатов вычислений невелики, как это показано на рис. 3.5, как без шума, так и с добавленным шумом. Приведен рисунок с добавленным шумом, а рисунок без шума не приведен, так как он ничем не отличается от приведенного рисунка в силу незначительного уровня добавленного шума. Показанный на рисунке результат опыта определялся не на основании измерений в каждой реализации, что приводит к большому разбросу результатов измерений в силу неко-

герентности сигналов, а путем линейной экстраполяции измерений, произведенных для синтеза апертуры после некогерентного накопления по 64 реализациям.



**Рис. 3.5.** Номер точки спектра, в которой находится его максимум при перемещении антенны, определенный по случайному некогерентному сигналу (сплошная линия), и те же значения, вычисленные по положению сигнала, определенному полным синтезом апертуры (пунктир)

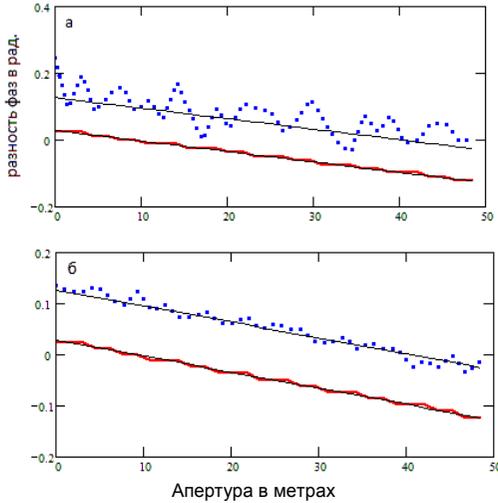


**Рис. 3.6.** Спектр второго сигнала, полученный после ликвидации первого в самом начале трассы (пунктир), в центре трассы (тонкая линия) и в самом конце трассы синтеза (сплошная линия); *а* — с добавленным шумом, *б* — без шума. Прямоугольником показана область определения максимума сигналов

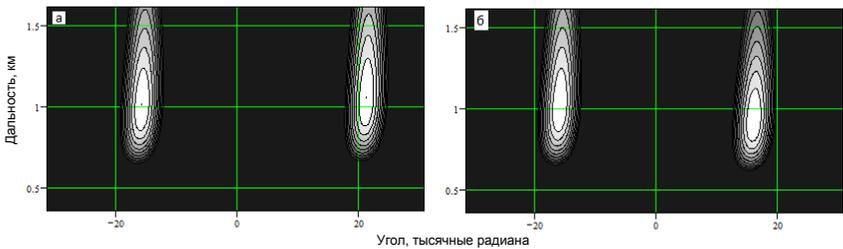
На рис. 3.6 показан пространственный спектр сигнала (3.30) после удаления сильного сигнала и произведенного некогерентного накопления. На этом рисунке четко видны различия, полученные с шумом и без шума. Шум в результате действия фильтра (3.39) получает сильную анизотропию. При этом синтез по второму сигналу становится невозможным, так как максимум шума намного превышает максимум сигнала, в результате чего синтез осуществляется по шуму, а не по сигналу. Если шум уменьшить еще на 10 дБ, то этого не происходит и синтез получается. При добавленном шуме синтез происходит, если максимум определять не во всем спектре, а только в той его части, которая показана на рисунке. В этой части спектра шум еще не настолько усилен фильтром (3.39), чтобы полностью прекратить синтез, но оставшегося увеличения шума достаточно, чтобы существенно сместить оценку положения второго источника.

На рис. 3.7 показаны голограммы двух источников. Голограмма первого источника (как с шумом, так и без шума) очень тесно примыкает к

теоретической прямой линии, так как уровень добавленного шума крайне мал по сравнению с уровнем первого сигнала. Голограмма второго сигнала искажается уже самой некогерентностью сигналов без добавляемого шума, а с добавленным шумом эта голограмма искажается весьма значительно благодаря усилению шума фильтром (3.42).



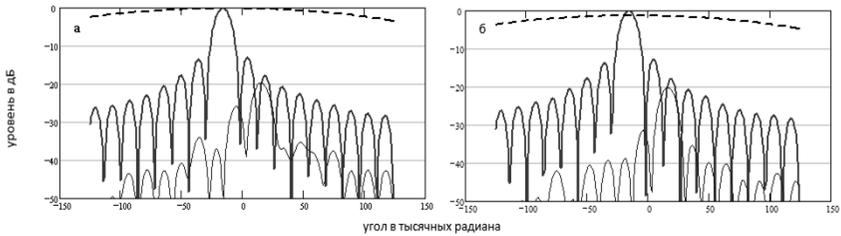
**Рис. 3.7.** Голограммы первого (сплошная линия) и второго сигналов (пунктир) с добавленным шумом (а) и без шума (б). Тонкими линиями показаны теоретические голограммы первого и второго сигналов



**Рис. 3.8.** Картина расположения источников, полученная в результате синтеза с добавленным шумом (а) и без шума (б). Динамический диапазон  $-1$  дБ. Изолинии через  $0,1$  дБ. Амплитуды сигналов выровнены

На рис. 3.8 показан результат оценки положения источников, полученного при завершении процесса синтеза. При этом каждый сигнал получен отдельно и поэтому не испытывает на себе влияния со стороны близкого соседа. Два сигнала показаны на одной картинке путем сведения в одно целое двух отдельных картинок. На этом рисунке приведены

результаты обработки только фаз сигналов, что для оценки положения источников сигналов вполне достаточно.



**Рис. 3.9.** Результат разрешения двух близких сигналов — первого (жирная линия) и второго (тонкая линия) — с шумом (а) и без шума (б). Пунктир — отклик перемещаемой антенны в начале трассы с некогерентным накоплением по 64 реализациям

На рис. 3.9 показан результат количественного анализа сигналов. Для этого введена амплитуда сигналов, получаемая в результате некогерентного накопления. Она определяется по величинам максимумов сигналов в точках, которые формируют сигнал голограммы. Первый сигнал показан при исключении второго слабого сигнала фильтром (3.42), настроенным на координаты второго сигнала. Оба сигнала ослабляются фильтром (3.42) одинаково, что позволяет определять разность уровней этих сигналов без дополнительных вычислений. Эти измерения выполнены при значительном усреднении данных, поэтому соотношение уровней первого и второго сигнала с шумом и без шума получилось практически одинаковым (разница менее 1 дБ). Истинное значение разностей уровней составляет 20 дБ. Так и получается в результате этой обработки как с шумом, так и без шума.

### 3.3.2.5. Помехоустойчивость метода

Метод апертурного синтеза, описанный в [19], обладает оптимальной помехоустойчивостью при работе по одному-единственному сигналу, так как эффективно используется накопление и к нему добавляется выигрыш от увеличения апертуры. Таким образом, эффективно используются все имеющиеся возможности увеличения отношения сигнала к шуму. В отношении второго слабого сигнала дело обстоит иначе, поскольку шум в результате фильтрации (3.42) приобретает сильную анизотропию и смещает оценку положения второго сигнала. Это видно по результатам моделирования. Применить компенсацию даже известной анизотропии нельзя, так как шум неотделим от сигнала. Поэтому описываемый метод обладает низкой помехоустойчивостью по сравнению с оптимальной и применим только при значительном превышении уровня всех сигналов над уровнем шума.

### 3.3.2.6. Каков итог рассмотрения

Любой метод синтеза апертуры по некогерентным источникам сигналов разной интенсивности, основанный на процедуре последовательного удаления более сильных сигналов, имеет возможность углового разрешения близко расположенных источников. Однако помехоустойчивость оценки углового положения менее мощных источников оказывается много ниже помехоустойчивости оценки положения более мощных, что требует относительно высокого (в сравнении с шумом) уровня всех разрешаемых источников. Это необходимо учитывать при практической реализации данного метода. В силу того что при соблюдении данного условия метод дает принципиальную возможность высокого разрешения и снимает проблему «маскировки» относительно слабых источников сильными, он может быть актуальным не только при синтезе апертуры, но и для протяженных антенн с заполненной апертурой, для которых ограничение углового разрешения связано с возможным попаданием относительно слабого сигнала в «боковое поле» (в область первых боковых лепестков функции отклика антенны) сильного сигнала. При этом, однако, процедура подавления его поля может быть реализована более простым образом на основе метода темного поля [15].

### Список литературы к главе 3

1. *Зверев В.А.* Радиооптика : преобразования сигналов в радио и оптике. М. : Сов. радио, 1975. 304 с.
2. *Зверев В.А.* Физические основы формирования изображений волновыми полями // Нижний Новгород : ИПФ РАН, 1998. 252 с.
3. *Autrey S.W.* Passive synthetic arrays // IEEE J. Ocean. Eng. 1988. V. 84, No. 2. P. 592—598.
4. *Stergiopoulos S.*, Implenentation of adaptive and synthetic aperture beamformers in sonar systems // Proc. IEEE. 1998. V. 86, №2. P. 358.
5. *Stergiopoulos S., Sullivan E.J.* Extended towed array processing by an overlap correlator // J. Acoust. Soc. Am. 1989. V. 86, №1. P. 158—171.
6. *Yen N.-C., Carey W.* Application of synthetic-aperture processing to towed-array data // J. Acoust. Soc. Am. 1989. V. 86, №2. P. 754—765.
7. *Stergiopoulos S.* Optimum bearing resolution for a moving towed array and extension of its physical aperture // J. Acoust. Soc. Am. 1990. V. 87, №5. P. 2128—2140.
8. *Stergiopoulos S., Urban H.* A new passive synthetic aperture technique for towed arrays // IEEE J. Ocean. Eng. 1992. V. 17, №1. P. 16—25.
9. *Edelson G.S., Tufts D.W.* On the ability to estimate narrow-band signal parameters using towed arrays // IEEE J. Ocean. Eng. 1992. V. 17, №1. P. 48—61.
10. *Hayes M.P., Gough P.T.* Synthetic aperture sonar: a review of current status // IEEE J. Ocean. Eng. 2009. V. 34, №3. P. 207—224.
11. *Дашевский О.Ю., Нежевенко Е.С.* Исследование влияния мешающих факторов на качество синтезирования апертуры в гидролокации // Автотметрия. 2008. Т. 44, №2. С. 76—90.

12. *Зверев В.А., Коротин П.И., Матвеев А.Л.* Когерентный синтез апертуры по некогерентному сигналу // Акуст. журн. 2011. Т. 57, №4. С. 534—545.
13. *Зверев В.А., Коротин П.И., Матвеев А.Л.* Когерентный апертурный синтез по некогерентному источнику // Акуст. журн. 2013. Т. 59, №1. С. 96—108.
14. *Зверев В.А.* Разрешение источников некогерентных сигналов на основе когерентного синтеза апертуры // Акуст. журн. 2016. Т. 62. №3. С. 375—384.
15. *Зверев В.А., Стромков А.А.* Выделение сигналов из помех численными методами // Нижний Новгород : ИПФ РАН, 2001. 188 с.
16. *Зверев В.А.* Антенна темного поля // Акуст. журн. 1994. Т. 40, №3. С. 401—404.

## ***Вместо заключения***

В учебниках игры в шахматы публикуются и подробно комментируются партии выдающихся мастеров. Это делается не для того, чтобы эти партии повторялись, а для того чтобы показать те идеи, которые были реализованы мастерами шахматной игры в этих партиях. Эти идеи полезно практически увидеть, понять и затем применять в своей игре, давая тем самым им новую жизнь и развитие. Аналогично и с книгами, содержащими результаты научных исследований. Они предназначены не только для ознакомления читателей собственно с этими результатами, но решают и другую задачу, которая состоит в том, чтобы помочь читателю практически применять то понимание проблем и методов их решения, которое изложено в книге, к получению новых актуальных результатов. Обучать этому искусству, как и обучать искусству шахматной игры, можно только путем показа, как это реально происходит, на примере конкретных «научных партий», а иного пути обучения этому нет.

Автор настоящей книги поступил в университет после трех лет, проведенных на фронтах Великой Отечественной войны, поступил, чтобы «добывать» новые знания, т. е. успешно «делать науку». После 5 лет напряженной учебы должен был быть, как казалось, в состоянии самостоятельно работать в науке и получать эти новые знания. В то же время я чувствовал себя обманутым, поскольку все эти годы учебы напряженно осваивал то, что уже было хорошо известно, а получать новые знания как будто и не научился. Но прошло немного времени, и стали появляться результаты. Я не сразу понял, откуда это умение вдруг взялось, и что подтолкнуло к вхождению в большую науку. А это была заслуга тех преподавателей университета и маститых ученых, часто приезжавших на факультет из Москвы, которые рассказывали больше не о том, как «делать науку», а о своих новых результатах и результатах своих ближайших коллег. Это были рассказы «из первых рук», рассказы прежде всего о том, как рождается научный результат, какие трудности и сомнения при этом приходится преодолевать, и какие нерешенные задачи еще ждут своего часа. С тех давних пор кажется очевидным, что другого пути для обучения продуктивной работе в науке просто нет, кроме как рассказывать весь путь по лабиринту получения результата, пусть даже не какого-то особенного и значительного.

Предложенная вниманию читателя книга имеет обе эти цели: систематически изложить результаты решения конкретных задач и изложить

процесс их получения таким образом, чтобы читатель мог понять и освоить использованные на этом пути «приемы». Они, возможно, пригодятся ему в будущем, совсем в других задачах, и если это будет так, то автор с радостью готов считать обе цели полностью достигнутыми.

А теперь еще немного о том, что дает человеку занятие наукой. На протяжении уже многих десятилетий работая в науке, я готов поделиться с читателем кратким рассказом на эту тему.

Когда-то декану радиофизического факультета нашего Нижегородского университета (тогда еще Горьковского) показалось, что студенты стали слишком прохладно относиться к учебе. Возможно даже, так думали и думают все деканы и пытаются предпринимать какие-то меры по организации учебного процесса, но наш декан решил зайти с другой стороны. Он организовал встречи студентов с ведущими учеными города, чтобы эти ученые неформально рассказали о своих занятиях и на своем примере убедили студентов в том, что заниматься наукой (в данном случае радиофизикой) крайне интересно, а потому учиться этому делу весьма полезно.

На одной из таких встреч довелось выступать перед студентами мне. Это было в большой аудитории, в субботний и потому выходной (для меня) день. Решив сразу привлечь внимание молодой и не слишком спокойной аудитории, я свое выступление начал вопросом: «Знаете ли вы, куда я отправлюсь сразу после нашей с вами встречи? Нет! Вы этого не знаете! Я сяду за руль машины и отправлюсь на ней в рай!» После этих слов зал ожидаемо оживился и загудел. Действительно, рядом с университетом проходило оживленное шоссе, выезжая на которое вполне можно было отправиться в этот самый рай, как, впрочем, и в ад... Так, видимо, подумали студенты. Выдержав паузу, я рассказал им, где находится тот рай, в который я собирался в тот день отправиться, и что собой он представляет. Рай, сказал я им, это не обитель избранных душ, а то место, в котором человек ощущает себя счастливым. Когда он счастлив так, что ему ничего иного в жизни не надо, вот тогда он и находится в раю.

Я сообщил студентам, что для меня этот рай помещается в моем рабочем кабинете в Институте прикладной физики Академии наук. Туда я и намеревался отправиться после окончания встречи, несмотря на выходной день. Занятиям наукой, говорил я, сопутствуют не одни только успехи (даже у самых выдающихся ученых), бывает и отрицательный результат, но даже он способен доставить удовольствие. Это действительно так! Но чтобы испытывать радость от занятий наукой, надо очень много всего узнать, понять и научиться использовать эти знания. Вот этому всех вас и учат здесь, сказал я тогда студентам.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<i>Предисловие</i> .....	3
Список литературы к предисловию .....	6
Глава 1. АНАЛИЗ МОД ЗВУКОВОГО ПОЛЯ В ВОЛНОВОДЕ МЕЛКОГО МОРЯ .....	7
1.1. Физические основы метода .....	9
1.1.1. Фокусировка сигналов мод волновода .....	10
1.1.2. Сканирование по модам волновода .....	12
1.2. Результаты опыта .....	15
1.2.1. Различные представления сигналов мод волновода .....	18
1.2.2. Точный подбор девиации частоты опорного сигнала .....	23
1.2.3. Обращение сигналов мод .....	24
1.3. Область применимости метода .....	27
1.4. Что в итоге .....	29
Список литературы к главе 1 .....	29
Глава 2. ГИДРОЛОКАЦИЯ НА ПРОСВЕТ .....	31
2.1. Как появилась гидролокация на просвет .....	31
2.2. Общие замечания и структура главы .....	33
2.3. Акустические условия опытов на озере Санхар .....	34
2.3.1. Лучевая картина звукового поля .....	35
2.3.2. Повторная реализация самого первого опыта .....	40
2.3.3. О неудачных опытах .....	42
2.4. Получение изображения объекта локации .....	43
2.4.1. Увеличение действующей апертуры .....	45
2.4.2. Определение параметров опыта .....	47
2.4.3. Когерентное и некогерентное сложение сигналов .....	50
2.4.4. Автоматическая компенсация задержек .....	51
2.4.5. Подавление помех горизонтальной антенной .....	53
2.4.6. Изображение трассы прохода рассеивателя .....	57
2.4.7. Влияние помех на когерентное накопление сигнала .....	60
2.5. Локация с подсветкой .....	61
2.5.1. Описание опыта .....	62
2.5.2. Сравнение опыта с теорией .....	66
2.6. Выводы .....	71
Список литературы к главе 2 .....	72
Глава 3. СИНТЕЗ АПЕРТУРЫ В СЛУЧАЙНОМ ПОЛЕ .....	75
3.1. Изображения в случайных полях .....	75
3.1.1. Функция когерентности и изображения .....	76

3.1.2. Функция когерентности в свободном пространстве .....	78
3.2. Апертурный синтез в случайном поле .....	80
3.3. Когерентный синтез апертуры по некогерентному источнику .....	81
3.3.1. Физика синтеза .....	84
3.3.2. Разрешение источников некогерентных сигналов .....	92
3.3.2.1. Метод исключения сильного сигнала .....	95
3.3.2.2. Процедура синтеза с удалением сигнала .....	97
3.3.2.3. Процедура устранения сильного сигнала .....	100
3.3.2.4. Результат математического моделирования .....	101
3.3.2.5. Помехоустойчивость метода .....	106
3.3.2.6. Каков итог рассмотрения .....	107
Список литературы к главе 3 .....	107
<i>Вместо заключения</i> .....	109

---

Научное издание

**Зверев Виталий Анатольевич**

**ФОРМИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ  
АКУСТИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ  
В МЕЛКОМ МОРЕ**

Редактирование и верстка — *Н. Н. Кралина*  
Дизайн обложки — *А. А. Еремина*

Подписано к печати 20.03.2019.  
Формат 60 × 84 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Усл. печ. л. 7,0. Уч.-изд. л. 7,4.  
Тираж 100 экз. Заказ № 16 (2019).

Отпечатано в типографии ФИЦ Институт прикладной физики РАН,  
603950, Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46